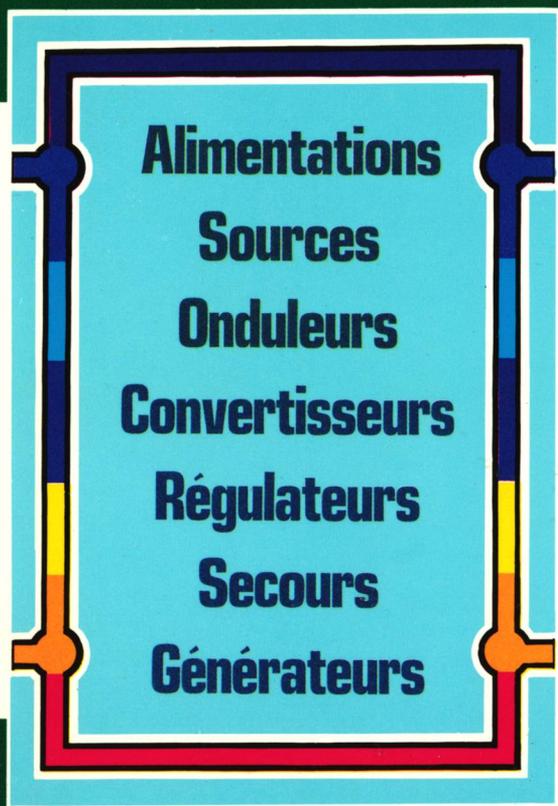


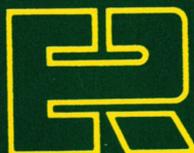
ALIMENTATIONS ÉLECTRONIQUES

Théorie et Pratique



- Transformation
- Redressement - Filtrage
- Stabilisation - Régulation
- Découpage
- Parasites - Harmoniques
- Protection - Essais

S. E. C. F.

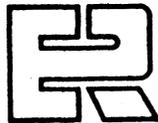


ÉDITIONS RADIO

R. DAMAYE - C. GAGNE

ALIMENTATIONS ÉLECTRONIQUES

Théorie et Pratique



Éditions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS
TEL. 43.29.63.70

REMERCIEMENTS

Les Auteurs tiennent à exprimer leur gratitude à la Direction des Etudes & Recherches d'Electricité de France où ils ont trouvé la compréhension et les facilités matérielles qui leur ont permis de mener à bien la rédaction de cet ouvrage.

Ils remercient les différents constructeurs qui leur ont communiqué des documents et comptes-rendus de laboratoire, et particulièrement, quelques-uns, qui leur ont fourni gracieusement des composants, leur apportant ainsi une aide précieuse.

© by SECF Éditions Radio, Paris, 1982, 1986 Tous droits de reproduction et d'adaptation réservés pour tous pays	Imprimé en France Imprimerie Berger-Levrault, Nancy
	Dépôt légal : juin 1986 Éditeur n°1043 - Imprimeur : 778370

INTRODUCTION

Lorsque l'Editeur nous a proposé la rédaction d'un ouvrage sur les alimentations notre premier réflexe a été de dire : « Bah, les Alims' stabilisées on les trouve maintenant toutes faites dans de petites boîtes, il n'y a vraiment pas de quoi en faire un bouquin... » Puis, à la réflexion il nous est apparu que le sujet était beaucoup plus vaste qu'il ne nous avait semblé au premier abord.

On peut constater que l'alimentation est, dans de nombreux ensembles électroniques le parent pauvre. Le technicien commence par étudier une maquette qu'il alimente tout naturellement au moyen d'une alimentation régulée de laboratoire qui, en principe présente par construction toutes les qualités nécessaires à un fonctionnement correct du montage. Puis lorsque vient le moment de la réalisation du premier prototype industriel on prend un transfo, un redresseur, des condensateurs de filtrage, parfois un régulateur intégré et on s'arrange pour que tout cela entre dans la boîte et, accessoirement fournisse au montage les tensions et courants voulus sans penser qu'il en va d'un ensemble électronique comme d'un être humain : « le maintien de sa santé dépend en grande partie de la qualité de son alimentation ». Combien en avons nous rencontré de ces montages, par ailleurs bien conçus et même parfois particulièrement astucieux, dont les performances ont été détériorées par une alimentation incorrecte.

Les progrès considérables obtenus ces dernières années dans le domaine des semi-conducteurs de puissance ont permis de réaliser des régulateurs de tension par commutation (régulateurs à découpage) ainsi que des convertisseurs et onduleurs de puissances de plus en plus importantes qui ouvrent à l'électronique un domaine d'applications en expansion. Cependant si séduisante qu'elles soient, ces techniques sont souvent génératrices de parasites de diverses natures sur le réseau. Il nous a paru nécessaire de consacrer à ce problème un assez important chapitre.

De même les problèmes de sécurité des matériels et des personnes ne nous ont pas échappé il nous a paru intéressant d'en entretenir le lecteur.

Le développement sans cesse croissant des diverses techniques numériques permettent d'atteindre dans bien des domaines des précisions que les seules techniques analogiques ne pouvaient se permettre d'espérer approcher. Mais pour utiliser pleinement cette précision il est indispensable, lorsque l'on passe en fin de la chaîne de traitement de l'information de la forme numérique à la forme analogique, de disposer de sources de tension de référence d'une haute précision et à grande stabilité d'où les chapitres consacrés aux sources de tension de référence et aux alimentations régulées.

Cet ouvrage a été décrit par deux amis qui totalisent à eux deux plus de cinquante années d'expérience pratique au laboratoire. Leur travail s'est appuyé sur trois piliers :

- le laboratoire où a été expérimenté un grand nombre des montages présentés (1).
- la Bibliothèque pour la documentation (2) ce qui nous a permis de fournir à la fin de chaque chapitre une liste plus ou moins longue de références bibliographiques pour permettre au lecteur désireux d'approfondir tel ou tel point que, faute de place nous n'avons pas été en mesure de développer autant que nous l'aurions désiré, de savoir dans quel document il pourra trouver un complément d'informations. Nous avons également cru utile de faire figurer dans certaines notices bibliographiques les références des textes de normalisations concernant le sujet traité.
- la machine à écrire enfin et la planche à dessin pour le texte et les figures.

Nous avons pensé que pour être complet, un ouvrage sur les alimentations électroniques devrait comporter des chapitres sur : les piles, les batteries d'accumulateur et leurs chargeurs, sur les sources d'énergie nouvelles comme les photopiles et les thermocouples, sur les onduleurs, sur les générateurs et régulateurs de haute et très haute tension (domaine dans lesquels les auteurs ont l'un et l'autre quelque expérience pratique) sur la fiabilité enfin des ensembles d'alimentation. Ces chapitres ont été écrits mais au moment de publier il nous est apparu que le volume de l'ouvrage ainsi réalisé — et qui aurait constitué une véritable « Somme » sur le sujet (plus de 600 pages et 650 schémas et illustrations) aurait atteint un prix qui le mettait hors de portée de la bourse du lecteur moyen. Notre but — qui est de mettre à la portée du plus grand nombre le fruit de notre expérience — n'aurait donc pas été atteint. Force nous a été, après mure réflexion, de nous résoudre à la douloureuse solution qui consistait à amputer l'ouvrage original de cinq importants chapitres en espérant les faire paraître séparément, soit sous forme d'articles, soit sous celle de petits volumes individuels.

(1) Nous aurions aimé expérimenter TOUS les montages décrits mais ce n'est pas un an qu'il nous aurait fallu pour préparer cet ouvrage mais peut-être trois, et le livre aurait été périmé avant même de paraître. Aussi avons-nous fait confiance à ceux proposés par les laboratoires d'application des grandes sociétés dont nous apprécions le sérieux. Par ailleurs, certaines idées de montages nous sont venues à l'esprit que nous n'avions pas le temps ou le moyen de mettre à exécution. Lorsque nous en parlons, nous signalons à chaque fois qu'il s'agit d'un *projet* de montage qui n'a pas été expérimenté — et qui ne demande qu'à l'être : à vous de jouer chers lecteurs — et nous utilisons le plus souvent pour en parler le mode conditionnel.

(2) A ce sujet, nous tenons à exprimer notre gratitude à l'Unité Documentaire de la Direction des Etudes & Recherches d'Electricité de France dont la gestion par ordinateur nous a permis d'accéder très rapidement à des documents qui sans elle auraient été hors de notre portée.

CHAPITRE I

LES TRANSFORMATEURS

Est-il besoin de présenter ce composant que tout électronicien connaît bien... ou croit bien connaître. C'était notre cas avant de rédiger ce chapitre. Or, bien qu'ayant conçu et réalisé au cours de notre vie professionnelle un bon nombre de transfos de toutes tailles, il nous a fallu nous plonger dans les manuels pour y redécouvrir ce que nous avait enseigné le regretté E. LEFRANC à l'époque lointaine où nous suivions ses cours au C.N.A.M. : un transfo cela ne se calcule pas, cela se « pifomètre ». Et oui ! Si l'on nous demande de réaliser un transformateur de caractéristiques (rendement, perte, chute de tension, etc...) bien précises à partir de tôles de format non standard — pour des raisons d'encombrement par exemple — nous sommes incapables d'établir un projet rigoureux par le seul calcul. Mais nous nous expliquerons de cela un peu plus loin.

Cela dit, il existe d'excellents ouvrages (1) consacrés à l'étude des transformateurs et, de plus, les catalogues de certains fabricants de circuits magnétiques (1) constituent une mine de renseignements pratiques.

Nous nous bornerons donc, au cours de ce chapitre, d'une part à rappeler quelques notions générales indispensables et, d'autre part, à préciser quelques points de détails souvent omis dans les documents cités plus haut.

RAPPEL CONCERNANT LES UNITÉS MAGNÉTIQUES

Nous serons conduits dans ce chapitre à utiliser des unités qui, pour un certain nombre de lecteurs n'ayant eu que peu d'occasions de les utiliser, sont devenues lointaines.

Inductance L'inductance (L) s'exprime en Henrys (H) : 1 Henry est l'inductance d'un circuit fermé dans lequel une force électromotrice de 1 Volt est produite lorsque le courant qui le parcourt varie linéairement de 1 Ampère par seconde.

Force magnétomotrice Elle est créée dans un bobinage parcouru par un courant et a pour valeur :

$$0,4 \pi n I$$

avec : n = nombre de tours du bobinage et I = intensité en ampères. Elle est exprimée en Gilberts dans le système C.G.S. qui n'est plus recommandé et remplacé par le S.I. qui dérive du M.K.S.A. dont les unités sont trop grandes en électrotechnique classique (2).

Flux magnétique Son unité, le Weber (Wb) correspond à la production d'une f.e.m. de 1 Volt dans une seule spire pour une décroissance uniforme de ce flux jusqu'à zéro en une seconde.

En C.G.S. c'est le Maxwell (M) qui vaut 10^{-8} Wb qui est employé.

(1) cités en référence bibliographique.

(2) Et, *à fortiori*, en électrotechnique où la tendance est à la microminiaturisation : ne semble-t'il pas étrange d'utiliser des unités comme le Weber par mètre carré lorsqu'il s'agit de transfos pouvant tenir dans un dé à coudre ?

Réductance magnétique C'est le rapport entre la force magnétomotrice et le flux auquel elle donne naissance. C'est en quelque sorte la loi d'Ohm appliquée aux champs magnétiques.

Réductance = Force magnétomotrice/Flux.

Dans un circuit magnétique de section constante la réductance = $R = l / \mu s$

avec l = longueur de la ligne de force en cm, μ perméabilité du circuit (considérée comme uniforme) et s , la section en cm².

La perméance, moins utilisée, est l'inverse de la réductance.

Champ magnétique (H) C'est la force magnétomotrice par unité de longueur. Si nous supposons un solénoïde long ayant n tours de fil par centimètre le champ au centre (région où il est uniforme) est : $H = 0,4 \pi nI$ ou plus simplement $1,25 nI$.

Ce champ est exprimé en Oersted si la force magnétomotrice est en Gilberts et l'unité de longueur le centimètre.

Son abréviation est H et il est souvent donné en Ampères/tour et vaut alors évidemment $H/1,25$.

Induction magnétique (B) L'unité en est le Tesla (T), c'est l'induction uniforme qui, répartie normalement sur une surface de 1 m², produit à travers cette surface un flux magnétique total de 1 Wb.

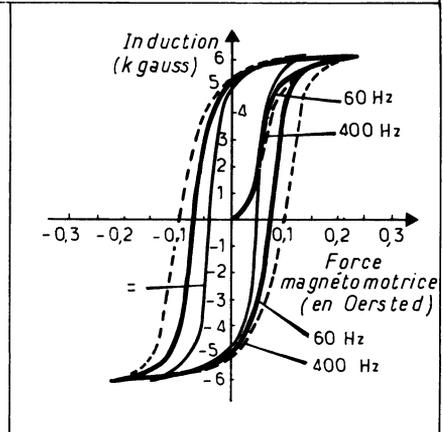
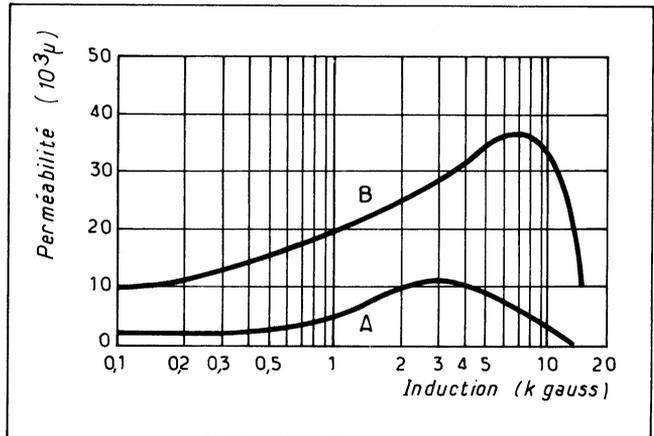


Fig. I-1. — La perméabilité μ d'un matériau magnétique varie avec l'induction. Courbes $\mu = f(B)$ de deux types de matériaux magnétiques: (A) tôles au silicium et (B) circuit magnétique à grains orientés (Courbes a). En (b) cycle d'hystérésis d'un circuit magnétique en Permalloy 4 - 79 MO pour le continu, à 50 Hz et à 400 Hz (Documentations Isolectra (courbes a) et Magnetics Inc. (b)).

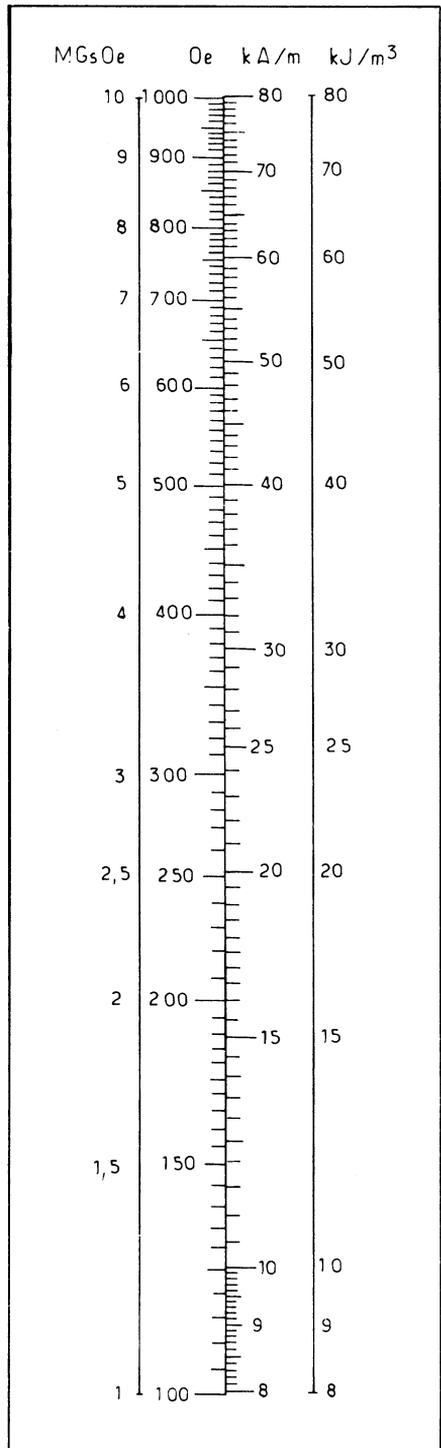


Fig. 1-2. — Abaque pour la conversion Oersted/kAm et des kilo-joules par mètre cube en MGs Oe. (D'après un document R.T.C.).

Tableau de conversion des unités magnétiques dans les systèmes SI et CGS

unités SI	→	unités CGS
1 T (tesla) = 1 Wb/m ² = 1 Vs/m ²		= 10 ⁴ Gs = 10 kGs
1 mT		= 10 Gs
1 A/m		= 4 π × 10 ³ Oe = 0,01257 Oe
1 kA/m		= 4 π Oe = 12,57 Oe
1 Wb (weber) = 1 Vs = 1 Tm ²		= 10 ⁸ Mx
1 μWb		= 100 Mx
μ ₀ = 4 π × 10 ⁻⁷ H/m = 1,257 μH/m		μ ₀ peut être remplacé par 1 Gs/Oe
1 H/m = 1 Vs/Am		
1 J/m ³ = 1 TA/m		= 4 π × 10 GsOe = 125,7 GsOe
1 KJ/m ³ = 1 mJ/cm ³		= 4 π × 10 ⁻² MGsOe = 0,1257 MGsOe
1 J (joule) = 1Ws = 1 Nm		= 10 ⁷ ergs
1 N (newton) = 1 kgm/s ² = 0,1019 kgf		= 10 ⁵ dynes
unités SI	←	unités CGS
10 ⁻⁴ = 0,1 mT		= 1 Gs (gauss)
0,1 T = 100 mT		= 1 kGs
10 ³ /(4 π)A/m = 1/(4 π)kA/m = 0,07958 KA/m		= 1 Oe (oersted)
0,01 μWb		= 1 Mx (maxwell)
10 μWb		= 1000 Mx
10 ² /(4 π)mJ/m ³ = 7,958 mJ/m ³		= 1 GsOe
10 ² /(4 π)kJ/m ³ = 7,958 kJ/m ³		= 1 MGsOe
10 ⁻⁷ J		= 1 erg

En fonctionnement, dans le système d'aimants permanents, l'énergie disponible par unité de volume, s'écrit :

1°) : Dans le système SI: BH/2

2°) : Dans le système CGS: BH/8π.

Le Gauss (G) qui vaut 10⁻⁴ T est utilisé dans la pratique. Le gamma (γ) unité très petite: 10⁻⁵ G et 10⁻⁹ T est surtout utilisée par les géophysiciens.

L'induction est l'expression d'un champ par unité de surface et ne doit pas être confondue avec celui-ci.

Rappelons à ceux qui seraient appelés à faire des mesures sur des circuits ouverts que le champ magnétique terrestre est générateur d'une induction moyenne de

$$0,47 \text{ G} = (4,7 \cdot 10^{-5} \text{ T}).$$

Perméabilité magnétique (μ) C'est un rapport entre le champ et l'induction produite:

$$\mu = B/H, \text{ c'est donc un nombre sans dimension.}$$

Pour les matériaux non magnétiques, l'air en particulier, B/H = 1.

Ce coefficient μ varie avec B et tend vers une valeur maximale qui se situe généralement aux 3/4 de la valeur qui provoque la saturation (fig. I-1-a).

Le rapport $B = \mu H$ n'est donc valable que pour une valeur déterminée de H. Voir figure I-1-b.

Il est le plus souvent parlé d'induction à la saturation pour caractériser un matériau magnétique mais seule la forme de la courbe tracée à la fréquence d'utilisation permet d'établir un projet.

Pour les lecteurs qui, comme nous, sont plus familiarisés avec le système C.G.S. qu'avec le S.I. actuellement recommandé, nous reproduisons ci-dessus une table de conversion des unités électromagnétiques dans les deux systèmes et, à la figure I-2 un abaque permettant la conversion rapide de ces unités.

QUELQUES GÉNÉRALITÉS

Un transformateur à vide peut être considéré comme une inductance dont l'impédance Z_{Pr} est :

$$Z_{Pr} = \sqrt{L_{Pr}^2 \omega^2 + R_{Pr}^2}$$

Le terme R_{Pr} qui correspond à la somme de la résistance ohmique du bobinage et de la résistance équivalente aux pertes dans le circuit magnétique (pertes fer) peut en première approximation être négligé (figure I-3-a). La connaissance de cette inductance est importante, en particulier pour évaluer les surtensions en présence de variations brutales de la tension (dV/dt), soit à la mise sous tension ou à la coupure, soit pour les transformateurs spéciaux pour alimentation à découpage qui seront étudiées ultérieurement.

En charge, et *uniquement sur charge résistive pure*, un transformateur peut-être, en première approximation, considéré comme une résistance de valeur égale à la somme de la résistance de charge et de la résistance de l'enroulement secondaire, multipliée par le carré du rapport de transformation, plus la résistance du primaire (résistance ohmique de l'enroulement + résistance équivalente aux pertes fer (figure I-3-b).

Dans une inductance de grande longueur par rapport à son diamètre, l'induction est pratiquement uniforme dans la zone centrale et a pour valeur dans un milieu de perméabilité μ

$$B = \frac{1,25 N I}{l} \times \mu$$

Avec l longueur de la ligne de force moyenne en centimètres et $N =$ nombre de tours et I en ampères nous obtenons B en gauss.

Le flux à travers N spires de surface S est environ 1,25 NSB d'où l'inductance =

$$\frac{1,25 N^2 \mu S}{l}$$

Cette formule théorique se montre dans la pratique toujours fautive et le résultat souvent nettement inférieur aux valeurs calculées.

En effet, si le milieu est non magnétique ($\mu = 1$) les fuites sont importantes et la longueur des lignes de forces très grande aux extrémités. Il en va différemment dans le cas d'un bobinage torique ou ces extrémités n'existent pas.

Par contre dans la configuration la plus courante d'un transformateur ou d'une inductance ferromagnétique, la ligne de force moyenne est connue et c'est, du fait de la grande différence de perméabilité entre l'air et le fer, la section de celui-ci qui est considérée et non la section moyenne du bobinage. L'enchevêtrement des tôles n'est pas parfait et il existe toujours un entrefer qui vient diminuer l'induction, il faut en tenir compte comme d'une inductance fixe (Inductance de fuite) placée en série avec le circuit. Cette inductance représente quelques pourcents de l'inductance totale.

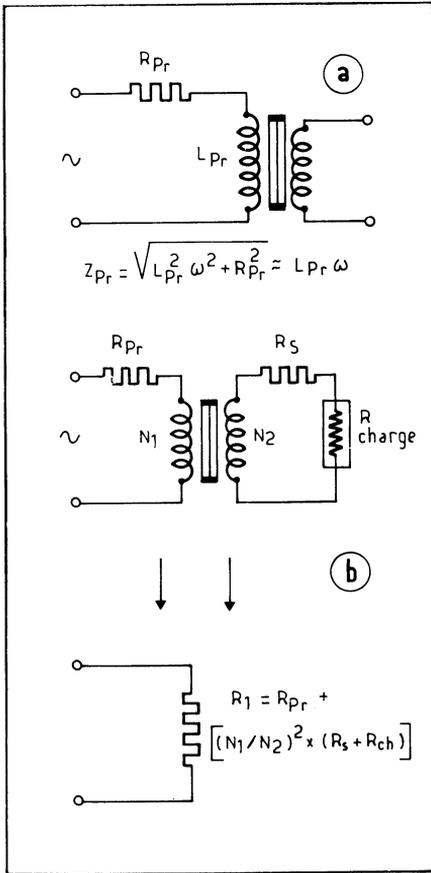


Fig. 1-3. — Un transformateur à vide peut, en première approximation être considéré comme une inductance, le terme R_{Pr} , pouvant généralement être négligé (a). Vu du primaire, un transformateur chargé par une résistance ohmique pure peut, en première approximation être considéré comme telle (b).

Par contre — et c'est beaucoup plus grave — le coefficient de perméabilité μ varie énormément avec l'induction pour devenir inférieur à 1 quand le circuit est totalement saturé (inférieur à 1 puisque du fait de la saturation la longueur développée du circuit magnétique augmente).

Le coefficient μ a en pratique une valeur maximale pour une induction atteignant les 3/4 de celle qui provoque la saturation.

Bien entendu en courant sinusoïdal, c'est le courant maximal = $I_{eff} \sqrt{2}$ qu'il faut prendre en considération.

L'observation à l'oscilloscope de la relation U/I d'un transformateur à vide ou d'une inductance à fer est très instructive.

La première chose à remarquer est que I n'est jamais sinusoïdal précisément du fait que μ n'est pas constant, il apparaît en particulier des crêtes importantes au voisinage de la saturation (voir les oscillogrammes osc. I-1-a I-4).

Dans la réalité, un transformateur se présente donc comme une impédance complexe qui se situe entre la résistance pure d'un transformateur parfait chargé par une résistance ohmique pure (transformateur en charge) et l'inductance pure d'un transformateur parfait à vide. Selon les besoins, cette impédance peut être représentée vue du primaire ou bien vue du secondaire (figure I-4).

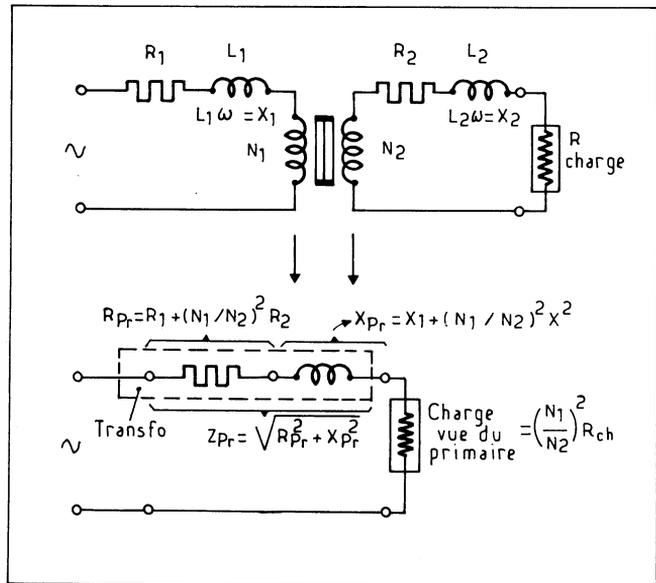


Fig. 1-4. — Vu du primaire, un transformateur se présente comme une impédance complexe montée en série avec la charge.

La partie résistante a pour expression :

— vue du primaire :

$$R_{Pr} = R_1 + (N_1 / N_2)^2 R_2$$

— et vue du secondaire :

$$R_S = R_2 + (N_2 / N_1)^2 R_1$$

R_{Pr} : Résistance vue du primaire

R_1 : Résistance de l'enroulement primaire

R_2 : Résistance de l'enroulement secondaire

N_1 : Nombre de spires primaires

N_2 : Nombre de spires secondaires

et la partie inductive :

— vue du primaire :

$$X_{Pr} = X_1 + (N_1 / N_2)^2 X_2$$

— et vue du secondaire :

$$X_S = X_2 + (N_2 / N_1)^2 X_1$$

avec respectivement :

$X_1 = L_1 \omega$ réactance de l'inductance de fuite primaire

$X_2 = L_2 \omega$ réactance de l'inductance de fuite secondaire

L'impédance totale vue du primaire est donc :

$$Z_{Pr} = \sqrt{R_{Pr}^2 + X_{Pr}^2} = \sqrt{[R_1 + (N_1 / N_2)^2 R_2]^2 + [X_1 + (N_1 / N_2)^2 X_2]^2}$$

et vue du secondaire :

$$Z_S = \sqrt{R_S^2 + X_S^2} = \sqrt{[R_2 + (N_2/N_1)^2 R_1]^2 + [X_2 + (N_2/N_1)^2 X_1]^2}$$

RENDEMENT

Dans l'état actuel de la technique, un transformateur bien conçu est l'un des composants les plus sûrs que l'on puisse utiliser, car il est naturellement protégé par sa grande constante de temps thermique contre les surcharges, même importantes, de courte durée, contrairement aux éléments semi-conducteurs que leur faible constante de temps rend très vulnérables. De plus, grâce à la qualité des isolants modernes et aux dispositifs efficaces de protection qui peuvent lui être associés (voir chapitre sur les protections en fin d'ouvrage), il peut résister à des surtensions impulsionnelles élevées.

Il est réputé avoir un rendement très élevé, encore faut-il que sa charge soit adaptée.

En effet, supposons un transformateur de puissance nominale de 1 kW et dont le rendement pour cette charge est de 90%. Si nous l'utilisons au dixième de sa charge nominale, soit 100 W, son rendement tombe à 50% et il consommera en peu de temps sous forme de pertes le prix d'un modèle mieux adapté!

Le seul moyen pour augmenter le rendement d'un transformateur (ou de toute alimentation devant travailler à régime variable) consiste à diminuer les pertes à vide.

Pertes par hystérésis magnétique Elles résultent de l'énergie qu'il faut dépenser pour faire suivre aux dipôles élémentaires qui constituent le circuit magnétique les variations du champ (fig. I-5).

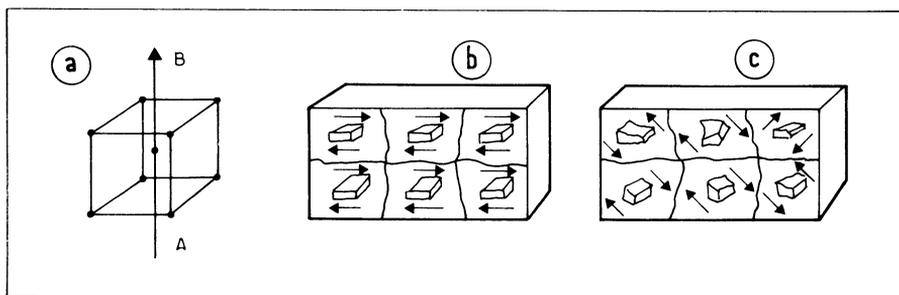


Fig. I-5. — *Le réseau cristallin de l'acier au silicium présente une structure cubique centrée avec la meilleure qualité magnétique selon l'axe A - B (a) c'est ce qui fait l'avantage des circuits magnétiques à grains orientés dans lesquels il faut fournir moins de travail pour inverser la polarité des dipôles magnétiques élémentaires (b) à l'opposé des tôles magnétiques ordinaires dans lesquelles les molécules ne présentent pas d'orientation préférentielle (c).*

Comme ces dipôles sont sollicités à chaque inversion de courant il est évident que les pertes sont proportionnelles à la fréquence.

Le choix du matériau à une grande importance sur ce phénomène qui se traduit par un échauffement et les tôles pour transformateurs sont fournies en différentes qualités qui sont déterminées par leurs pertes en W/kg (entre 0,6 et 2,6). L'utilisateur devra bien entendu tenir compte de la valeur d'induction correspondante. Les chiffres sont généralement fournis pour 10 kilogauss et à 50 Hz si elles ne sont pas précisées.

Courants Induits de Foucault Un circuit magnétique est conducteur : il peut être assimilé à une spire en court-circuit dans laquelle le champ magnétique induit un certain courant, dit « Courant de Foucault ». Pour éviter ce phénomène le circuit est divisé en tôles minces isolées électriquement les unes par rapport aux autres.

Les courants de Foucault *varient comme le carré de la fréquence* et sont plus spécialement sensibles aux fréquences élevées pour lesquelles des tôles plus minces seront utilisées. En haute fréquence, il est recommandé d'utiliser des ferrites (céramiques à bases d'alliages magnétiques) dont la résistivité est très élevée.

Les courants de Foucault se traduisent également par un échauffement du circuit magnétique.

Pertes par effet joule au primaire A vide le transformateur devra fournir la puissance dissipée par échauffement dans le circuit magnétique et l'inductance primaire sera le siège d'un courant qui, pour être déphasé, n'en est pas moins réel et une puissance $R_{Pr} I_C^2$ est également transformée en chaleur dans le bobinage.

Le bobinage primaire devra donc être aussi peu résistant que possible. Le secondaire également cela va sans dire.

Saturation La perméabilité qui augmente avec l'induction diminue ensuite très rapidement et l'inductance formée par le circuit primaire se sature (voir la figure I-1 plus haut).

Les pertes augmentent très rapidement et l'échauffement dans le bobinage peut entraîner la destruction des isolants.

Il est toujours prévu une marge de sécurité mais il faut tenir compte du fait que si l'utilisateur calcule en valeurs efficaces ce sont des valeurs *de crêtes* qui nous importent ici et, dans le cas d'un régime sinusoïdal, nous devons les multiplier par $\sqrt{2}$. Un circuit magnétique qui atteint la saturation est comparable à 2 diodes Zener (en opposition et montées en série) alimentées à travers la résistance interne du transformateur.

Le courant crête est alors très intense et le bobinage travaille avec une densité de courant inadmissible (voir osc. I-2).

Un autre inconvénient de la saturation est l'apparition de fuites magnétiques très importantes.

Reversibilité des transformateurs

Il est important de se souvenir qu'un transformateur est parfaitement réversible et peut aussi bien, selon l'enroulement que l'on choisit comme primaire être utilisé comme élévateur ou comme abaisseur de tension; en tenant compte toutefois du fait que pour compenser les pertes, le rapport de transformation à vide, dans le sens pour lequel le transformateur a été primitivement prévu est légèrement supérieur au rapport des tensions primaire/secondaire en charge. Prenons un exemple pour nous faire mieux comprendre: soit un transfo d'isolement 220/110 Volts pour tenir compte des pertes, son rapport de transformation à vide dans le sens pour lequel il a été prévu (primaire 220 Volts, secondaire 110 Volts) ne sera pas exactement de $110/220 = 0,5$ mais, selon la puissance du transformateur de 0,6 à 0,55 (voir tableau plus loin). Si nous utilisons le transformateur en élévateur, ce rapport de transformation se trouve inversé et «joue dans le mauvais sens» si bien qu'en alimentant l'enroulement 110 Volts sous cette tension nous ne trouverons au secondaire que 183 à 200 Volts et, naturellement, encore moins en charge. C'est pourquoi, un transformateur appelé à fonctionner dans les deux sens — élévateur ou abaisseur — doit comporter des prises pour maintenir la majoration du rapport de transformation dans le «bon sens» quel que soit le sens d'utilisation.

La réversibilité des transformateurs implique qu'ils sont également tout à fait aptes à retransmettre, avec son rapport de transformation — en tension *mais pas en énergie*, cette dernière se conservant — les parasites engendrés au secondaire vers le primaire et, éventuellement les autres secondaires.

Ecran électrostatique

Entre deux bobinages il existe une capacité qui, avec les isolants modernes, (excellents, ce qui permet d'en réduire l'épaisseur) est importante du fait de leur constante diélectrique élevée.

Cette capacité, si elle n'influe pas sur le fonctionnement du transformateur lui-même transmet par contre toutes les perturbations à fort dV/dt .

Une spire, formée d'une feuille conductrice dont la largeur correspond à celle de la fenêtre, assure, à condition d'être réunie électriquement au point zéro de tension de tension, un blindage souvent suffisant.

Ce blindage, qui doit être constitué par une spire *ouverte*, peut protéger un enroulement contre les parasites venant du primaire ou le reste du transformateur contre les perturbations apportées par l'enroulement en question.

Il permet en outre, en cas de claquage, de protéger l'enroulement voisin ce qui peut être important en haute tension.

Un enroulement placé en sandwich entre deux écrans est blindé mais c'est maintenant par rapport à la masse (ou au point zéro) qu'il présente une capacité importante.

Il nous est arrivé de doubler l'écran par un autre placé entre le premier et le bobinage à blinder et de lui injecter en basse impédance un signal analogue à celui de l'entrée (modulateur synchrone).

Le schéma ainsi réalisé correspond au double blindage à anneau de garde utilisé dans la mesure des faibles tensions sous impédance élevées (fig. I-6).

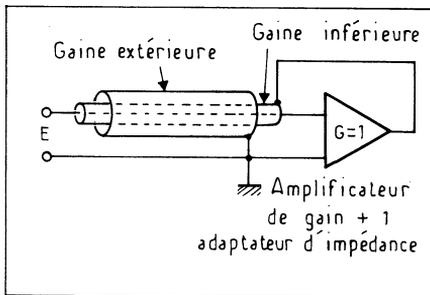


Fig. I-6. — Principe du double blindage le signal appliqué à la gaine intérieure après abaissement d'impédance au moyen de l'amplificateur adaptateur permet d'éliminer en grande partie la capacité entre le conducteur central et la gaine extérieure mise au potentiel de la masse. Ce principe est également applicable au blindage des enroulements de transformateurs lorsqu'une faible capacité entre un enroulement et la masse est un critère important.

Un constructeur d'Outre-Atlantique (Topaz - Représenté en France par Tekelec - Airtronic) propose des transformateurs — dits à « ultra-isolation » dans lesquels chaque enroulement possède son propre écran électrostatique.

Grâce à cette disposition, l'atténuation des parasites de mode commun transmis d'un enroulement sur l'autre est de l'ordre de 125 dB à 1 kHz.

CONDITIONS POUR LE RENDEMENT OPTIMAL

Le rendement d'un transformateur est exprimé par la formule :

$$\eta = \frac{V_2 I_2 \cos \varphi}{V_2 I_2 \cos \varphi + P_{fe} + R_S I_2^2}$$

V_2 = tension secondaire, I_2 = courant dans le secondaire

R_S = résistance des enroulements vue du secondaire, P_{fe} = pertes fer

Si nous admettons que la tension secondaire varie peu avec la charge, ce qui est vrai pour un transformateur bien conçu, nous pouvons diviser les deux termes de cette équation par I_2 , il vient alors :

$$\eta = \frac{V_2 \cos \varphi}{V_2 \cos \varphi + (P_{fe} / I_2) + R_S I_2}$$

Le numérateur est sensiblement constant pour un $\cos \varphi$ donné, par conséquent η est à son maximum lorsque

$$(P_{fe} / I_2) + R_S I_2$$

passer par un minimum. Ce qui signifie que le rendement d'un transformateur est maximal lorsque ses pertes fer sont égales aux pertes cuivre. C'est bien ce que montre le graphique de la figure I-7.

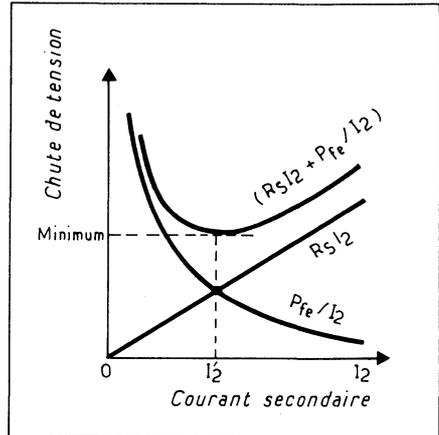


Fig. I-7. — Le rendement d'un transformateur est maximal lorsque les pertes fer et les pertes cuivre sont équivalentes.

CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR

Connaissant la puissance à transmettre qui a été calculée à partir des tensions et intensités demandées, déterminons la section du circuit magnétique.

Un calcul que nous ne reproduisons pas ici (1) montre que la puissance transmise par un circuit magnétique est proportionnelle à :

- f = fréquence
- S_{fe} = section effective de fer
- S_{CU} = section effective des enroulements contenus dans la fenêtre du circuit magnétique (voir figure I-8)

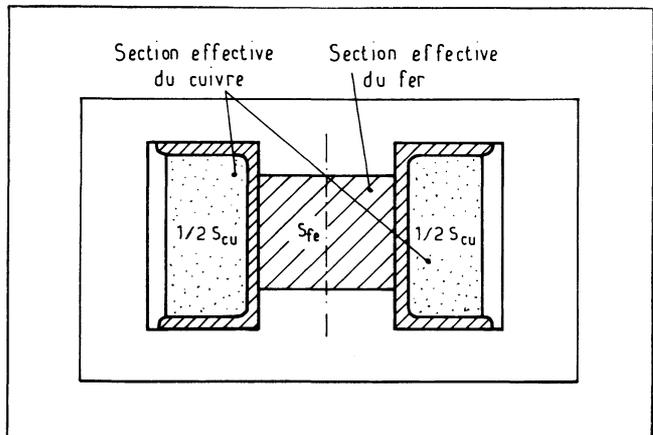


Fig. I-8. — La puissance transmise par un circuit magnétique dépend de la section effective de fer S_{fe} et de la section effective des enroulements occupant la fenêtre du circuit S_{CU} .

(1) On pourra trouver ce calcul dans le Cours sur les transformateurs de M.J. DORMONT cité en référence bibliographique.

ce dont on a tiré la formule générale :

$$S_{fe} = C \sqrt{\frac{P}{f}} \quad \left\{ \begin{array}{l} S_{fe} \text{ en cm}^2 \\ P \text{ en watts} \\ f \text{ en Hz} \end{array} \right.$$

« C » est un coefficient qui dépend de la forme du circuit magnétique et du coefficient de remplissage de la fenêtre (rapport section effective de cuivre/section d'isolant). Sa valeur est comprise entre 7,5 et 15 pour les circuits magnétiques de transformateurs industriels.

Ces données étant interdépendantes, les fabricants ont déterminé des proportions d'éléments de circuits magnétiques qui établissent un bon compromis entre une ligne de force moyenne aussi courte que possible et une section de fenêtre qui en permette une bonne utilisation (figure I-9). Ces proportions sont sensiblement les mêmes dans les différents pays, ce qui a permis d'établir la formule pratique bien connue :

$$S_{fe} = 1,2 \sqrt{P} \quad \left\{ \begin{array}{l} S \text{ — en cm}^2 \\ P \text{ — en VA} \end{array} \right. \quad (1)$$

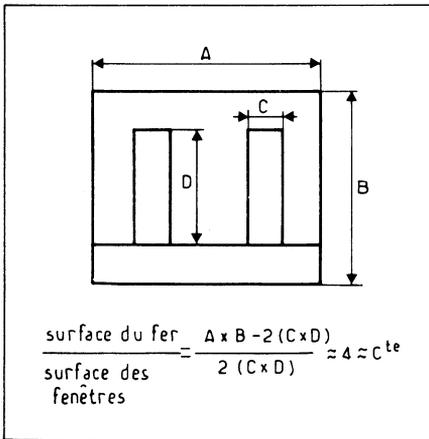


Fig. I-9. — Profil le plus courant de tôle de transformateur du commerce. En étudiant les tableaux de leurs dimensions on constate que le rapport de la surface de fer d'une tôle à la surface des fenêtres est pratiquement constant (de l'ordre de 4) quelle que soit la taille du circuit.

Formule qui n'est valable qu'à 50 Hz et que l'on peut généraliser en multipliant 1,2 par $\sqrt{50}$:

$$S_{fe} = 8,5 \sqrt{P/f}$$

S'il s'agit d'un autotransformateur, il y aura lieu de se souvenir qu'une fraction seulement de la puissance transmise du primaire au secondaire l'est par l'intermédiaire du circuit magnétique. La formule deviendra donc :

$$S_{fe} = 1,2 \sqrt{P(n-1)} \quad \text{à 50 Hz}$$

ou

$$S_{fe} = 8,5 \sqrt{P(n-1)/f} \quad (\text{dans le cas général})$$

(1) Le coefficient 1,2 est celui généralement admis pour les tôles au silicium découpées selon un profil standard. Pour toute autre forme de circuit il y a lieu de consulter le catalogue du fabricant.

pour un autotransformateur abaisseur de tension, et

$$S_{fe} = 1,2 \sqrt{P (1 - 1/n)} \quad \text{à 50 Hz}$$

ou

$$S_{fe} = 8,5 \sqrt{\frac{P (1 - 1/n)}{f}} \quad (\text{dans le cas général})$$

pour un autotransformateur élévateur de tension. « *n* » est ici le rapport de transformation et non le nombre de spires.

La section de fer étant connue, il sera possible de calculer le nombre de spires par volt du primaire selon la formule bien connue :

$$n = \frac{10^8}{4,44 B \cdot S_{fe} f} \quad \left\{ \begin{array}{l} B \text{ en Gauss} \\ S \text{ en cm}^2 \\ f \text{ en Hertz} \end{array} \right.$$

d'où l'on tire les nombres de spires primaires

$$N_{Pr} = V_{Pr} \times n$$

et secondaires :

$$N_S = k V_S \times n$$

k étant un coefficient qui tient compte de la chute de tension et qui varie en fonction de la puissance du transformateur. On trouvera ci-après un tableau contenant les valeurs de *k* déterminées expérimentalement pour diverses puissances :

Tableau du coefficient <i>k</i> en fonction de la puissance			
Puissance en VA	<i>k</i>	Puissance en VA	<i>k</i>
5	1,2	150	1,08
10	1,17	200	1,075
25	1,15	300	1,07
50	1,12	400	1,065
75	1,1	500	1,06
100	1,09		

Il ne restera plus qu'à déterminer le diamètre *d* des fils de bobinage du primaire et du secondaire à partir de la formule :

$$d = 1,13 \sqrt{I/D} \quad \begin{array}{l} d \text{ en mm} \\ I \text{ en ampères} \\ D \text{ densité de courant en A/mm}^2 \end{array}$$

Puis, en se référant à des tables d'encombrement des fils isolés, il faudra vérifier par le calcul, en tenant compte de l'encombrement des différentes couches d'isolement entre les couches de fils et entre primaire et secondaire, si les enroulements tiennent dans la fenêtre du circuit magnétique, et éventuellement, reprendre le calcul avec une densité de courant un peu plus forte si on craint que le bobinage soit trop important pour la fenêtre.

Rappelons que le processus d'établissement d'un projet de transformateur n'est ici qu'esquissé. S'il est suffisant pour calculer un transformateur auquel on ne demande pas

de caractéristiques rigoureuses, il y aura lieu, pour un projet plus élaboré, d'effectuer un calcul des pertes fer et des pertes cuivre, en fonction de la résistance calculée des enroulements et des caractéristiques du circuit magnétique fournies par le fabricant, et par conséquent du rendement, puis, éventuellement, de corriger le projet initial en fonction du rendement trouvé. Pour un projet industriel devant conduire à une production en série, on sera sans doute amené à bobiner plusieurs maquettes avant de passer à la réalisation de série.

ESSAIS ET MESURES SUR LES TRANSFORMATEURS

Une maquette de transformateur étant réalisée, il faut passer aux essais, tant pour vérifier la validité du calcul de départ que pour contrôler si l'opération de bobinage a été effectuée convenablement.

MESURE DE LA RÉSISTANCE OHMIQUE DES ENROULEMENTS

Cette mesure peut, selon les cas, être effectuée à l'ohmmètre, au pont de Wheatstone (en courant continu !) ou, pour les enroulements en conducteur de forte section, au double pont de Kelvin (figure I-10-a).

Une méthode rapide et très précise consiste à alimenter le bobinage en continu avec une intensité relativement importante au moyen d'une alimentation de laboratoire réglée en courant par exemple et à mesurer la chute de tension (aux bornes du bobinage et non de l'alimentation).

La mesure sera faite avec notre voltmètre numérique et, si nous imposons un courant de 1 Ampère nous aurons une correspondance unitaire milliohms/millivolts (fig. I-10-b).

TEMPÉRATURE DE FONCTIONNEMENT

La mesure de résistance que nous venons d'effectuer avec 4 décimales n'est peut être qu'au pourcent (1) et ne saurait être meilleure que celle du shunt que nous avons utilisé pour régler le courant.

Par contre cette définition nous permet de déterminer par comparaison de la résistance à froid et de la résistance à chaud la température moyenne de l'enroulement et de mesurer les constantes de temps thermiques de cet enroulement.

La valeur absolue de la résistivité du cuivre comme celle de sa conductibilité thermique varie considérablement avec sa pureté et le tréfilage et présente quelques irrégularités. Pour ces raisons il faut mesurer et non calculer la résistance à froid.

VÉRIFICATION DU RAPPORT DE TRANSFORMATION (figure I-10-c)

Le transformateur est alimenté sous sa tension nominale V_{Pr} (nom) et l'on mesure la tension à vide du ou des différents secondaires V_S . Le rapport V_{Pr} / V_S doit être conforme au rapport de transformation calculé. S'il n'en était pas ainsi, il pourrait y avoir deux causes à cette anomalie :

— 1°/ Une erreur sur le nombre de spires primaires ou secondaires au cours du bobinage.

— 2°/ Un court-circuit entre deux ou plusieurs spires de l'un des enroulements. Cette seconde éventualité se signalera par un courant primaire excessif, puis au bout d'un certain temps, par un échauffement anormal du transformateur.

Toutefois, si un court-circuit s'était produit entre deux spires de fil à faible section, cette anomalie peut passer inaperçue, tant par la mesure du rapport de transformation que par celle du courant à vide, et ce n'est qu'après un assez long temps qu'elle se signale par un échauffement anormal. C'est pourquoi il est prudent, avant de monter le

(1) Du fait des différentes causes d'erreurs (résistances des contacts et couples thermoélectriques qu'ils introduisent entre autres). Personnellement nous considérons qu'une mesure industrielle qui donne *avec certitude* la précision de 0,5 à 1% est très bonne. Moyennant des précautions particulières on peut actuellement, grâce aux instruments à affichage numérique, obtenir le pour mille. Nous considérons personnellement les gens qui avancent des 10^{-4} , et même parfois mieux, *sur des mesures qui n'ont pas été effectuées en salle de métrologie*, comme des fumistes (R.D.).

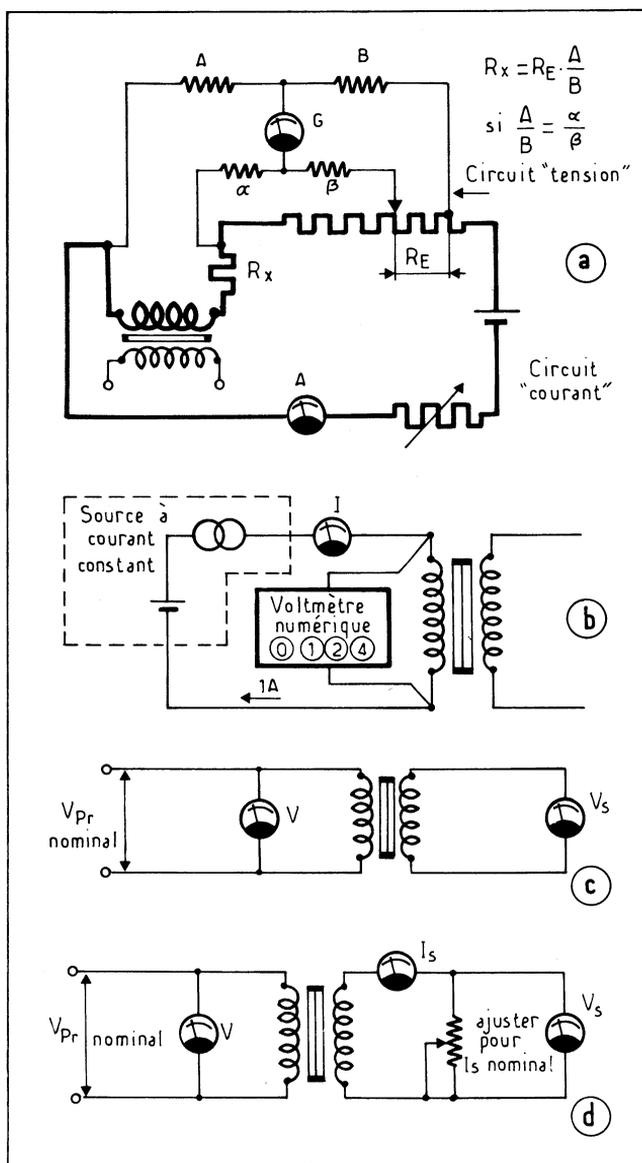


Fig. I-10. — Quelques-unes des mesures préliminaires à effectuer sur un transformateur: (a) mesure au double pont de Kelvin de la résistance des enroulements en conducteur de forte section; (b) mesure de la résistance au moyen d'une source à courant constant; (c) vérification du rapport de transformation à vide; (d) vérification du rapport de transformation sur charge nominale.

bobinage sur son circuit magnétique, de vérifier au moyen d'un détecteur spécial qu'il n'y a pas de spires en court-circuit. Nous suggérons la méthode dont la figure I-11 reproduit le schéma. Un générateur basse fréquence, éventuellement associé à un amplificateur, alimente, à travers un milliampèremètre, et à une fréquence de quelques kilohertz, une

bobine primaire munie d'un long noyau en ferrite, sur lequel on enfle le bobinage à vérifier. Toute augmentation du courant primaire indique une ou plusieurs spires en court-circuit.

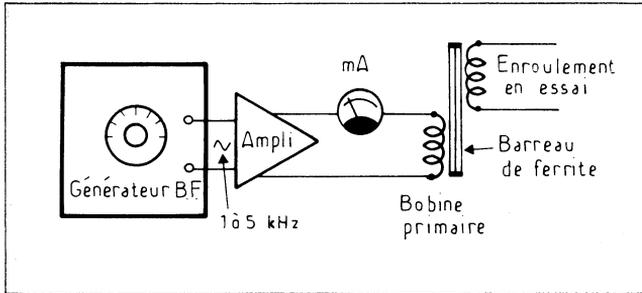


Fig. I-11. — Dispositif d'essai pour la détection des spires en court-circuit des enroulements: toute augmentation du courant dans la bobine primaire indique un court-circuit entre spires.

VÉRIFICATION DES TENSIONS SOUS CHARGE NOMINALE (figure I-10-d)

Chacun des secondaires est chargé par une résistance (1) variable de manière à lui permettre de débiter son courant nominal. Le primaire étant alimenté à sa tension nominale, on mesure la tension aux bornes du ou des secondaires pour vérifier que la ou les tensions obtenues correspondent bien à celles désirées.

MESURE DES PERTES

Pour effectuer cette mesure, il faut disposer d'un wattmètre, d'un voltmètre et d'un ou de deux ampèremètres pour intensité efficace vraie (ampèremètre thermique ou millivoltmètre pour tension efficace vraie — voltmètre R.M.S. — aux bornes d'un shunt non inductif), car on sait que le courant primaire d'un transformateur n'est pas sinusoïdal et que les appareils à cadre mobile et redresseur, et ceux du type magnétodynamique, n'indiquent pas la valeur efficace vraie d'une intensité non sinusoïdale.

Cette mesure s'effectue en deux temps:

1°/ Mesure des pertes fer: le transformateur étant à vide, on mesure la puissance consommée par le seul primaire P_0 ainsi que l'intensité du courant primaire I_0 (figure I-12-a) le résultat de cette mesure est égal à la somme des pertes fer et des pertes provoquées par effet joule par le courant primaire dans l'enroulement primaire:

$$P_0 = (R_{Pr} I_0^2) + P_{fe}$$

Comme la résistance ohmique du primaire R_{Pr} a été mesurée précédemment, il est aisé de calculer les pertes fer: $P_{fe} = P_0 - (R_{Pr} \times I_0^2)$

— 2° Mesure des pertes totales et de l'inductance de fuite par méthode du court-circuit (figure I-12-b).

Le circuit secondaire est fermé sur un ampèremètre d'impédance aussi faible que possible et, partant de zéro, on fait croître la tension primaire jusqu'à obtenir l'intensité secondaire nominale $I_{S\text{ nom}}$.

Le wattmètre mesure la somme des pertes « wattées » (pertes fer + pertes cuivre) tandis que l'impédance du transformateur ramenée au primaire Z_{Pr} est donnée par la relation:

$$Z_{Pr} = V_{cc} / I_{Pr}$$

(1) Le mot « résistance » doit être ici compris dans le sens le plus large de « charge ». Par exemple, pour les très fortes puissances il est pratique d'utiliser comme charge une moto-pompe. C'est en réglant le débit de l'eau au moyen d'une vanne que l'on ajuste le courant absorbé par le moteur. Les calories sont alors évacuées par l'eau transportée.

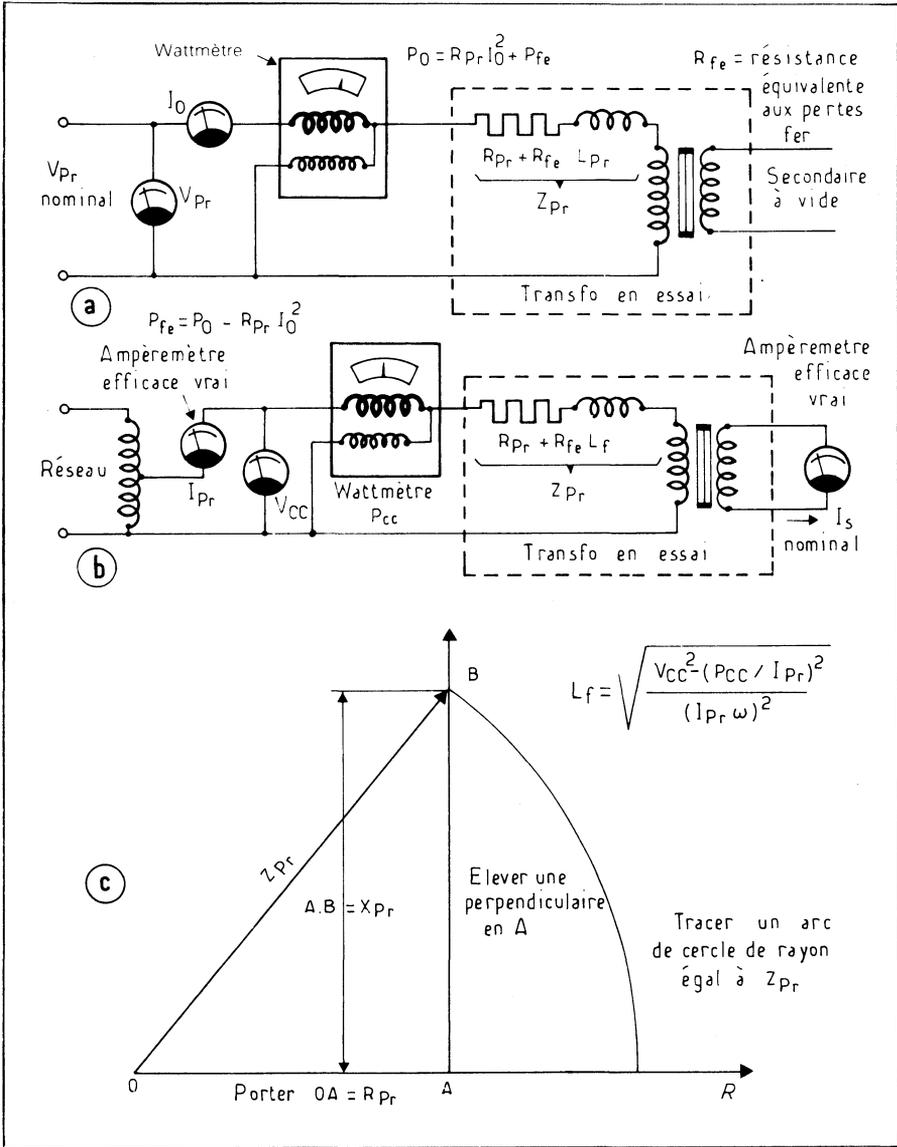


Fig. 1-12. — La mesure de la puissance consommée par le transformateur à vide (a) et en court-circuit sous une tension primaire (b) permet de connaître soit par le calcul, soit par la méthode graphique (c) les pertes fer, les pertes cuivre et l'inductance de fuite ramenée au primaire.

On peut déduire la résistance équivalente à la somme des pertes fer et des pertes cuivre R_x de la relation :

$$P_{cc} = V_{cc}^2 / R_x$$

(P_{cc} étant l'indication du wattmètre)

$$\text{d'où} \quad R_x = V_{cc}^2 / P_{cc}$$

Il est alors facile de déterminer la réactance ramenée au primaire X_{Pr} soit par la méthode graphique (figure I-12-c) soit par le calcul à partir de la relation :

$$Z_{Pr} = \sqrt{R_x^2 + X_{Pr}^2}$$

d'où l'on tire :

$$X_{Pr} = \sqrt{Z_{Pr}^2 - R_x^2}$$

Comme on sait que $X_{Pr} = L_F \omega$, on pourra aisément calculer la valeur de l'inductance de fuite ramenée au primaire :

$$L_F = \frac{X_{Pr}}{\omega} = \frac{X_{Pr}}{314} \quad \text{à } 50 \text{ Hz}$$

Cette valeur de L_F peut être tirée directement des indications du voltmètre et du wattmètre branchés au primaire au moyen de l'équation :

$$L_F = \sqrt{\frac{V_{cc}^2 - (P_{cc} / I_{Pr})^2}{(\omega I_{Pr})^2}}$$

Il existe une autre méthode pour la mesure simultanée des pertes fer et des pertes cuivre, applicable sur deux transformateurs *identiques issus de la même série* (figure I-13).

Si l'on alimente les deux transformateurs en parallèle, la puissance mesurée par le wattmètre lorsque les secondaires sont à vide (a) est égale à la somme des pertes fer et de celles provoquées par le passage du courant à vide dans la résistance du primaire. Les deux transformateurs étant identiques on a :

$$P_o = 2 \times [(R_{Pr} \times (I_o / 2)^2) + P_{fe}]$$

Montons maintenant les secondaires en série et en opposition de phase (b), leurs tensions doivent alors se contrebalancer. Si maintenant nous injectons dans les secondaires ainsi raccordés une faible tension V_2 telle que le courant I_2 qui traverse les secondaires soit égal à leur courant nominal, les forces électromotrices induites dans les primaires se referment directement (trait en pointillé sur la figure) sans affecter le courant d'entrée I_o . La puissance mesurée par le second wattmètre P_2 est égale à celle dissipée dans le cuivre des deux transformateurs dont les pertes cuivre de chacun sont égales à $P_2/2$.

L'avantage de cette méthode est qu'elle fait travailler les transformateurs en essai avec leur courant nominal, donc, si l'on a soin d'effectuer la mesure *après que l'équilibre thermique ait été atteint*, à leur température de régime.

ESSAIS D'ISOLEMENT

Une dernière mesure à effectuer est celle de l'isolement des enroulements entre eux ou par rapport à la masse. Cela s'effectue au moyen d'un transformateur de petite puissance dont le secondaire délivre une tension égale à celle spécifiée par les normes soit :

$$\begin{aligned} 1000 \text{ V pour} & \quad U \leq 48 \text{ V} \\ 2000 \text{ V pour} & \quad 48 < U \leq 750 \text{ V} \\ 2 U + 1000 \text{ V pour} & \quad 750 < U \leq 7200 \text{ V} \end{aligned}$$

(Norme U.T.E. NF C 52-200)

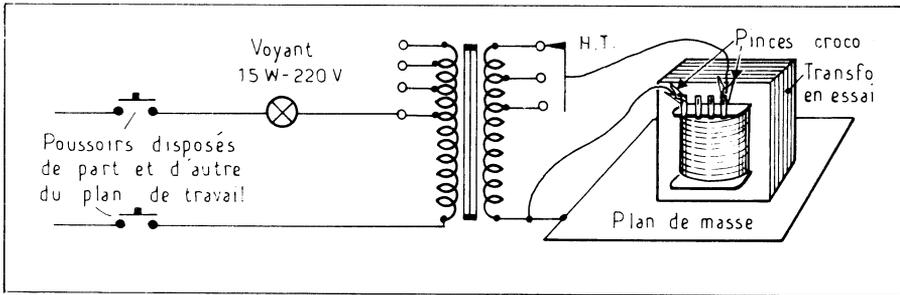


Fig. I-14. — Schéma de principe d'un poste « de claquage » pour la vérification de l'isolement des enroulements d'un transformateur les uns par rapport aux autres et par rapport à la masse. Les deux pousoirs disposés de part et d'autre du plan de travail interdisent à l'opérateur de toucher aux conducteurs sous haute tension tandis que l'ampoule du voyant monté en série avec le primaire limite de toute façon l'intensité secondaire à une valeur non dangereuse pour l'opérateur comme pour le matériel en essai.

posés de part et d'autre du plan de travail, de telle façon que les deux mains de l'opérateur soient occupées à les presser pour obtenir la tension. Le « point bas » de l'enroulement haute tension est relié à une plaque métallique sur laquelle sera posé le transformateur en essai ainsi qu'à une pince crocodile isolée pour relier à la masse l'enroulement par rapport auquel on veut effectuer la mesure, tandis qu'une autre pince — également isolée — permet de tester les autres enroulements. En cas de défaut d'isolement, dès le défaut amorcé, le courant primaire du transformateur d'essai va croître, ce qui aura pour effet de provoquer l'illumination du voyant monté en série avec le primaire, dont la résistance va croître, ce qui limitera automatiquement le courant dans le défaut.

COUPLAGE DES TRANSFORMATEURS

Pour se dépanner, ou bien pour des raisons d'encombrement — la mode actuelle des coffrets plats rendant problématique la mise en place d'un transformateur de quelque puissance — on peut se voir obligé de remplacer un « gros » transformateur par deux petits. Bien que cela soit au détriment du rendement, car deux petits transformateurs présentent un rendement inférieur à un unique appareil de puissance équivalente à la somme des deux autres, il est toujours possible de monter en série les secondaires de transformateurs séparés à condition :

- 1°/ de bien respecter le sens des enroulements.
- 2°/ que l'intensité nominale du plus faible, s'il s'agit de modèles différents, soit au moins égale à l'intensité désirée.

Par contre, il est délicat de monter en parallèle les enroulements de transformateurs séparés, à moins qu'il s'agisse de deux modèles *absolument identiques* présentant des impédances vues du secondaire parfaitement égales, car sinon il se produirait entre les enroulements des courants de circulation préjudiciable au bon fonctionnement de l'ensemble. Précisons bien que la mise en parallèle ou en série de transformateurs est un pis aller auquel il ne faudra recourir qu'en cas de force majeure.

UTILISATION DES RÉSEAUX POLYPHASÉS

Nous verrons dans un chapitre ultérieur que lorsqu'une installation comporte plusieurs alimentations mettant en œuvre des régulateurs de tension ou d'intensité à thyristor de quelque puissance (au-delà d'un kilowatt) il est recommandé, pour limiter la production de courants harmoniques et de déphasages, d'utiliser des transformateurs triphasés, déphasés les uns par rapport aux autres.

Les avantages du triphasé sur le plan de la distribution sortent du cadre de ce livre, de même que la génération de champs tournants qui permet l'utilisation de moteurs, sans contacts glissants, simples et de grande fiabilité.

Dans le cas d'alimentation continue si l'équilibrage des phases est intéressant côté distribution, le fait de redresser en pont permet d'avoir sans aucun filtrage 4,2% d'ondulation quel que soit le débit et une fréquence résiduelle de 6 f ; soit 300 Hz dans le cas du réseau français.

La distribution basse tension du réseau français était jusqu'à une date relativement récente effectuée en 127/220 Volts c'est-à-dire 220 Volts entre phases soit $220/\sqrt{3} = 127$ Volts entre une phase et le neutre. Pour des raisons d'économie sur le cuivre des conducteurs, ces tensions sont progressivement remplacées par 220/380 Volts : soit 220 Volts entre phase et neutre pour l'éclairage et les applications domestiques et 380 Volts entre phases pour les usages industriels.

Il ne nous paraît pas inutile de rappeler ces quelques notions évidentes pour les électriciens, mais pas forcément familières aux électroniciens :

— Si le neutre se trouve généralement à un potentiel très voisin de celui de la terre *l'utilisateur ne doit jamais l'y relier*. Une distribution triphasée destinée à alimenter une charge montée en étoile doit donc comporter *cinq* conducteurs : les trois phases, le neutre et le conducteur de protection (terre).

Il ne faut *en aucun cas* placer de fusible sur le conducteur de neutre : en effet, en cas de fusion, si plusieurs appareils sont branchés sur des phases différentes, ils se trouveront alors *branchés en série*. Ainsi, si par suite de la fusion d'un fusible fautivement branché sur le neutre, un téléviseur se voit branché en série avec un radiateur de forte puissance c'est une tension voisine de 380 Volts qu'il aura à ses bornes et nous doutons qu'il apprécie ce traitement et il sera alors souhaitable que son propre fusible soit correctement calibré...

LES TRANSFORMATEURS TRIPHASÉS

Soit un système magnétique formé de trois portions de circuits identiques A, B, C, complétées par un noyau N commun (figure I-15-a).

Si sur chacun des noyaux A, B et C, nous disposons dans le même sens les deux enroulements (primaire et secondaire) d'une même phase, nous aurons réalisé un transformateur triphasé.

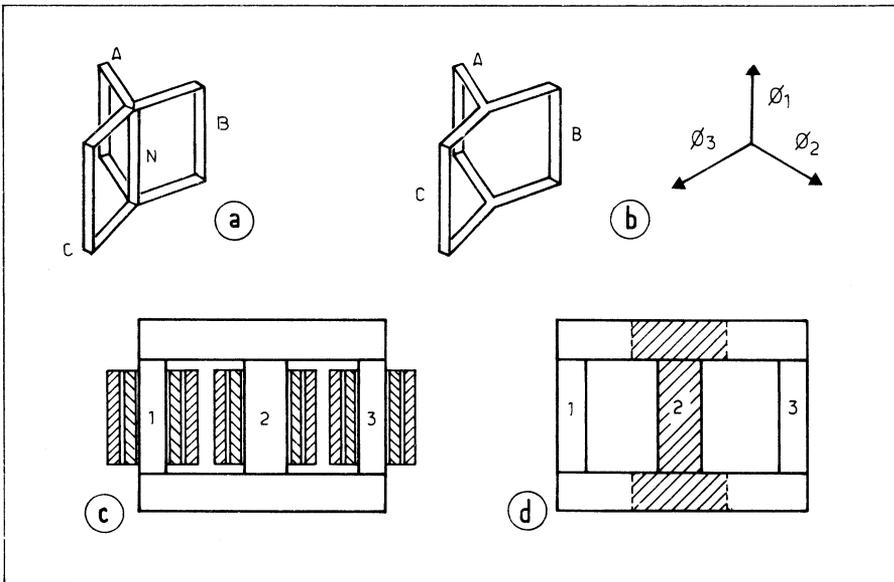


Fig. I-15. — Du circuit magnétique théorique en étoile avec «jambe de neutre» N (a) on passe progressivement au circuit à trois colonnes (c). La colonne centrale doit présenter une section 1,3 à 1,5 fois supérieure à celle des colonnes des extrémités (d).

Le noyau central N sera parcouru par la somme des flux Φ_1 , Φ_2 , et Φ_3 des trois autres noyaux. Si les connexions des enroulements primaires sont bien faites, et si les phases sont équilibrées, *la somme de ces trois flux est nulle*.

On peut donc supprimer ce noyau central qui est inutile. On réalise ainsi une économie de fer et d'ampère-tours sensible (figure I-15-b).

Comme il serait difficile, pratiquement de réaliser trois noyaux feuilletés situés dans des plans différents et connectés « en étoile » ou même en « triangle », on adopte presque toujours un système magnétique à trois noyaux identiques situés dans le même plan et qui sont réunis par deux culasses (figure I-15-c).

Chaque noyau porte les deux enroulements d'une phase.

Comme un tel système n'est pas symétrique (la réductance est assurément plus grande de A à C que de A à B), on atténue la dissymétrie en donnant aux culasses une section 1, 3 à 1,5 fois plus grande que celle des noyaux.

Malgré cette précaution, le système reste déséquilibré et il n'est pas rare, à vide, de constater expérimentalement que les courants absorbés par les différentes phases sont entre eux dans le rapport de 2 à 3 et que les puissances absorbées présentent encore plus de différence.

Il résulte de ce fait qu'il faut bien se garder de mesurer la consommation à vide d'un transformateur triphasé en supposant que le système est symétrique et en employant un seul wattmètre (1).

En charge, la dissymétrie est insensible si les charges sont équilibrées.

Pour le calcul du transformateur, on ne considère qu'une seule phase. Le circuit magnétique de chaque phase comprendra le tiers du système total, c'est-à-dire 1 noyau, 2 joints et 2/3 de culasse (fig. I-15-d).

C'est ainsi, par exemple, que la phase N° 2 comprendra toute la partie hachurée et rien que cela.

Pour déterminer le rapport de transformation à adopter, on tiendra compte de la tension primaire entre fils, de celle du secondaire et des genres de montage entre phases choisis au primaire et au secondaire.

MODE DE COUPLAGE DES ENROULEMENTS

Il existe trois modes principaux de couplage des enroulements d'un transformateur triphasé :

— Etoile (symbole conventionnel Y majuscule s'il s'agit d'un primaire ou y minuscule pour un secondaire). Les enroulements sont reliés à un point commun (neutre) (fig. I-16-a).

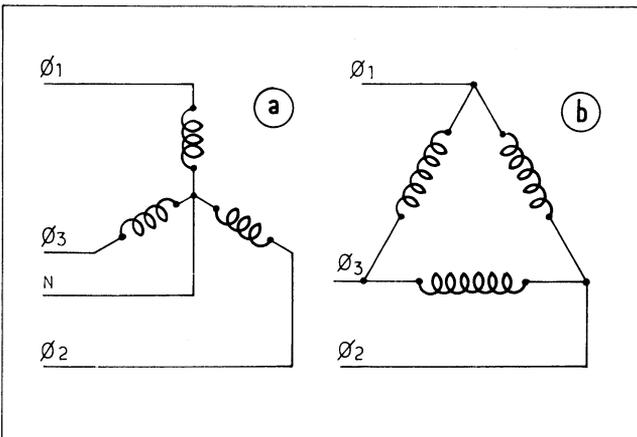


Fig. I-16. — Les deux principaux modes de couplage des enroulements d'un transformateur triphasé: (a) Etoile (b) Triangle ou « Delta ».

(1) La méthode à utiliser est celle des deux wattmètres dont on trouvera la description dans n'importe quel cours d'électricité industrielle.

Triangle (symbole conventionnel D pour un primaire et d pour un secondaire (anciennement Δ «delta»). Il n'y a pas de point neutre (fig. I-16-b) (fig. I-17)

— Zig-zag: il s'agit d'une étoile un peu particulière en ce sens que chaque phase comporte deux demi-enroulements montés en série mais placés sur deux branches différentes du circuit magnétique. (Symbole conventionnel Z (primaire) et z (secondaire).

Il convient également de noter que les phases sont désignées selon la méthode dite horaire: la phase du primaire prise comme référence est considérée comme minuit ou zéro heure (phase zéro) tout déphasage de 30° correspondant à une heure (fig. I-18). Par exemple on trouvera sur le tableau des différents types de couplage de la figure I-19 le couplage $Dy5$ ce qui signifie que le transformateur considéré présente son primaire monté en triangle (D) son secondaire en étoile (y) et que la phase de référence du secondaire est déphasée de 150° (correspondant à 5 heures sur le cadran d'une horloge) par rapport à la phase zéro du primaire.

Fig. I-17. — Dans le couplage en zig-zag, les enroulements sont fractionnés en deux parties égales réparties sur deux branches différentes du circuit magnétique.

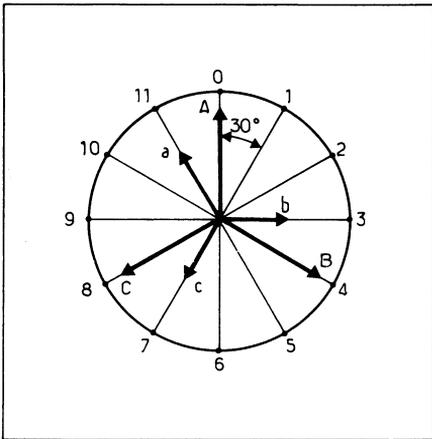
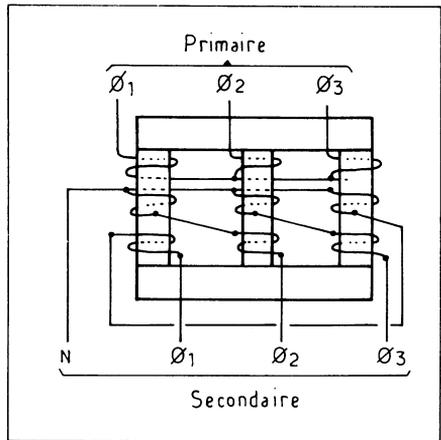


Fig. I-18. — Pour le repérage des phases relatives des enroulements d'un transformateur triphasé à la phase de référence du primaire (Phase 0) on utilise une représentation horaire.

TROIS TRANSFOS «MONO» OU UN SEUL TRANSFO «TRI» ?

Dans tout dispositif alimenté en triphasé on a le choix entre deux solutions: trois transformateurs monophasés (un par phase) ou un unique transfo triphasé. Voyons un peu les avantages et inconvénients de ces deux solutions.

Du point de vue économique, on conçoit que le coût de premier investissement est plus bas si l'on utilise un unique transformateur triphasé que trois transformateurs monophasés et le rendement ainsi que la chute de tension sont plus faibles avec un transfo tri qu'avec trois transfos mono. Aussi lorsqu'il s'agit de faibles puissances on a coutume d'avoir recours à la première solution.

SYMBÔLE	DIAGRAMME VECTRIEL	SCHEMA DES CONNEXIONS	SYMBÔLE	DIAGRAMME VECTRIEL	SCHEMA DES CONNEXIONS
Dd0 (0°)			Dd6 (180°)		
Yy0 (0°)			Yy6 (180°)		
Dz0 (0°)			Dz6 (180°)		
Dy5 (150°)			Dy11 (330°)		
Yd5 (150°)			Yd11 (330°)		
Yz5 (150°)			Yz11 (330°)		

NOTA. — Les schémas sont tracés en admettant que les enroulements ont le même sens relatif de bobinage.
Les symboles des couplages recommandés sont indiqués en lettres grasses.

Fig. 1-19. — Tableau des couplages usuels des transformateurs triphasés (d'après la norme U.T.E. NF C 52 - 200).

Par contre vu sous l'angle de la fiabilité et du coût de maintenance, le problème change d'aspect :

Lorsqu'on veut une grande sécurité d'exploitation, il faut en effet posséder un transformateur de rechange. Cela double les frais d'achat si l'on a un transformateur triphasé. Il suffit d'acheter *un seul* monophasé de remplacement dans le cas où l'on emploie trois transformateurs monophasés.

D'autre part, si le rechange en cas d'accident n'a pas été prévu ou si les accidents se multiplient, la distribution avec un transformateur triphasé se trouve paralysée. Elle peut continuer à fonctionner (à puissance réduite cependant) si l'un des transformateurs monophasés est mis hors service, *mais à la condition que les secondaires soient associées, en triangle, en service normal* :

Représentons trois secondaires S associés en triangle (fig. I-20-a).

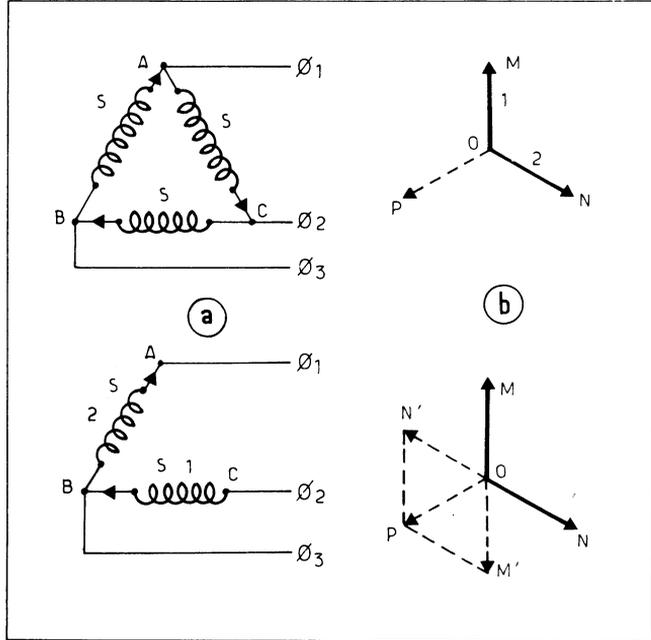


Fig. I-20. — Dans un montage mettant en œuvre trois transformateurs monophasés montés en triangle, il est possible d'assurer la distribution — sous charge réduite — si l'un des transfos est défaillant (Montage dit en V).

Parce que les tensions sont équilibrées, ou presque, il n'y a pas, ou peu de courant de circulation à l'intérieur du triangle à vide.

Si l'on considère un des secondaires, on peut dire que la tension qu'il produit est égale et opposée à la somme des tensions des deux autres. Rien ne serait changé, à vide, au point de vue des tensions entre conducteurs de ligne si l'on supprimait une phase (fig. I-20-b).

Il convient de remarquer que dans le fonctionnement «en V» (triangle ouvert) (fig. I-20-c), le courant admissible dans deux conducteurs de la ligne est réduit. Il est divisé par $\sqrt{3}$. La puissance totale devient les 57/100^e de la puissance normale.

COUPLAGE EN PARALLÈLE DES TRANSFORMATEURS TRIPHASÉS :

Les précautions à prendre sont les mêmes que dans le cas des transformateurs mono. Il faut en plus s'assurer de la concordance exacte des phases.

Les montages dont les primaires et les secondaires ont le même type de couplage sont possibles les primaires et les secondaires peuvent être tous étoile ou tous triangle, ou tous étoile/triangle ou triangle/étoile.

Il est, par contre, impossible de coupler un transformateur étoile/étoile avec un autre couplé étoile/triangle ou l'inverse, de même avec le montage zig-zag.

Il en va tout autrement dans le cas où le couplage est fait par des redresseurs qui bloquent les courants de circulation entre les enroulements secondaires et il est alors intéressant de multiplier le nombre de phases :

Ainsi avec deux transformateurs dont les couplages auront été convenablement choisis (déphasage de 30° entre leurs phases de référence) il est possible d'obtenir un redressement dodécaphasé ce qui ramènera le taux d'ondulation résiduel à seulement 1% environ en l'absence de tout filtrage.

ATTENTION! Tous les avantages du redressement polyphasé du point de vue taux d'ondulation et fréquence de cette ondulation supposent le montage *équilibré* c'est-à-dire des tensions entre chacune des phases et le neutre égales. Aux faibles tensions cela peut devenir délicat du fait de la difficulté à trouver des couplages mettant en œuvre pour chaque enroulement un nombre entier de spires.

LES TRANSFORMATEURS D'INTENSITÉ (T.I.)

Dans certains montages, soit en régulation, soit en protection, on verra qu'il est parfois fait usage de transformateurs d'intensité. Notre expérience du laboratoire nous a prouvé que bien souvent, hélas! ce type de transformateur est mal connu des électroniciens. Pas toi bien sûr cher lecteur, mais l'autre... C'est pourquoi il ne nous semble pas superflu d'en dire quelques mots.

Si nous supposons un primaire de transformateur placé en série avec une charge et que nous court-circuitons son enroulement secondaire l'impédance primaire va devenir très faible et la puissance qu'il dissipera alors sera $U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos \varphi$ égale à ses pertes en court-circuit pour une intensité primaire déterminée.

Le rapport des intensités I_S/I_{Pr} sera égal à l'inverse du rapport de transformation n_S/n_{Pr} , dans le cas où il y a un «vrai» primaire bobiné. Dans de nombreux cas un T.I. se présente sous la forme d'un simple tore dont le circuit magnétique peut être fermé ou bien capable de s'ouvrir pour former une «pince ampèremétrique» (fig. I-21-b). Le primaire est alors constitué par le simple passage du conducteur dans lequel on veut mesurer l'intensité. Le rapport de transformation est alors égal à l'inverse du nombre de spires du tore. Par exemple un transformateur d'intensité de rapport en courant 1000/1 (pince ampèremétrique classique) comportera 1000 spires qui seront traversées par un courant de 1 A lorsque la pince sera placée sur un conducteur «primaire» parcouru par 1000 A. On peut modifier le rapport d'un T.I. en modifiant le nombre des passages du conducteur sur lequel on veut effectuer une mesure à l'intérieur du tore.

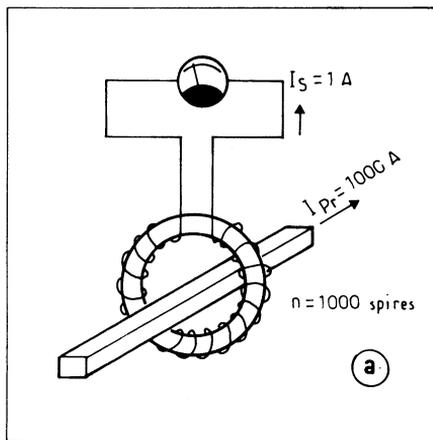
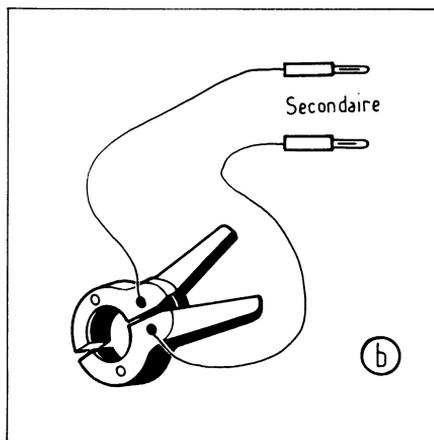


Fig. I-21. — C'est le conducteur — câble ou barre — sur lequel le T.I. est enfilé qui en constitue le primaire. Le rapport de transformation est alors égal à l'inverse du nombre des spires secondaires (a). Les transformateurs d'intensité se présentent souvent sous la forme d'une pince ampèremétrique (b) (document METRIX).



Notons au passage que ce type de transfo étant réversible rien ne s'oppose pour mesurer un faible débit haute tension à l'utiliser en élévateur de courant. Le rapport 1/1 lui-même n'est pas aussi inutile que l'on pourrait le croire puisqu'il permet d'assurer un isolement galvanique entre le circuit et la mesure.

Dans un transformateur d'intensité qui est utilisé dans des conditions peu différentes du court-circuit secondaire les pertes sont réduites par le choix de matériaux à forte perméabilité en bandes très minces et dont l'entrefer est supprimé par bobinage de la bande (tore) ou rectifié et maintenu très faible (pincés).

Comme tous les transformateurs, les T.I. sont autorégulateurs ; si le secondaire est à vide, la tension primaire va augmenter pour atteindre ωL ce qui peut faire plusieurs volts et comme les rapports sont souvent de 1000, quelques kilovolts au secondaire, cela se traduit généralement par des étincelles et un rappel à l'ordre du technicien qui se hâtait de rebrancher l'ampèremètre avec les deux mains.

Un T.I. non utilisé *doit-être court-circuité dans tous les cas.*

Pour éviter : 1° d'augmenter l'inductance dans le circuit de mesure.

2° sa destruction par claquage du secondaire.

3° le danger de véhiculer des tensions importantes dans les circuits de mesure ou à travers le corps des opérateurs.

La puissance consommée par un transformateur d'intensité en court-circuit peut être considérée comme négligeable. Contrairement à celle consommée par un shunt elle ne dépend pas du courant à mesurer.

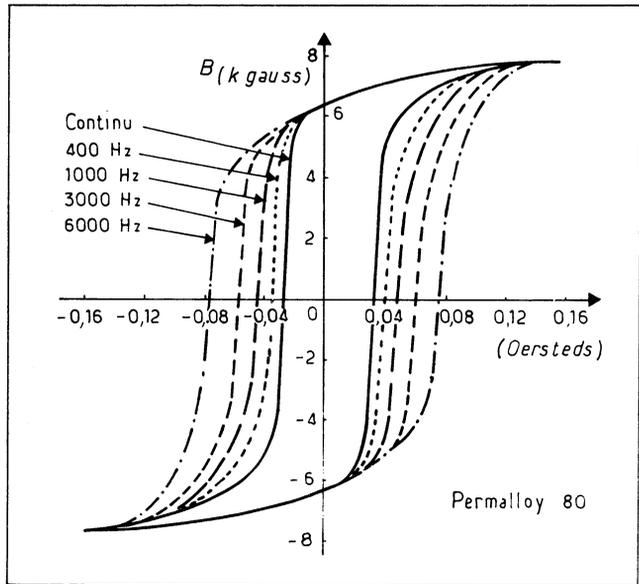


Fig. I-22. — Courbes $B = f(H)$ d'un matériau magnétique relevées pour différentes fréquences (Documentation Magnetics Inc.).

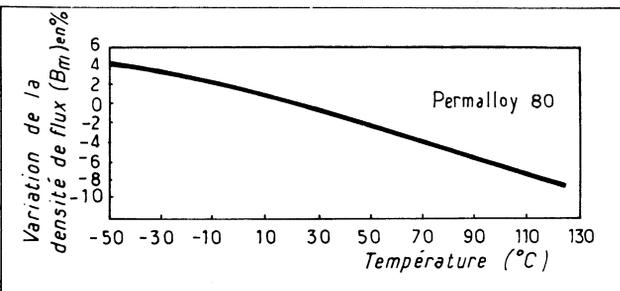
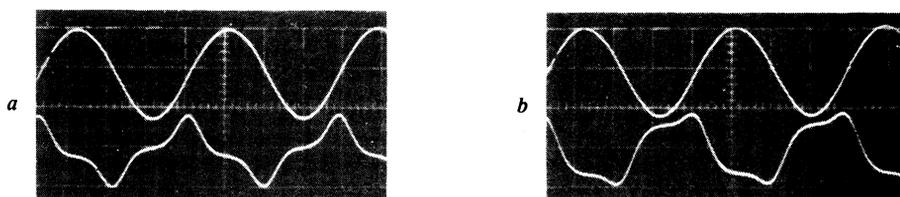
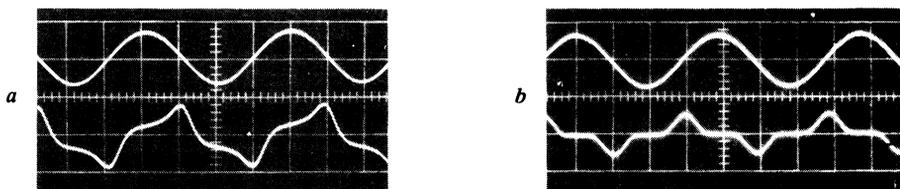


Fig. I-23. — La densité de flux B_m d'un matériau magnétique est très sensiblement influencée par la température (Documentation Magnetics Inc.).

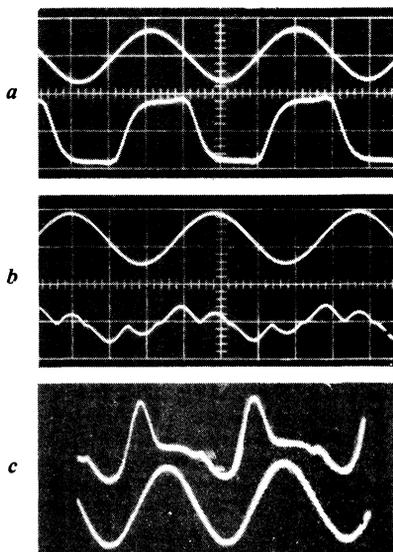


Osc. I-1. — Bien que la tension d'entrée soit sinusoïdale (courbe du haut) le courant à vide d'un transformateur (courbe du bas) est loin de l'être aussi (a). Cela reste vrai pour un transformateur en charge (b).

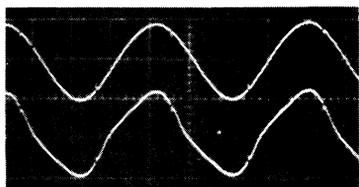


Osc. I-2. — Influence de la saturation sur l'allure du courant primaire d'un transformateur à vide en (a) faible saturation du circuit magnétique et en (b) la saturation est beaucoup plus avancée: les pointes de courant correspondant à cette saturation sont bien plus accusées. La trace supérieure de ces oscillogrammes correspond à la tension aux bornes du secondaire: on remarque le déphasage de $\pi/2$ de cette tension par rapport au courant primaire.

Osc. I-3. — Influence du type de charge sur l'allure du courant primaire d'un transformateur dont le secondaire alimente un redresseur (trace inférieure): (a) redresseur double alternance (va-et-vient) chargé par une résistance pure: il n'y a pratiquement pas de différence de phase avec l'oscilloscope I-1-b; (b) Redresseur va-et-vient chargé par la même résistance mais cette fois avec un condensateur de filtrage de forte capacité: les pointes de courant dues à la charge du condensateur modifient sensiblement la courbe; (c) Redresseur simple alternance avec condensateur de filtrage: comme on pouvait s'y attendre la déformation de la courbe due d'une part à la charge du condensateur et d'autre part à la présence dans l'enroulement secondaire d'une composante continue, est fortement asymétrique. La trace supérieure de chaque oscillogramme représente la tension aux bornes du secondaire.



Osc. I-4. — Distorsion de la tension de sortie du secondaire d'un transformateur due à la saturation du noyau (en bas) la trace supérieure qui sert de référence est la tension au primaire.



En charge il faut ajouter la puissance consommée par les appareils de mesure qui, comme dans toute mesure d'intensité, doivent être montés en série. Les T.I. industriels sont généralement prévus pour une intensité secondaire 5 A et une puissance de quelques VA.

Leur bande passante s'étend généralement de 30 Hz à plus de 10 kHz s'ils sont correctement chargés et utilisés avec une faible induction (nettement en-dessous de leur puissance maximale à fréquence élevée).

Les T.I. étant utilisés pour des courants importants ne pas oublier que ceux-ci produisent des champs intenses qui peuvent agir directement sur les équipages des appareils de mesure, rendant les mesures d'une fantaisie dont le « fantôme de service » est accusé tant que l'origine n'en est pas découverte (en déposant les appareils pour les retourner avec des commentaires peu aimables au fournisseur par exemple...) (1).

NOTE

A propos de l'influence de la fréquence et de la température sur les propriétés des circuits magnétiques.

Si, en construisant un transformateur « normal » d'alimentation on s'efforce (ou tout au moins on doit s'efforcer) d'éviter la saturation, il est des applications : convertisseurs ou stabilisateurs de tension alternative dans lesquelles, au contraire, on l'utilise.

Si l'on se borne, lors de l'étude de tels transformateurs à envisager la seule courbe $B = f(H)$ du matériau magnétique utilisé en continu et à température ambiante (courbe A de la figure I-22) on risque fort d'aller vers de graves déboires car on peut constater sur cette même figure que la courbe d'hystérésis d'un matériau magnétique se déforme considérablement lorsque la fréquence d'utilisation augmente.

De même, comme le montre la courbe de la figure I-23 la densité de flux B_m est fortement influencée par la température.

Il y aura donc lieu à chaque fois que l'on concevra un transformateur travaillant en régime de saturation de demander au fabricant de circuits magnétiques de vous fournir les courbes correspondantes et de les étudier soigneusement avant de se lancer dans le calcul.

Concernant les caractéristiques technologiques des circuits magnétiques, isolants et fils émaillés se reporter à l'ouvrage : Technologie des composants électroniques, tome 1 de R. Besson (SECF Editions Radio).

(1) Est-ce que cela ne sent pas l'expérience vécue par l'ami C. Gagne ? (R.D.).

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

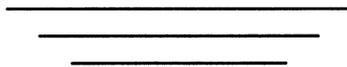
- Edouard LEFRANC — Cours d'électricité industrielle — Troisième année 1943-44 — Fascicules 6 et 7 - Editions Scientifiques Riber — Paris.
- A. BUSSON — Cours d'électricité industrielle du C.N.A.M. — Première année — Fascicule 3 — Editions scientifiques Riber — Paris.
- A. BUSSON — Lois générales de l'électrotechnique — Tome III — Masson Paris — pp. 203 à 225.
- Cours de l'E.S.E. — Calcul et construction des machines électriques — Transformateurs — M.J. DORMONT — 1963 — pp. 154 à 163.
- Applied Electricity — H. COTTON — Cleaver — Hume Press Ltd. — pp. 284-309.
- Electrotechnique à l'usage des ingénieurs — A. FOUILLÉ — Dunod — pp. 129 à 137.
- Electricité appliquée — Pierre MAGRAIN — Aide — Mémoire Dunod 1970 — pp. 150 à 155 et 166 à 171.
- La Construction des petits transformateurs — Marthe DOURIAU et F. JUSTER — Librairie Parisienne de la Radio.
- Les transformateurs, calcul et réalisation — Ch. GUILBERT — Editions Radio — 1971.
- Les transformateurs industriels — R.S. — Revue *Maintenance* — Mars 197 — pp. 18 à 24.
- Transformateurs secs H.T. — Robert PHILIPPE — *Maintenance* — Mars 197 — pp. 24 à 27.
- Laboratoire d'électricité — Zbar, traduction J. SAISSET — Mac Graw Hill.
- Design Manual featuring Tape Wound Cores — Publication Magnetics Inc. (représenté en France par B.F.I. — 52 Avenue de New York — 75016 Paris).
- Catalogues des Etablissements *Isolectra, Acierie d'Imphy et Magnetic Inc.*

Normes concernant les transformateurs

- NF C 52 - 200: Transformateurs de faible puissance pour applications diverses.
- NF C 52 - 210: Transformateurs de sécurité.
- NF C 52 - 220: Transformateurs de séparation de circuits.

Normes concernant les fils de bobinage

- NF C 31 - 410: Qualification des fils de bobinage émaillés d'indice 130, 155 et 180 — Evaluation de la durée de ces fils (U.T.E.).
- NF C 31 - 422: Fils de cuivre de section circulaire soudables (émaillage aux résines de Polyuréthane par exemple) (U.T.E.).
- NF C 31 - 423: Fils de cuivre émaillés circulaires à hautes propriétés mécaniques (Emaillage à base de résines de formal polyvinyl par exemple).
- NF C 31 - 461: Fils de cuivre émaillés de section circulaire de classe de température 155.
- NF C 38 - 462: Fils de cuivre émaillés de section circulaire de classe de température 180.



CHAPITRE II

REDRESSEMENT ET FILTRAGE

PREMIÈRE PARTIE

REDRESSEMENT

Tour d'horizon sur les différents montages redresseurs.

Dans ce chapitre nous croyons pouvoir supposer que le principe du redressement est bien connu du lecteur, ce qui nous évitera de le « gonfler » inutilement de considérations théoriques, que l'on peut trouver, si on le désire, dans des ouvrages spécialisés (1). Nous limiterons donc la partie théorique pure au tableau des différents montages redresseurs et de leurs caractéristiques.

(1) Nous pensons plus particulièrement à l'ouvrage de M. MOUNIC : « Electronique, Redressement » que, personnellement, nous trouvons remarquable par l'équilibre que l'on y trouve entre la théorie et la pratique (cité en référence biblio).

Redresseur monophasé simple alternance

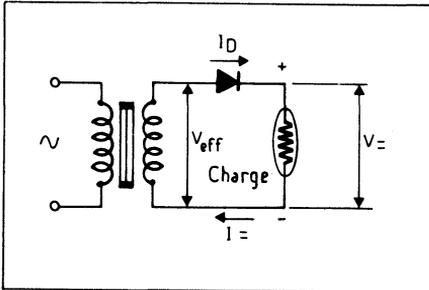
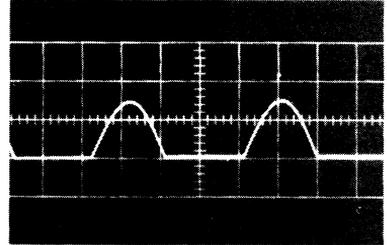


Fig. II-1



Osc. II-1

COMMENTAIRE

Ce montage ne présente d'intérêt que pour des alimentations à faible courant car il nécessite un filtrage important. Dans le cas le plus courant de filtrage par condensateur en tête, ce dernier est le siège d'impulsions de courant importantes et doit être de forte capacité pour obtenir un faible taux de ronflement.

Dans le cas d'isolement du secteur par un transformateur le secondaire est le siège d'une composante continue ce qui risque de provoquer la saturation du circuit magnétique, des pertes par hystérésis et une déformation de la tension secondaire.

La régulation de la tension continue en fonction de la charge est médiocre et le rendement assez faible.

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES

Tension efficace d'entrée	V_{eff}	
Tension efficace de sortie	$V_{\text{=}}$	$\frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{=}}} = 2,22 (R \text{ et } L) \text{ ou } 0,707 (C)^*$
Tension inverse par diode	$V_{D \text{ inv.}}$	$= 3,14 \times V_{\text{=}} (R \text{ et } L)$ $\text{ou } 2 \times V_{\text{=}} (C)$
Courant moyen par diode	$I_{D \text{ moy.}}$	$= I_{\text{=}} (\text{pour } R, L \text{ et } C)$
Courant crête par diode	$I_{D \text{ max.}}$	$= 3,14 \times I_{\text{=}} (R)$; dépend de la valeur de (L) et (C)
Courant efficace par diode	$I_{D \text{ eff.}}$	$= 1,57 \times I_{\text{=}} (R) \text{ ou } 2 \text{ à } 2,7 \times I_{\text{=}} (C)$
Puissance du transformateur (VA)		
	Primaire	Secondaire
en sinusoïdal	$3,49 \times P_{\text{=}}$ plus les pertes	$3,49 \times P_{\text{=}}$
en signaux carrés	$3,14 \times P_{\text{=}}$ plus les pertes	$3,14 \times P_{\text{=}}$
Résiduelle de ronflement	Fréquence f_1 ; 121% $(R \text{ et } L)$	
Rendement	40,6%	

* (R) : charge résistive; (L) : charge inductive; (C) : charge capacitive.

Redresseur simple alternance triphasé

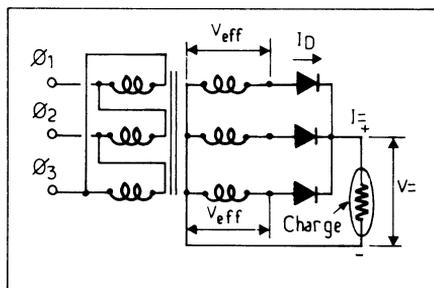
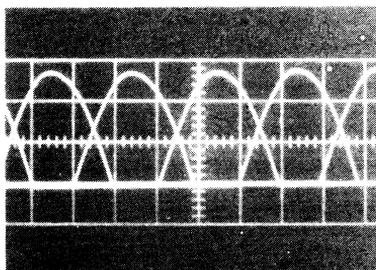


Fig. II-3



Osc. II-3

COMMENTAIRE

Toutes les fois que cela sera possible il sera intéressant d'utiliser le triphasé — tout au moins pour les puissances dépassant quelques centaines de watts. Cela se justifie par un rendement amélioré conjugué à une résiduelle alternative plus faible et à fréquence plus élevée, donc plus aisée à filtrer. Cependant le facteur d'utilisation du transformateur dans ce montage simple alternance est plus faible que dans le cas du redressement double alternance en pont.

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES

$$\frac{\text{Tension efficace d'entrée}}{\text{Tension efficace de sortie}} : \frac{V_{\text{eff}}}{V_{=}} = 0,855 \text{ (R et L) ou } 0,707 \text{ (C)*}$$

$$\text{Tension inverse par diode} : V_{D \text{ inv.}} = 2,09 \times V_{=} \text{ (R et L)} \\ \text{ou } 2 \times V_{=} \text{ (C)}$$

$$\text{Courant moyen par diode} : I_{D \text{ moy.}} = 0,333 \times I_{=} \text{ (pour R, L et C)}$$

$$\text{Courant crête par diode} : I_{D \text{ max.}} = 1,21 \times I_{=} \text{ (R) ou } 1 \times I_{=} \text{ (L) ou} \\ \text{dépend de la valeur de (C)}$$

$$\text{Courant efficace par diode} : I_{D \text{ eff.}} = 0,588 \times I_{=} \text{ (R)} \\ \text{ou } 0,577 \times I_{=} \text{ (L)}$$

Puissance du transformateur (VA)

	Primaire	Secondaire
en sinusoïdal :	$1,23 \times P_{=} \text{ plus les pertes}$	$1,5 \times P_{=}$
en signaux carrés :	$1,21 \times P_{=} \text{ plus les pertes}$	$1,48 \times P_{=}$

$$\text{Résiduelle de ronflement} : \text{Fréquence } 3 \times f_1 ; 17\% \text{ (R et L)}$$

$$\text{Rendement} : 74\%$$

* (R) : charge résistive ; (L) : charge inductive ; (C) : charge capacitive.

Redresseurs monophasés double alternance

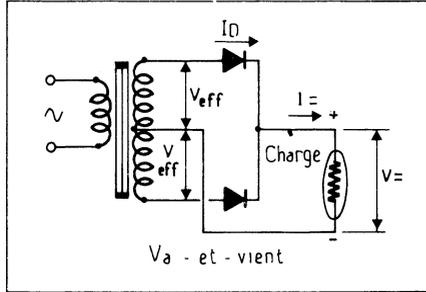


Fig. II-2-a

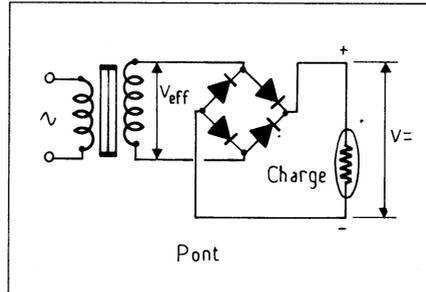
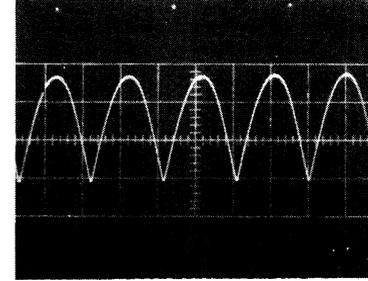


Fig. II-2-b



Osc. II-2

COMMENTAIRE

Ces deux types de montages ont des caractéristiques très voisines à ceci près que dans le montage en pont il y a deux jonctions en série ce qui signifie qu'en direct, la chute de tension est égale à $2 V_D$ tandis qu'elle n'est que de V_D dans le montage va et vient. Par contre, la tension inverse aux bornes des diodes est moitié dans le second montage de celle du premier.

Un rendement meilleur et une plus faible résiduelle alternative font retenir ces montages toutes les fois que l'on ne dispose pas de triphasé ou que la puissance mise en jeu ne justifie pas que l'on y ait recours. Le rendement du montage en pont est légèrement inférieur à celui du montage va et vient à cause de la présence de deux jonctions en série. Cela est particulièrement sensible dans le cas d'alimentations à basse tension, dès que la tension continue de sortie atteint une quinzaine de volt, la différence devient négligeable.

Du point de vue du transformateur, son secondaire est moins bien utilisé dans le montage va et vient que pour celui en pont car chaque demi-enroulement ne débite que pendant une demi-période.

Handwritten notes:
 K...
 V...
 intervalle de temps est...
 n'est pas nég...
 V_D

Redresseurs monophasés double alternance

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES

	MONTAGE « VA-et-VIENT »	MONTAGE EN PONT
Tension efficace d'entrée Tension continue de sortie :	$\frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{=}}} = 1,11 \text{ (R et L) ou } 0,707 \text{ (C)*}$	$\frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{=}}} = 1,11 \text{ (R et L) ou } 0,707 \text{ (C)*}$
Tension inverse par diode :	$V_{D \text{ inv.}} = 3,14 \times V_{\text{=}} \text{ (R et L) ou } 2 \times V_{\text{=}} \text{ (C)}$	$V_{D \text{ inv.}} = 1,57 \times V_{\text{=}} \text{ (R et L) ou } 1 \times V_{\text{=}} \text{ (C)}$
Courant moyen par diode :	$I_{D \text{ moy.}} = 0,5 \times I_{\text{=}} \text{ (pour R, L et C)}$	$I_{D \text{ moy.}} = 0,5 \times I_{\text{=}} \text{ (pour R, L et C)}$
Courant crête par diode :	$I_{D \text{ max.}} = 1,57 \times I_{\text{=}} \text{ (R) ou } 1 \times I_{\text{=}} \text{ (L) ou}$ dépend de la valeur de (C)	$I_{D \text{ max.}} = 1,57 \times I_{\text{=}} \text{ (R) ou } 1 \times I_{\text{=}} \text{ (L) ou}$ dépend de la valeur de (C)
Courant efficace par diode :	$I_{D \text{ eff.}} = 0,785 \times I_{\text{=}} \text{ (R) ou } 0,707 \times I_{\text{=}} \text{ (L)}$ ou $1,1 \text{ à } 1,35 \times I_{\text{=}} \text{ (C)}$	$I_{D \text{ eff.}} = 0,785 \times I_{\text{=}} \text{ (R) ou } 0,707 \times I_{\text{=}} \text{ (L)}$ ou $1,1 \text{ à } 1,35 \times I_{\text{=}} \text{ (C)}$
Puissance du transformateur (VA) en fonction de la puissance continue de sortie $P_{\text{=}}$		
	Primaire	Secondaire
en sinusoïdal :	$1,23 \times P_{\text{=}}$ plus les pertes	$1,75 \times P_{\text{=}}$
en signaux carrés :	$1,11 \times P_{\text{=}}$ plus les pertes	$1,57 \times P_{\text{=}}$
Résiduelle de ronflement :	Fréquence $2 \times f_1$; 47% (R et L)	Fréquence $2 \times f_1$; 47% (R et L)
Rendement :	81,2% environ	80% environ

* (R) : charge résistive ; (L) : charge inductive ; (C) : charge capacitive.

Redresseurs triphasés double alternance

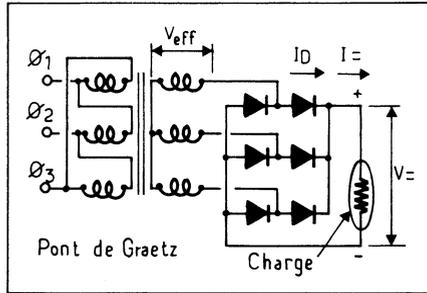


Fig. II-4-a

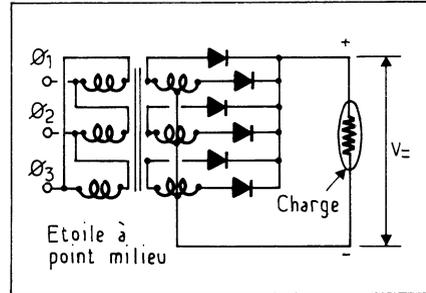


Fig. II-4-b

COMMENTAIRE

Tout comme en monophasé, en triphasé il est préférable d'avoir recours à un redressement double alternance puisque le rendement de conversion est encore amélioré et multiplié par deux la fréquence de la résiduelle de ronflement.

Tout comme son homologue monophasé, le montage en pont de Graetz présente une chute de tension directe plus importante du fait de la présence de diode en série par phase tandis que la tension inverse aux bornes de ces diodes est moitié de celle des montages hexaphasés (1).

Il est deux manières pour obtenir un redressement hexaphasé (2) : montage (Fig. II-4-b) en étoile avec point milieu de chaque enroulement secondaire réuni au neutre et montage avec autotransformateur interphase (Fig. II-4-c). Ce second montage fournit la même tension continue que le précédent avec une résiduelle de ronflement identique, toutefois le courant de crête par diode est la moitié de celui du montage étoile à point milieu. Son emploi ne se justifiera que lorsque le prix du transformateur interphase sera compensé par le moindre prix des diodes employées.

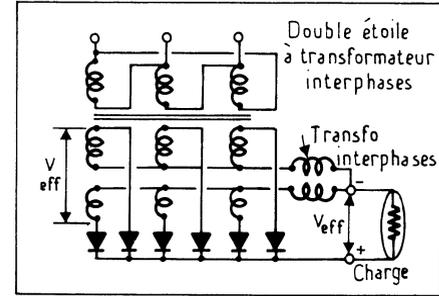


Fig. II-4-c

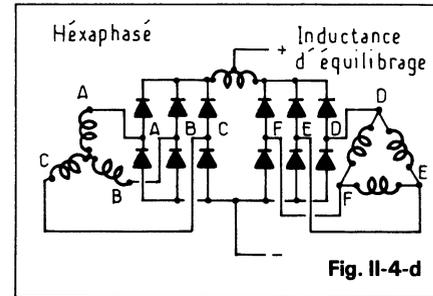
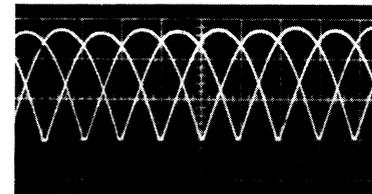


Fig. II-4-d



Osc. II-4

(1) De même qu'un pont monophasé alimenté par un enroulement à point milieu se transforme en deux montages va et vient délivrant des tensions de même valeur absolue mais de polarités opposées si l'on alimente un pont de Graetz à partir d'un montage en étoile dont le neutre est accessible on obtient deux tensions redressées de même valeur absolues et de polarité opposées par rapport au neutre.

(2) Ce que l'on entend par redressement hexaphasé n'est en fait que l'application du montage va-et-vient au triphasé. Par contre, en utilisation deux secon-

dares triphasés décalés l'un par rapport à l'autre de 30° et un montage redresseur en double pont de Graetz — donc avec douze diodes — on obtient un *vrai* redressement hexaphasé (Fig. II-4-d). Si l'on utilise des secondaires l'un monté en étoile et l'autre en triangle les enroulements du premier devront posséder $\sqrt{3}$ fois moins de spire que ceux du second. Une inductance d'équilibrage à prise médiane sera indispensable car on perdrait les avantages de ce montage quant à la faible résiduelle de ronflement si les phases n'étaient pas parfaitement équilibrées, une composante à 3 f venant se superposer à la résiduelle à 12 f propre à ce montage.

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES

	PONT DE GRAETZ (Fig. IV-4-a)	ÉTOILE (Fig.	POINT IV-4-b)	MILIEU IV-4-b)	DOUBLE ÉTOILE (Fig. IV-4-c)
Tension efficace d'entrée (V_{eff})					
Tension continue de sortie ($V_{\text{=}}$)	= 0,428 (R et L) ou 0,408 (C)*	= 0,741 (R et L) ou 0,707 (C)*			= 0,855 (R et L) ou 0,707 (C)*
Tension inverse par diode ($I_{D \text{ inv.}}$)	= 1,05 $\times V_{\text{=}}$ (R et L) ou 1 $\times V_{\text{=}}$ (C)	= 2,09 $\times V_{\text{=}}$ (R et L) ou 2 $\times V_{\text{=}}$ (C)			= 2,09 $\times V_{\text{=}}$ (R et L) ou 2 $\times V_{\text{=}}$ (C)
Courant moyen par diode ($I_{D \text{ moy.}}$)	= 0,333 $\times I_{\text{=}}$ (pour R, L et C)	= 0,1671 $\times I_{\text{=}}$ (pour R, L et C)			= 0,1671 $\times I_{\text{=}}$ (pour R, L et C)
Courant crête par diode ($I_{D \text{ max.}}$)	= 1,05 $\times I_{\text{=}}$ (R) ou 1 $\times I_{\text{=}}$ (L)	= 1,05 $\times I_{\text{=}}$ (R) ou 1 $\times I_{\text{=}}$ (L)			= 0,525 $\times I_{\text{=}}$ (R)
Courant efficace par diode ($I_{D \text{ eff.}}$)	= 0,557 $\times I_{\text{=}}$ (R et L)	= 0,293 $\times I_{\text{=}}$ (R) ou 0,289 $\times I_{\text{=}}$ (L)			= 0,408 $\times I_{\text{=}}$ (R et L)
Puissance du transformateur (VA) en fonction de la puissance continue de sortie $P_{\text{=}}$					
Secondaire en sinusoïdal	1,05 $\times P_{\text{=}}$	1,81 $\times P_{\text{=}}$			1,49 $\times P_{\text{=}}$
Secondaire en signaux carrés	1,05 $\times P_{\text{=}}$	1,81 $\times P_{\text{=}}$			1,49 $\times P_{\text{=}}$
Primaire en sinusoïdal	1,05 $\times P_{\text{=}}$ plus les pertes	1,28 $\times P_{\text{=}}$ plus les pertes			1,06 $\times P_{\text{=}}$ plus les pertes
Primaire en signaux carrés	1,05 $\times P_{\text{=}}$ plus les pertes	1,28 $\times P_{\text{=}}$ plus les pertes			1,06 $\times P_{\text{=}}$ plus les pertes
Résiduelle de ronflement	Fréquence 6 $\times f_1$; 4% (R et L)	Fréquence 6 $\times f_1$; 4% (R et L)			Fréquence 6 $\times f_1$; 4% (R et L)
Rendement	99%	99,5%			99,5%

* (R): charge résistive; (L): charge inductive; (C): charge capacitive.

Doubleur de tension simple alternance (Montage de Schenkel)

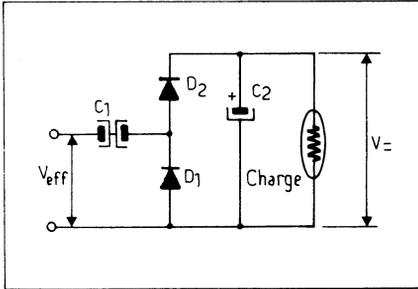
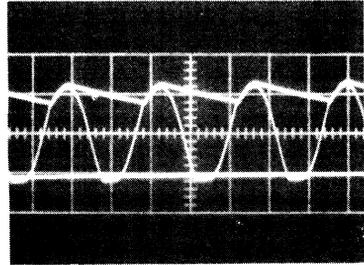


Fig. II-5



Osc. II-5

COMMENTAIRE

Dans ce montage, le condensateur C_1 se charge pendant les alternances négatives à travers la diode D_1 . La tension aux bornes de ce condensateur vient se mettre en série avec celle du transformateur lorsque, pendant les alternances positives, D_1 cesse de conduire alors que D_2 est passante, c'est en principe à $2\sqrt{2} V_{\text{eff}}$ que se charge C_2 . Tout au moins à vide. En charge nous aurons l'occasion de voir plus loin que pour une charge donnée la tension continue de sortie dépend de la valeur de C_1 .

Ce montage, agissant en quelque sorte par adjonction d'une composante continue à la tension délivrée par la source alternative est un redresseur mono-alternance, avec les inconvénients que cela comporte: importante résiduelle alternative, d'autant plus difficile à filtrer qu'elle est à la fréquence du réseau d'alimentation. Il présente obligatoirement un point commun entre la source alternative et la sortie continue, ce qui, selon les cas peut être un avantage ou un inconvénient. Sur l'oscillogramme ci-dessus on a relevé successivement: le niveau zéro de référence (a), la tension alternative à la sortie de C_1 (b) et la résiduelle de ronflement aux bornes de la charge (c).

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES

Rapport de la tension efficace d'entrée à la tension continue en sortie:

$$V_{\text{eff}} / V_{=} = 2\sqrt{2} \quad (*)$$

Tension inverse par diode: $V_D \text{ inverse} = V_{=} = 2\sqrt{2} V_{\text{eff}}$

Tension minimale de service des condensateurs:

$$C_1 = V_{\text{eff}} \sqrt{2} \text{ et } C_2 = V_{=} = 2\sqrt{2} V_{\text{eff}}$$

Résiduelle de ronflement: Fréquence = f_1

La régulation en fonction de la charge est faible et dépend de la valeur de C_1 qui doit être capable de supporter le courant efficace de sortie.

(*) On suppose la tension alternative d'entrée sinusoïdale; sinon $V_{=} = 2 V_{\text{crête}}$.

Multiplicateur de tension simple alternance (Montage de Schenkel)

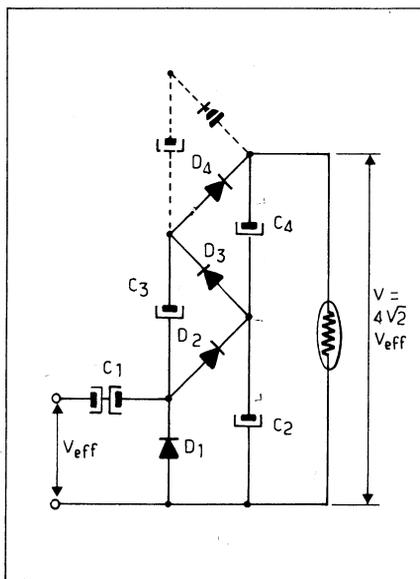


Fig. II-5-b

COMMENTAIRE

Un avantage du montage doubleur de Schenkel est qu'il peut être « extrapolé » c'est-à-dire qu'en montant en série plusieurs étages similaires on peut multiplier la tension par le nombre d'étages. A titre d'exemple, la figure II-5-b représente le schéma d'un montage quadrupleur avec en pointillé l'amorce d'un étage quintupleur. C'est là un moyen simple et efficace pour obtenir de hautes tensions continues sous faible débit (1).

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES

Rapport de la tension efficace d'entrée à la tension continue en sortie :

$$V_{\text{eff}} / V_{=} = n \sqrt{2} \quad (*) \quad (2)$$

Tension inverse par diode: $V_D \text{ inverse} = 2 \sqrt{2} V_{\text{eff}}$

Tension minimale de service des condensateurs :

$$C_1: \sqrt{2} V_{\text{eff}} \quad C_2 \text{ à } C_n: 2\sqrt{2} V_{\text{eff}}$$

Résiduelle de ronflement: Fréquence = f_1

La régulation en fonction de la charge est faible et dépend de la valeur de C_1 qui doit être capable de supporter le courant efficace de sortie.

(1) C'est la taille des condensateurs qui limite le débit, aussi ce montage est-il réservé aux faibles puissances.

(2) n = nombre d'étages de multiplication.

(*) On suppose la tension alternative d'entrée sinusoïdale; sinon $V_{=} = n V_{\text{crête}}$.

Doubleur de tension double alternance (Montage de Latour)

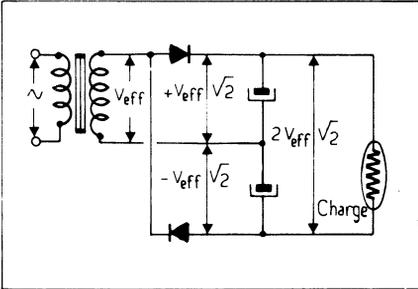
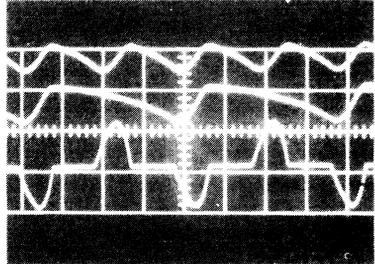


Fig. II-6



Osc. II-6

COMMENTAIRE

Ce montage n'est en fait qu'un redresseur en pont dont deux diodes ont été remplacées par des condensateurs. Chaque diode et son condensateur constituent un redresseur simple alternance, l'un fournissant une tension négative l'autre, positive. Ces deux tensions sont mises en série pour obtenir en sortie une tension continue double de la tension de crête du signal d'entrée.

Les redresseurs monoalternances élémentaires fonctionnant alternativement la résiduelle alternative aux bornes de chaque condensateur est à la même fréquence que le signal d'entrée mais du fait de leur déphasage la résultante aux bornes de la charge est égale au double de cette fréquence. Sur l'oscillogramme ci-dessus, de haut en bas : courant d'entrée (a) résiduelle alternative aux bornes de l'un des condensateurs (b) et résiduelle aux bornes de la charge (c).

GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES

Rapport de la tension efficace d'entrée à la tension continue en sortie :

$$V_{\text{eff}} / V_{\text{=}} = 2 \sqrt{2} \quad (*)$$

Tension inverse par diode : $V_D \text{ inverse} = V_{\text{=}} = 2 \sqrt{2} V_{\text{eff}}$

Tension minimale de service des condensateurs :

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{\text{=}} 2 V_{\text{eff}}$$

Résiduelle de ronflement : **Fréquence** = $2 f_1$

La régulation en fonction de la charge est faible, mais cependant meilleure que dans le montage de Schenkel.

(*) On suppose la tension alternative d'entrée sinusoïdale ; sinon $V_{\text{=}} = 2 V_{\text{crête}}$.

PROBLÈMES DE DIODES

Le plus souvent, le choix des diodes redresseuses ne pose guère plus de problèmes que la connaissance de la tension inverse et des courants directs (courant de crête et courant moyen) qu'elles auront à supporter. Connaissant ces paramètres, on n'aura aucun mal, d'abord à trouver dans les catalogues des constructeurs de modèle qui convient, ensuite à calculer la puissance dissipée dans la diode :

$$P_D = V_D \times I_{D \text{ eff}} \quad \text{avec } V_D = \text{chute de tension directe} \\ \text{et } I_{D \text{ eff}} = \text{courant efficace direct}$$

Cela permettra, à partir des données du constructeur (Température maximale de jonction, résistance thermique entre la jonction et le fond du boîtier, résistance thermique de contact entre le boîtier et le radiateur, etc...) de décider le type de radiateur dont les diodes devront être munies (1).

Mais il est des cas où cela ne suffira pas.

On sait qu'une diode parcourue par un courant et dont on inverse brusquement la polarité, ne passe pas instantanément de l'état conducteur à l'état bloqué. Les porteurs accumulés au niveau de la jonction devront d'abord être éliminés avant que la diode ne recouvre son état non conducteur (fig. II-7). Il s'ensuit donc, au moment de l'inversion de tension aux bornes de la diode une brève impulsion de courant inverse relativement intense qui peut être cause de bien des misères... La connaissance de la quantité d'électricité contenue dans cette impulsion (Q_{rr}) de sa durée (temps de recouvrement inverse: t_{rr}) et de l'allure de ses flancs (Recouvrement brutal ou recouvrement progressif (fig. II-8) seront donc souvent d'une grande importance.

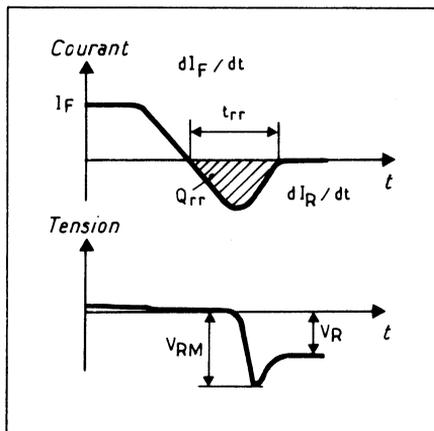
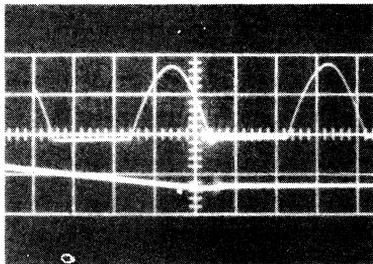


Fig. II-7. — Une diode aux bornes de laquelle on inverse brusquement la tension ne revient pas instantanément à l'état isolant mais est le siège d'une impulsion de courant inverse. La connaissance de la quantité d'électricité (Q_{rr}) contenue dans cette impulsion est très importante.

Quelles sont les « misères » que peut provoquer cette impulsion de courant inverse ? — Provoquer des parasites : L'oscillogramme II-7 reproduit en haut la forme de l'onde d'une tension alternative 50 Hz redressée monoalternance et appliquée à une charge résistive pour obtenir un courant continu moyen de 2 A. Cette image comporte à l'endroit où le courant s'annule une surbrillance dont la courbe inférieure reproduit le grossissement à la loupe (électronique). On constate que ce qui semblait être le passage sans à-coup d'un courant décroissant à une cessation de ce courant est, en fait, accompagné d'une oscilla-

(1) Tout ce qui concerne les problèmes thermiques liés à l'emploi des semi-conducteurs ayant été traité dans de nombreux ouvrages (Par exemple : « L'Emploi rationnel des transistors » de J.P. OEHMICHEN ou même notre ouvrage « Circuit de logique » Editions Radio) nous ne croyons pas nécessaire de revenir sur ce sujet que nous supposons connu du lecteur.

tion haute fréquence non négligeable puisqu'elle dure environ $5 \mu\text{s}$ et que son amplitude de crête à crête dépasse un volt. Que se passe-t-il si l'on approche un récepteur radio du montage? Du bruit!



Osc. II-7. — En examinant à la « loupe électronique » ce qui se passe au moment de l'inversion de la tension aux bornes de la diode d'un redresseur monoalternance (surbrillance de la trace supérieure) on constate la présence d'une oscillation parasite à haute fréquence (trace du bas).

Réglages de l'oscilloscope: trace supérieure $X = 5 \text{ ms/cm}$, $Y = 20 \text{ V/cm}$
trace inférieure: $X = 20 \mu\text{s/cm}$ et $Y = 1 \text{ V/cm}$.

Que s'est-il passé? Chaque impulsion négative due au recouvrement inverse excite le circuit oscillant constitué par les capacités et les inductances du montage. Que voulez-vous que fasse un circuit oscillant en pareil cas? Osciller, c'est son rôle, et ce rôle il le remplit en émettant des parasites, et il le fera d'autant mieux que les temps de montée des fronts de l'impulsion de recouvrement seront plus brefs (fig. II-8).

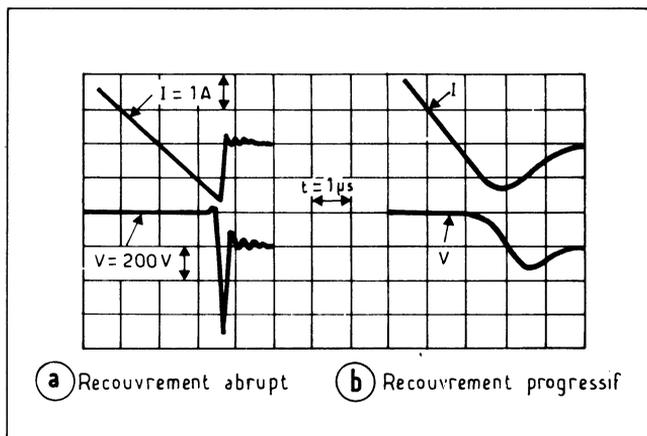


Fig. II-8. — Lorsque le recouvrement d'une diode est abrupte (a) il peut en résulter des oscillations parasites. De ce point de vue l'emploi de diodes à recouvrement progressif (b) est à conseiller.

Cet oscillogramme a été relevé sur un montage modeste. Tension efficace du transformateur d'alimentation 30 Volts et courant redressé moyen 2 A. Imaginons ce qu'aurait produit comme parasites un gros redresseur industriel ...

Conclusion: les redresseurs au silicium de quelque puissance doivent être anti-parasités. Pour ce faire, chaque diode sera shuntée par un condensateur monté en série avec une résistance. L'ensemble sera complété par des filtres anti-parasites d'entrée et de sortie dont on trouvera la description au chapitre XII. La figure II-9 reproduit en (a) le spectre d'émission d'un redresseur monoalternance 220 Volts pour trois valeurs différentes du courant redressé et en (b) ces courbes pour différentes valeurs de capacité placée en parallèle sur la diode. Ces courbes sont comparées à celle tolérée par la norme allemande VDE (1). Sur la même figure on trouve en (c) un exemple de redresseur triphasé d'une puissance installée de 30 kVA anti-

(1) On trouvera l'explication de ces courbes au chapitre XII.

parasité et en (d) les courbes du spectre d'émission sur les conducteurs d'entrée et de sortie du montage.

— Lorsque les diodes sont utilisées pour le redressement de la tension de sortie (à fréquence ultrasonique) d'un convertisseur ou du transformateur d'une alimentation à découpage, d'autres problèmes vont se poser. Dans un redresseur en pont, pendant la

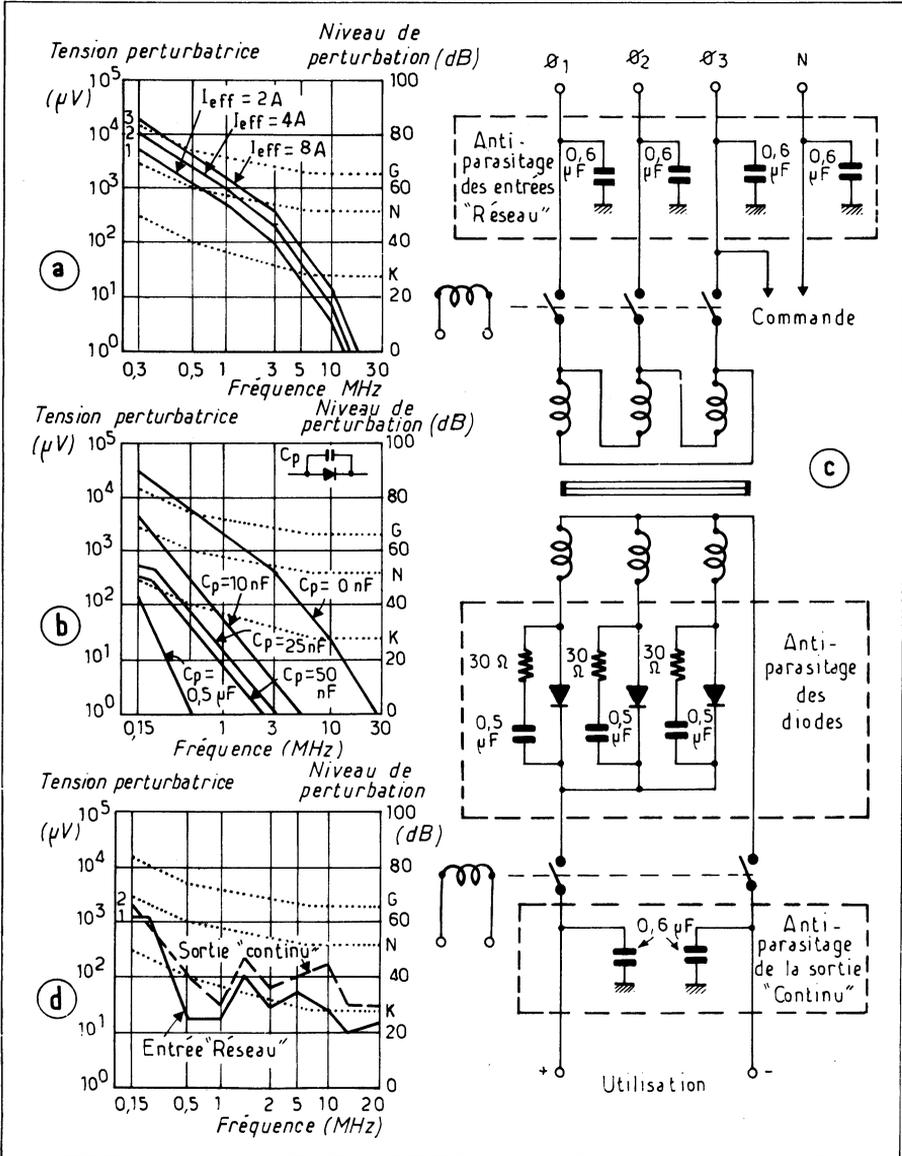


Fig. 11-9. — Le recouvrement des diodes est source de parasites : (a) courbes d'émission spectrale d'une diode pour trois valeurs de l'intensité directe. (b) une bonne précaution consiste à shunter les diodes avec un condensateur ce qui diminue notablement l'émission de parasites. En (c) Schéma de principe d'un redresseur de 30 kVA antiparasité : les résultats obtenus sont matérialisés par les courbes (d).

période de recouvrement, *toutes* les diodes sont conductrices (fig. II-10) et le courant n'est plus limité que par l'inductance de fuite L_F du transformateur qui est faible si ce dernier est de bonne qualité. Il s'ensuit :

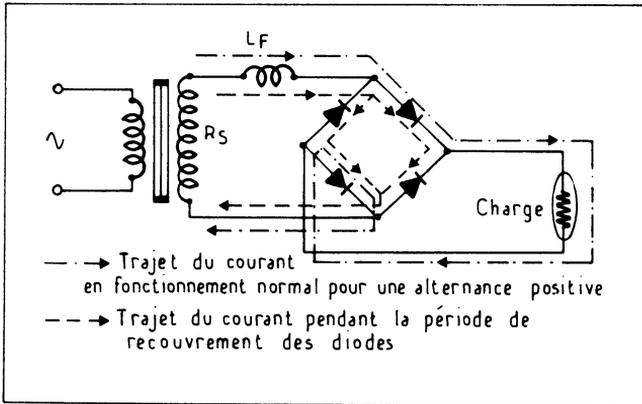


Fig. II-10. — Dans un redresseur en pont fonctionnant à fréquence élevée, pendant le recouvrement de la diode qui cesse de conduire dans le sens direct lors de l'inversion de la tension aux bornes du pont ce dernier se trouve en court-circuit et le courant n'est limité que par l'inductance de fuite du transformateur d'où diminution du rendement et fatigue des composants.

1°) une diminution importante du rendement,
 2°) une fatigue des composants du montage dont la durée de vie peut être sensiblement abrégée.

Il importera donc pour ce type de montage de choisir des diodes présentant un temps de recouvrement, et une quantité d'électricité de recouvrement Q_{rr} aussi faibles que possible.

Dans les applications haute tension (Alimentation de tubes cathodiques ou de photomultiplicateurs, par exemple) le redresseur au silicium tend de plus en plus à remplacer les diodes à vide. On est souvent conduit pour ce faire à disposer un certain nombre de diodes en série. Que se passe-t-il si ces diodes présentent des temps de recouvrement différents? La figure II-11 fournit une réponse: tandis que la diode la plus rapide est déjà revenue à l'état bloqué (t_{rr1}) la plus lente est toujours conductrice (t_{rr2}). La première a donc à ses bornes pendant le temps $t_{rr2} - t_{rr1}$ la quasi-totalité de la tension inverse à ses bornes et généralement elle finit par ne pas aimer du tout ce traitement et par rendre l'âme. Quelle est la parade? Il y en a deux :

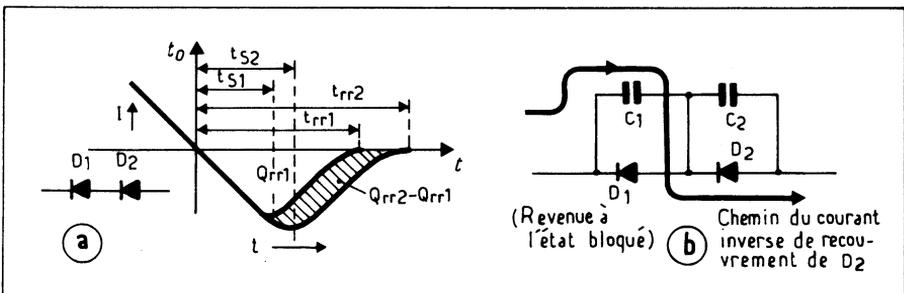


Fig. II-11. — Si deux diodes de temps de recouvrement différent sont montées en série, pendant la fin du recouvrement de la plus lente, la plus rapide a à ses bornes la quasi-totalité de la tension inverse.

1°) Dans la mesure du possible, appairer les diodes en temps de recouvrement. Pour ce faire il faut les essayer une par une et mesurer ce temps de recouvrement au moyen du montage de la figure II-12 recommandé par le JEDEC.

2°) Shunter chaque diode par un petit condensateur qui permettra d'évacuer plus rapidement les charges accumulées au niveau de la jonction. Si l'on connaît les valeurs maximale et minimale que peut prendre Q_{rr} pour un type de diode donné, la valeur de ce condensateur peut être aisément déterminée au moyen de la relation :

$$Q_{rr \max} - Q_{rr \min} = C V_1$$

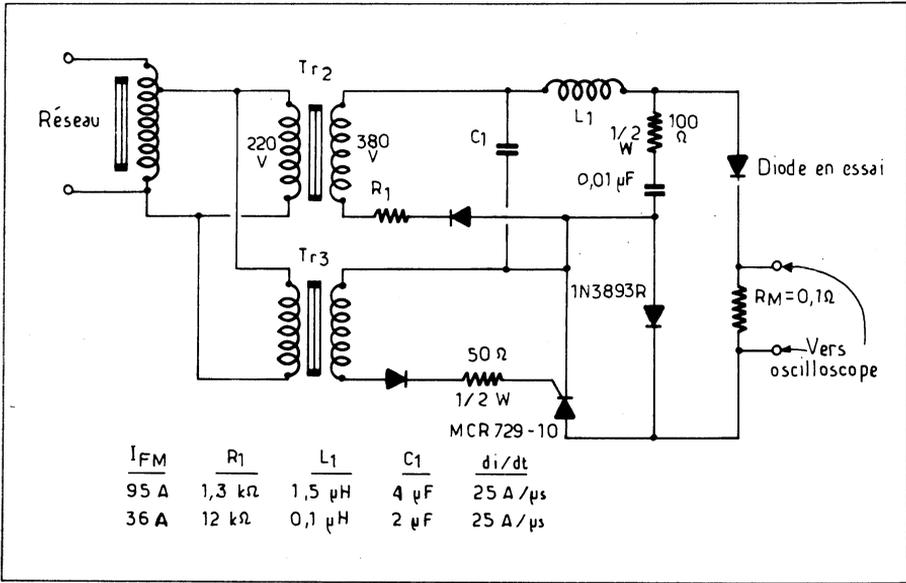


Fig. II-12. — Schéma du montage pour la mesure du temps de recouvrement des diodes.

V_1 étant la tension inverse aux bornes de chaque diode qui doit être au plus égale à la tension inverse récurrente maximale admissible par la diode (V_{RPM})

$$V_1 \leq V_{RPM}$$

d'où l'on peut déduire

$$C \geq (Q_{rr \max} - Q_{rr \min}) / V_{RPM}$$

Lorsqu'il s'agit de redresser des tension à fréquences élevées, et à basse tension, un autre choix de diodes est encore possible. Jadis réservée à la détection en V.H.F. la diode Schottky à barrière de surface existe maintenant en version de puissance. On trouve des modèles dont la tension inverse de crête atteint 20 Volts et le courant nominal 50 A.

La tension inverse de 20 Volts est naturellement trop faible pour certaines utilisations mais de nouveaux modèles admettant 100 Volts avec une intensité directe nominale de 100 A commencent à apparaître sur le marché. Outre leur temps de recouvrement et leurs charges résiduelles Q_{rr} très faibles, les diodes Schottky présentent l'avantage d'une très faible chute de tension directe (0,65 Volts à 100 A contre 1,5 Volt pour une diode au silicium).

Nous reproduisons ci-après un tableau comparatif des caractéristiques de recouvrement inverse des différents types de diodes redresseuses pour un courant nominal direct de 50 A.

Type de diode	Temps de recouvrement	Courant de crête de recouvrement	Charges résiduelles
Diode Schottky	0,15 μ s	1 A	0,075 μ C
Diode PN allée	5 μ s	50 A	125 μ C
Diode PN diffusée	3 μ s	40 A	60 μ C
Diode rapide à jonction	μ s	25 A	12,5 μ C

MONTAGE DES DIODES EN SÉRIE

Si l'on monte des diodes en série, comme chacune d'elles présente une caractéristique inverse I_D inverse = f (V_D inverse) différente des autres la répartition des tensions inverses aux bornes de diode sera telle que celle dont le courant de fuite est le plus faible aura à ses bornes la tension la plus élevée ce qui, bien sûr, mettra sa vie en danger. Il est donc indispensable dans ce cas de répartir les tensions inverses aux bornes des diodes en les shuntant par des résistances (fig. II-13) de valeur élevée dont la valeur peut être calculée à partir de la relation :

$$R \leq \frac{1}{I_R} \left[\frac{V_{RWM}}{1 + \beta} - \frac{V_R - V_{RWM}}{(1 - \beta)(n - 1)} \right]$$

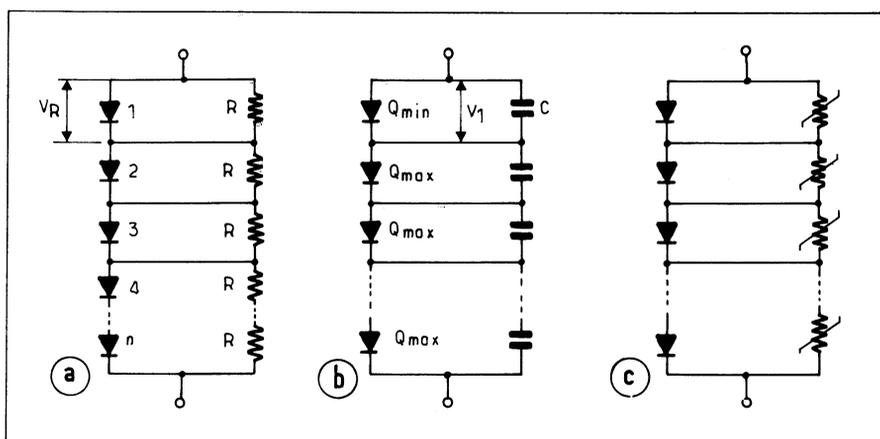


Fig. II-13. — Lorsque l'on monte plusieurs diodes redresseuses en série il y a lieu d'équilibrer les tensions inverses aux bornes des diodes au moyen de résistances en parallèle (équilibre statique) (a) et de compenser les différences des charges résiduelles Q_{rr} au moyen de condensateurs (b). Une bonne solution consiste en l'emploi de varistances à l'oxyde de zinc (c)

dans laquelle on a :

R = Valeur de la résistance à mettre en parallèle sur les diodes

β = $\Delta R/R$ tolérance sur la valeur de R

n = nombre de diodes

V_{RWM} = tension inverse récurrente admissible pour chaque diode

V_R = tension inverse totale appliquée à l'ensemble.

I_R = courant inverse nominal des diodes.

Naturellement, cet équilibrage en régime statique, au moyen de résistances, ne dispense pas de celui en régime dynamique pour la compensation des différences des charges résiduelles Q_{rr} évoquée plus haut.

Nous n'avons alors envisagé que le cas où seulement deux diodes sont montées en série. Dans le cas plus général de n diodes on pourra déterminer la valeur de C d'après même relation indiquée plus haut :

$$C \geq (Q_{rr \max} - Q_{rr \min}) / V_{RPM}$$

$Q_{rr \max}$ et $Q_{rr \min}$ étant les valeurs maximale et minimale de Q_{rr} données par le constructeur. De toute manière, le problème sera notablement simplifié par l'emploi de *diodes à avalanche contrôlée* qui, grâce à une géométrie particulière, présentent une caractéristique inverse comparable à celle d'une diode de Zener, ce qui les rend aptes à supporter un courant inverse important pendant une durée supérieure au temps de recouvrement des diodes les plus lentes (fig. II-14). Ces diodes sont également recommandées dans tous les cas où des impulsions parasites de grande amplitude peuvent se superposer à la tension alternative à redresser.

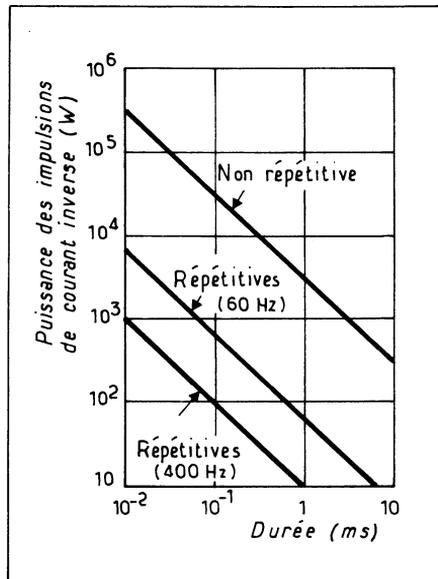


Fig. II-14. — Courbes $Puissance = f(durée)$ des impulsions de courant inverse qu'est capable de supporter une diode 250 A à avalanche contrôlée. On voit qu'une impulsion unique de $100 \text{ kW} / 10 \mu\text{s}$ (1 J) est sans effet sur elle.

Une autre méthode, très recommandable, consiste à shunter chacune des diodes montées en série par une varistance à l'oxyde de zinc (G MOV ou S IOV) dont la caractéristique est rectangulaire et la réponse très rapide. Ces éléments présentant une capacité répartie assez élevée (de l'ordre de 300 pF) il deviendra inutile de shunter chaque diode par un condensateur. Le procédé est donc économique. Naturellement on choisira des varistances dont la tension de coude est légèrement inférieure à la tension inverse maximale des diodes à équilibrer (fig. II-13-c).

MONTAGE DES DIODES EN PARALLÈLE

Pour le redressement de très fortes intensités il peut arriver que l'on soit amené à monter deux ou plusieurs diodes en parallèle. Or, comme tous les dispositifs à semi-conducteur les diodes peuvent présenter une assez forte dispersion de leurs caractéristiques, en particulier en ce qui concerne la chute de tension directe ainsi que le montre la figure II-15. Si nous associons en parallèle deux diodes dont l'une présente une chute de tension directe notablement plus élevée que l'autre, que va-t-il se passer ? C'est comme dans la vie : « la loi de la plus forte pente ou de l'effort minimum », la plus grande partie du courant va passer par la diode dont la chute de tension est la plus faible et tout se passera pratiquement comme si l'autre, à tension directe plus élevée, n'y était pas.

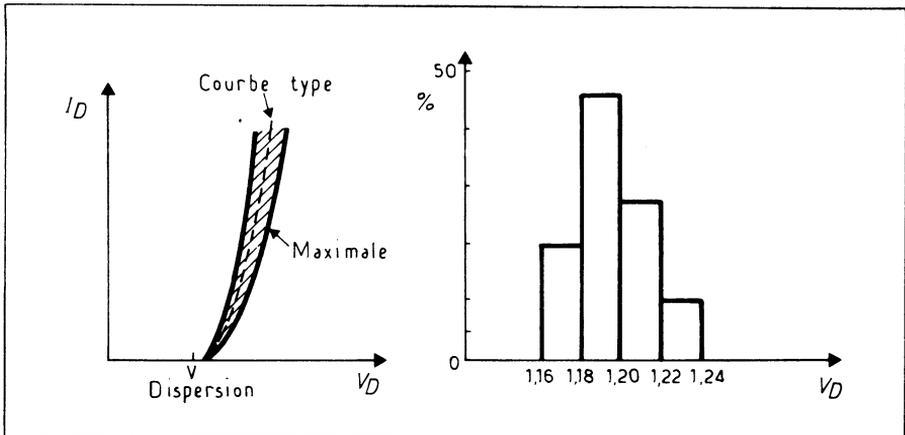


Fig. II-15. — La caractéristique $I_D = f(V_D)$ des diodes d'une même série présente une certaine dispersion (a). En (b) répartition statistique de la chute de tension V_D pour une même valeur de I_D .

Donc, si l'on veut monter deux ou plusieurs diodes en parallèle il faut, dans la mesure du possible, trier des échantillons qui présentent des caractéristiques $V_D = f(I_D)$ aussi proches les uns des autres que possible. Puis il faudra trouver le moyen d'équilibrer les chutes de tension à leurs bornes.

— La première précaution à prendre est de les monter *sur un même radiateur* de manière que celle parcourue par le courant le plus élevé voit sa température abaissée. Tandis que les calories évacuées par elle vont réchauffer les diodes « paresseuses » dont la chute de tension directe va s'abaisser, ce qui concourra à l'équilibrage des courants.

— On pourra aussi monter en série avec chaque diode une petite résistance d'équilibrage.

Le graphique de la figure II-16 montre qu'en superposant aux caractéristiques $I_D = f(V_D)$ des diodes D_1 et D_2 , celle de la résistance R (1) pour une même tension V' aux bornes de l'ensemble l'écart des courants qui traversent chaque association Diode-Résistance (D_1 et D_2) $\Delta'i$ est sensiblement plus faible que celui Δi d'un montage non compensé, mais ce procédé a l'inconvénient de diminuer le rendement.

— Un remède plus « luxueux » mais qui offre un meilleur rendement consiste en l'emploi de transformateurs d'équilibrage selon le schéma de la figure II-17.

Si, dans ce montage, nous admettons que $V_{D1} < V_{D2}$ la diode D_1 conduit la première. En traversant l'enroulement 1 du transformateur le courant i_1 qui traverse cette diode induira dans l'enroulement 2 une force électromotrice qui s'ajoute à la tension d'entrée V_{\sim} et provoque le début de conduction de D_2 . Ce second enroulement est à son tour parcouru par un courant i_2 qui, compte-tenu du sens des enroulements, induira dans celui de D_1 une f.e.m. qui se soustrait de V_{\sim} : ce qui conduit à une diminution de i_1 . Tout concourt donc à un équilibrage des courants i_1 et i_2 .

Ce montage est susceptible d'une extension qui, dans le cas de mise en parallèle de plusieurs diodes, permet d'augmenter sensiblement la fiabilité des montages. C'est le schéma de la figure II-17 (b) dans lequel, si l'une des diodes se trouve mise hors service par la coupure de son fusible individuel les trois autres assureront le service en maintenant entre elles l'équilibrage des courants. Supposons que D_1 soit mise hors service: l'équilibre des courants sera rétabli:

- sur D_2 par le transformateur T_1
- sur D_3 par le transformateur T_1
- sur D_4 par le transformateur T_2

(1) Dans certains cas, des fusibles de protection individuelle des diodes pourront tenir le rôle de cette résistance.

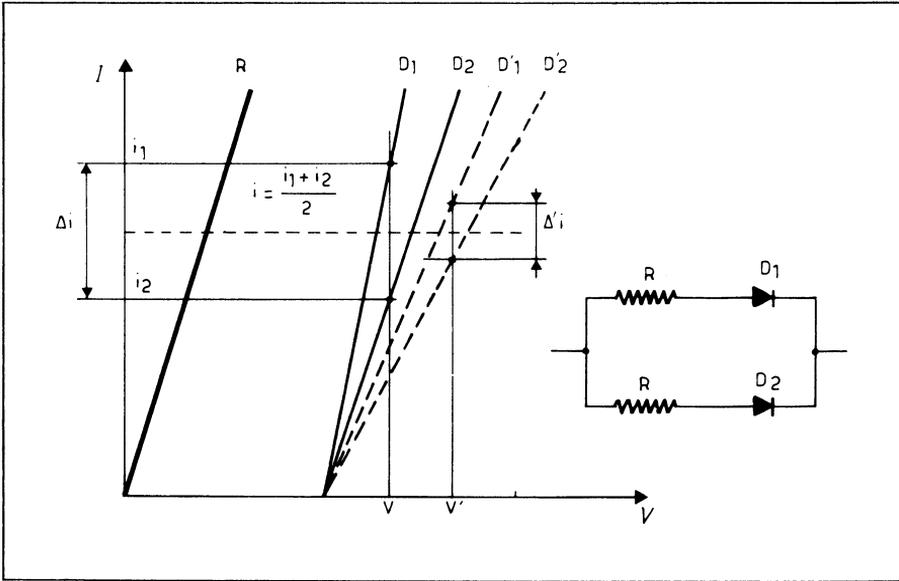


Fig. II-16. — Une méthode simple pour équilibrer les courants dans les diodes : montées en parallèle : monter une résistance d'équilibrage en série avec chacune d'elles (a) Pour une même tension aux bornes de l'ensemble, cela conduit à un plus faible écart Δi des courants qui traversent les diodes.

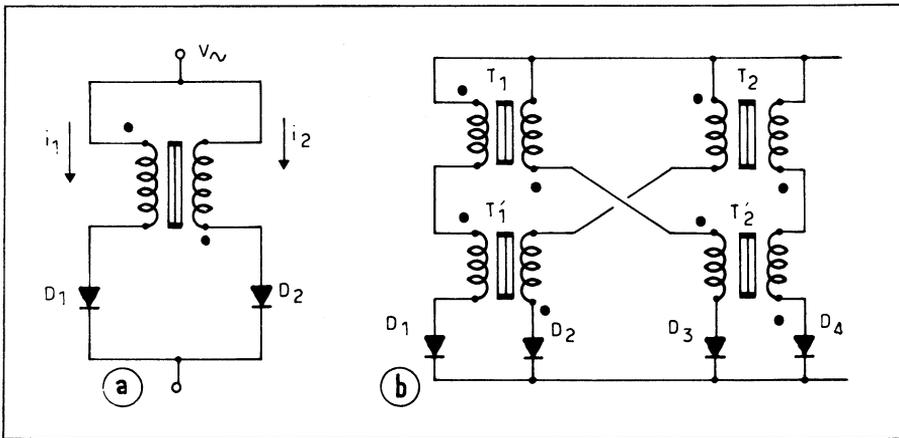


Fig. II-17. — Plus « luxueuse », cette solution fait appel à une espèce de contre-réaction au moyen d'un transformateur pour équilibrer les courants qui traversent les diodes mais le rendement est aussi plus élevé. Étendu à un nombre supérieur de diodes, ce procédé améliore la fiabilité (b).

REDRESSEURS SYNCHRONES PAR TRANSISTORS

Lorsque l'on désire redresser de faibles tensions (quelques volts) la chute de tension V_D aux bornes des diodes n'est plus négligeable, elle est parfois du même ordre de grandeur que la tension continue désirée, et les montages classiques à diodes au silicium s'avèrent d'un rendement déplorable. Bien sûr, on peut améliorer les choses en utilisant des

diodes au germanium lorsqu'il s'agit de faibles courants — inférieurs à 50-100 mA — ou des diodes Schottky (onéreuses) pour les courants plus élevés. Mais il est préférable de mettre à profit la faible chute de tension directe de transistors saturés selon l'un des schémas (en fait équivalents) de la figure II-18. Le premier destiné à l'alimentation de cellules de réfrigération à effet Peltier, grâce à l'emploi de transistors de puissance au germanium permet d'obtenir un courant redressé de 50 A sous quelques dixièmes de Volts avec un rendement cinq à dix fois supérieure à celui obtenu avec des diodes au silicium. Le second, un peu plus élaboré, met en œuvre un enroulement séparé pour la commande des bases des transistors. De plus, ces derniers sont shuntés par des diodes dont le but est d'éviter une chute de tension directe trop importante sur charge capacitive : en effet dans ce cas, au moment de la charge du condensateur il se produit un important appel de courant et les transistors risquent de ne plus être saturés ce dont il résulterait une augmentation de V_{CE} et par conséquent des pertes. Ce montage a permis d'obtenir une tension redressée de 3,2 V sous 20 A avec un rendement de conversion de 60% sur charge capacitive et de 72% sur charge purement résistive alors que des diodes au silicium auraient donné respectivement 52 et 68%.

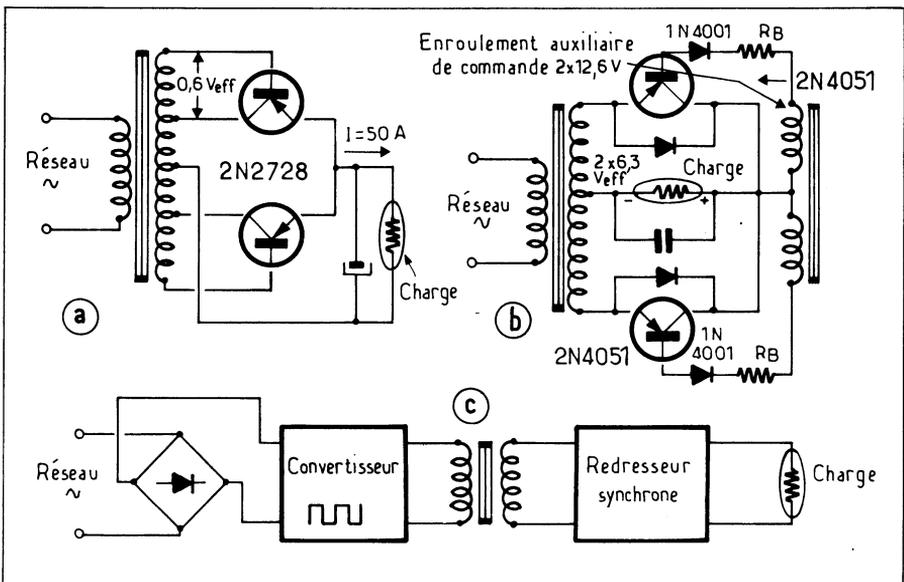


Fig. II-18. — En remplaçant les diodes par des transistors saturés on améliore sensiblement le rendement de conversion des redresseurs pour faible tension. Une amélioration encore plus sensible est obtenue en ayant recours à des signaux carrés fournis par un convertisseur (c).

Mais ce n'est pas en tension sinusoïdale que les redresseurs synchrones à transistors procurent le meilleur rendement : du fait de la croissance progressive du courant de base, la saturation n'est pas tout de suite atteinte. C'est pourquoi il est préférable de les faire travailler en signaux carrés ce qui leur permet d'atteindre un rendement de l'ordre de 80% c'est-à-dire supérieur à celui obtenu avec des diodes Schottky (fig. II-18-c).

Un inconvénient des redresseurs synchrones à transistors bipolaires est que, travaillant à saturation, les transistors présentent un temps de recouvrement assez important. Cela interdit leur emploi à fréquence élevée — ce qui serait favorable dans le cas d'emploi d'un convertisseur continu/signaux carrés. Il est un montage qui permet le redressement synchrone de faibles signaux en mettant en œuvre des transistors à effet de champ (fig. II-19) jusqu'à une date récente ce montage n'était utilisable que pour de très faibles puissances (quelques milliampères sous quelques volts). Expliquons-en rapidement le fonctionnement : quatre transistors à effet de champ, alternativement en canal P et à

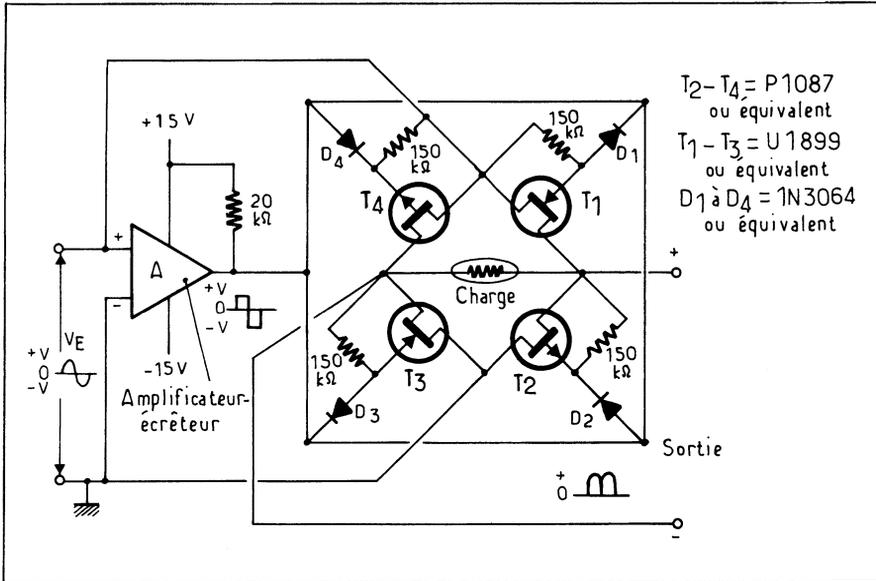


Fig. II-19. — L'absence de tension de seuil permet d'utiliser un pont de transistors à effet de champ complémentaires pour le redressement de très faibles tensions. Un amplificateur-écrêteur est cependant nécessaire pour obtenir la commande des grilles des T.E.C. — Grâce à l'apparition des transistors V.M.O.S. on peut envisager l'application de ce montage à des intensités de l'ordre de l'ampère.

canal N sont montés en pont. Ils sont commandés par la sortie d'un amplificateur écrêteur qui, à partir de la tension d'entrée (qui peut être très faible puisque les T.E.C. ne présentent pas de seuil de conduction comme les dispositifs à jonction) fournit les signaux carrés de blocage et de déblocage appliqués aux grilles. L'apparition sur le marché de transistors MOS de puissance capables de commuter un courant de 10 A en quelques dizaines de nanosecondes avec une résistance «on» de seulement 0,05 Ω pour certains modèles — les tensions inverses pouvant s'échelonner de 60 à 800 V — permet d'envisager leur emploi pour le redressement à des fréquences de plusieurs centaines de kiloHertz. Dans l'état actuel de la technique il ne nous paraît pas impossible de réaliser sous forme intégrée le pont redresseur et son amplificateur de commande. Peut-être un fabricant de semi-conducteurs se décidera-t-il à le faire.

DEUXIÈME PARTIE

FILTRAGE

Après redressement de la tension alternative, nous voici en possession d'une tension plus ou moins ondulée dont il va nous falloir faire disparaître la composante alternative: c'est le rôle du filtrage. Nous disposons pour ce faire de deux moyens principaux:

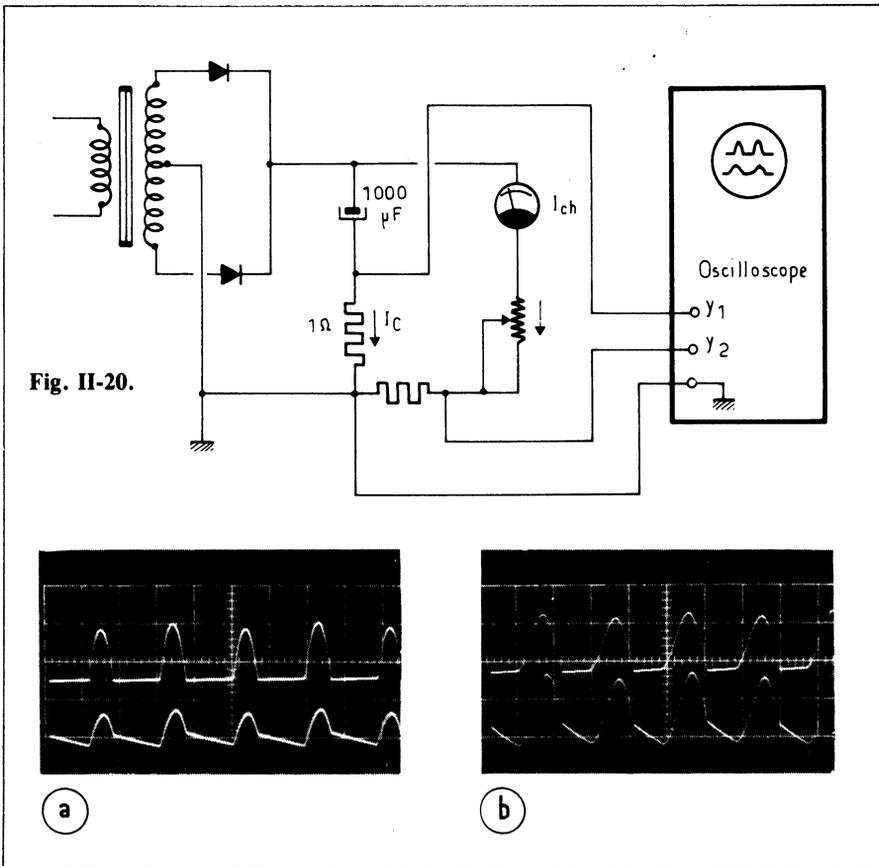
- Charger avec les alternances de la tension alternative redressée *un condensateur* qui restituera l'énergie emmagasinée pendant les « blancs » entre les alternances;
- Freiner à l'aide d'une *inductance* les alternances de la tension redressée de manière à retrouver en sortie une tension plus ou moins bien « lissée ».

Ces deux modes de filtrage principaux peuvent se combiner pour donner des dispositifs mixtes: filtrage par condensateur et inductance ou par condensateur et résistance. Mais les caractéristiques propres aux modes de base se retrouvent dans les schémas mixtes et, selon que l'élément qui se trouve en tête de filtre est un condensateur ou une inductance, le filtre présentera les qualités et les défauts correspondant à cet élément.

FILTRAGE PAR CONDENSATEUR

Le condensateur se charge, à chaque alternance redressée, avec la faible constante de temps $R_S C$ (R_S : Résistance vue de la sortie du redresseur, est la somme de la résistance du transformateur vue du secondaire et de la résistance propre à la diode de redressement et C : capacité de filtrage) et se décharge dans les circuits d'utilisation avec une constante de temps, normalement plus longue $R_{ch} C$ (R_{ch} : résistance équivalente de la charge). Cela apparaît bien sur les oscillogrammes OSC II-8 a et b qui représentent, en haut le courant dans le condensateur et en bas la résiduelle alternative du courant d'utilisation. Dans ce mode de filtrage, le redresseur doit fournir à la fois une partie du courant d'utilisation et celui de charge du condensateur. C'est pourquoi l'on constate sur l'oscillogramme II-8-a relevé avec une intensité de 1 A dans la charge que les impulsions du courant de charge du condensateur sont sensiblement plus longues que sur l'oscillogramme II-8-b correspondant à une intensité d'utilisation de 0,3 A (fig. II-20).

A chaque alternance redressée, le condensateur se charge pratiquement à la *tension de crête* de la tension alternative d'entrée (à la chute de tension dans les diodes et le transformateur près) donc la tension continue moyenne sera d'autant plus près de cette valeur que la constante de temps de décharge $R_{ch} C$ sera grande devant la constante de temps de charge. C'est ce qui explique que le filtrage par condensateur en tête présente une assez mauvaise régulation en fonction de la charge, et ce, en particulier, lorsque l'on a affaire à un redressement monoalternance. C'est bien ce que montrent les courbes de la figure II-21 qui représente le rapport de la tension continue $V =$ aux bornes de la charge, à la tension alternative efficace V_{eff} appliquée au redresseur en fonction du rapport R_S / R_{ch} .



Osc. II-8. — (Relevé sur le montage de la figure II-20). Courant dans le condensateur (traces supérieures) et résiduelle d'ondulation du courant dans la charge (traces inférieures) d'un montage redresseur double alternance avec condensateur en tête pour un courant dans la charge de 0,3 A (a) et de 1 A (b). On remarque: 1°) que la durée des impulsions de courant dans le condensateur augmente avec le courant dans la charge, 2°) que l'amplitude de la résiduelle d'ondulation croît également. Sensibilité $Y_1 = 1 \text{ A/cm}$, $Y_2: 50 \text{ mA/cm}$.

Comment déterminer la valeur de C_F ?

Nous proposons deux méthodes. La première, méthode graphique mise au point par Schade (1), fait appel à l'emploi des courbes des figures II-22 à II-24.

Nous devons connaître:

ω : la pulsation de la tension alternative d'entrée

V_M : valeur de crête de cette tension = $V_{\text{eff}}\sqrt{2}$

V_s : tension continue en sortie

R_S : Résistance vue de la sortie du redresseur = Résistance vue du secondaire du transformateur + Résistance des diodes.

(1) Voir l'article « Analysis of rectifier operation » cité en référence bibliographique.

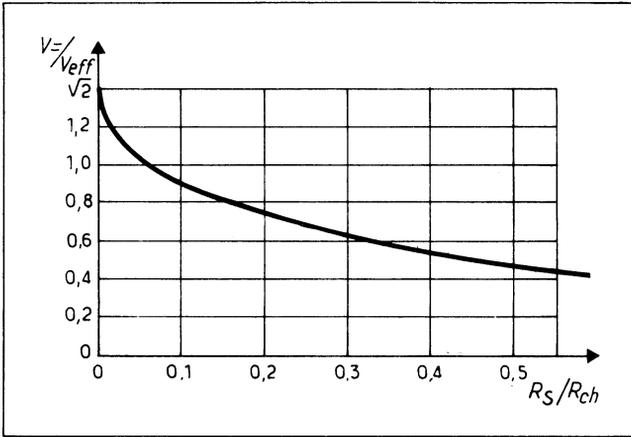


Fig. II-21. — Dans un montage avec condensateur de filtrage en tête la tension continue en sortie s'écroule assez vite lorsque le rapport R_S / R_{ch} augmente. En d'autres termes la régulation de ce montage en fonction de la charge est mauvaise.

Connaissant le courant maximal absorbé par la charge $I = \max$, nous pouvons calculer la résistance équivalente $R_{ch} = V_ = / I = \max$.

Commençons par calculer $V_ = / V_M$ et traçons la droite $y = V_ = / V_M$ sur le graphique correspondant au montage choisi : mono ou double alternance (fig. II-22-b). Cette horizontale va couper la courbe R_R / R_{ch} qui correspond à la valeur R_R / R_{ch} que nous avons préalablement calculée en un point A à partir duquel nous traçons une verticale qui coupe l'axe horizontal en un point B correspondant au $R_{ch} C_F \omega$ recherché. Comme nous connaissons $\omega = 2 \pi F (= 314 \text{ en } 50 \text{ Hz})$ en R_{ch} calculé plus haut, nous n'aurons aucun mal à calculer C en tenant compte du fait que les tolérances sur les condensateurs de filtrage du commerce peuvent atteindre + 100% - 50%.

Si notre montage redresseur doit être suivi par un régulateur de tension, nous pouvons admettre un pourcentage de résiduelle alternative relativement important à condition que dans le plus mauvais des cas (courant maximal dans la charge et tension efficace d'entrée minimale) la valeur instantanée de la tension continue (ondulée) d'entrée (v_{\min}) soit toujours supérieure ou égale à la tension minimale V_{\min} admise par le régulateur (fig. II-25). A partir de la valeur $R_{ch} C \omega$ trouvée plus haut nous allons vérifier si le pourcentage d'ondulation (γ) obtenu n'est pas trop élevé. Pour ce faire, sur le graphique de la figure II-23 nous élevons la verticale correspondant au $R_{ch} C \omega$ trouvé. Cette droite coupe la courbe représentative du rapport R_S / R_{ch} en un point B dont l'ordonnée correspond au taux d'ondulation en pour cent. Connaissant $V_ =$ nous trouvons la valeur de crête de la tension d'ondulation :

$$V_{\text{ondulation (crête)}} = V_ = \sqrt{2} \gamma / 100$$

Cette tension retranchée de $V_ =$ nous donne la valeur instantanée minimale de $V_ =$ (v_{\min}). Si la valeur trouvée ne nous donnait pas satisfaction, il faudrait reprendre le problème à l'envers :

Connaissant $v_{\min} \geq V_{\min}$ calculer le taux d'ondulation γ minimal admissible et de là, à l'aide du graphique de la figure II-23 redéterminer $R_{ch} C \omega$ d'où l'on tirerait la valeur convenable de C.

La valeur efficace et celle de crête du courant qui traverse les diodes du redresseur sont d'autant plus importantes que le condensateur est de valeur plus élevée. On peut déterminer la valeur de ces courants par rapport au courant continu moyen $I_ =$ à l'aide des graphiques des figures II-24 a et b, ce qui permettra, soit de vérifier si les diodes préalablement choisies peuvent être retenues, soit d'orienter leur choix. En ce qui concerne

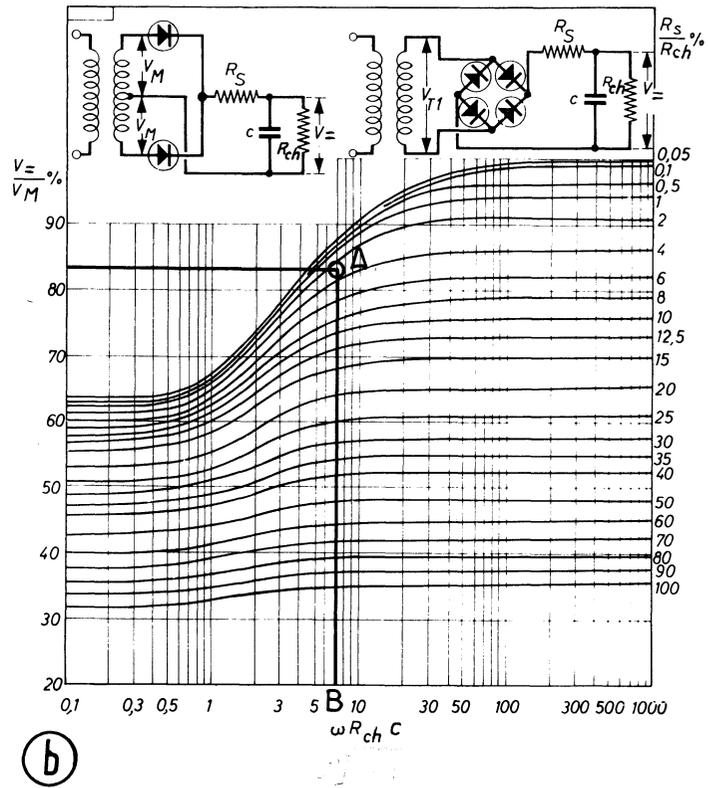
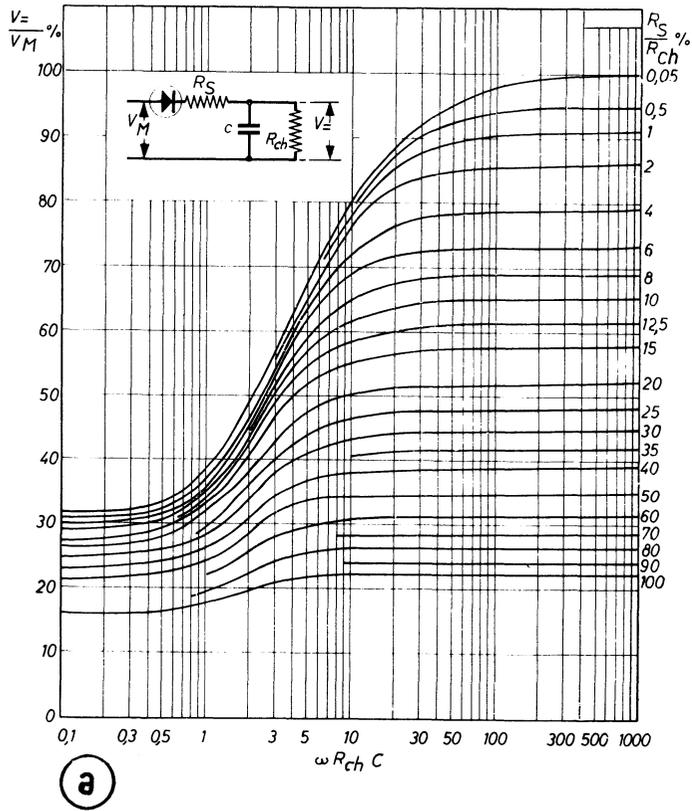


Fig. II-22. — Rapport de conversion $V = / V_M$ en fonction du produit $R_{ch} C \omega$ avec le rapport R_S / R_{ch} en paramètre. (a) pour le redressement monoalternance (b) pour les montages double alternance (va-et-vient et pont) R_{ch} en ohms, C en farads, $\omega = 2 \pi f$ (réseau) (Document RTC).

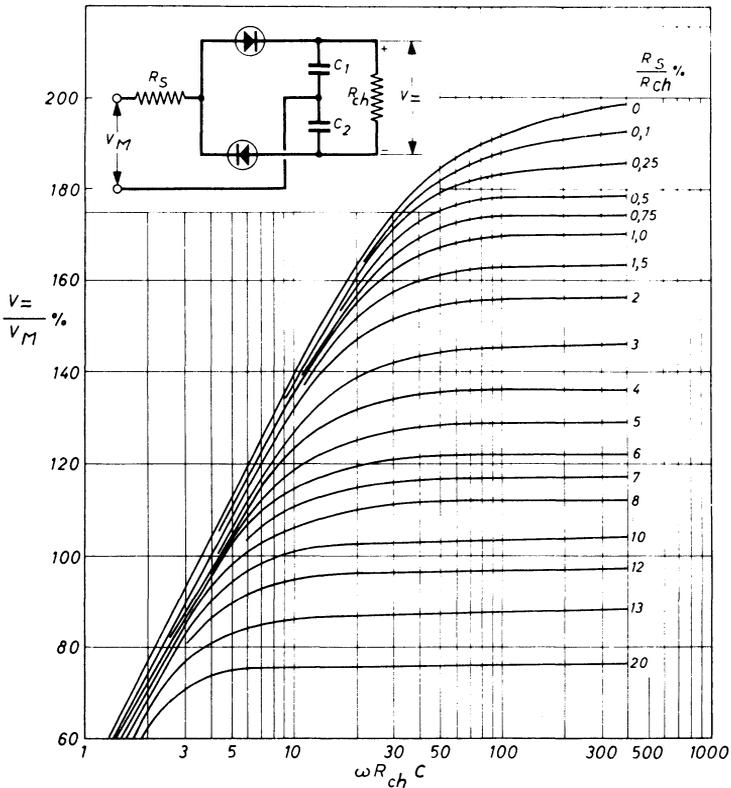


Fig. II-22-c. — Rapport de conversion $V_{=} / V_M$ en fonction du produit $R_{ch} C \omega$ avec le rapport R_S / R_{ch} en paramètre pour le montage Latour.

leur tension inverse, le mieux est de choisir la valeur normalisée immédiatement supérieure à deux fois la tension alternative de crête pour les montages monoalternance et va-et-vient et à cette tension de crête pour le montage en pont en tenant compte dans tous les cas de la valeur maximale que peut prendre cette tension en fonctionnement normal ainsi que des éventuelles surtensions impulsionnelles qui peuvent se produire sur le réseau. Si l'on craint que ces surtensions soient fréquentes ou de grande amplitude, il y aura avantage à utiliser des diodes à avalanche contrôlée et/ou à protéger le montage au moyen de varistances à l'oxyde de Zinc (G MOV ou S IOV).

Pour résumer ce qui vient d'être écrit, calculons ensemble un projet d'alimentation 20 V-1 A avec un taux d'ondulation inférieur à 10% en évaluant à environ 1 Ω la résistance vue de la sortie du redresseur.

1°) Calculons $R_{ch} = V_{=} / I_{=} = 20 \text{ V} / 1 = 20 \Omega$

2°) Calculons $R_S / R_{ch} = 1 / 20 = 0,05 = 5\%$

3°) Sur les courbes de la figure II-23 déterminons le produit $R_{ch} C \omega$ pour $R_S / R_{ch} \leq 0,1$ et un redresseur double alternance, on trouve :

$$R_{ch} C \omega \approx 7$$

d'où l'on tire

$$C = 7 / \omega \cdot R_{ch} = 7 / 3,14 \times 20 = 0,0011 \text{ F} = 1100 \mu\text{F}$$

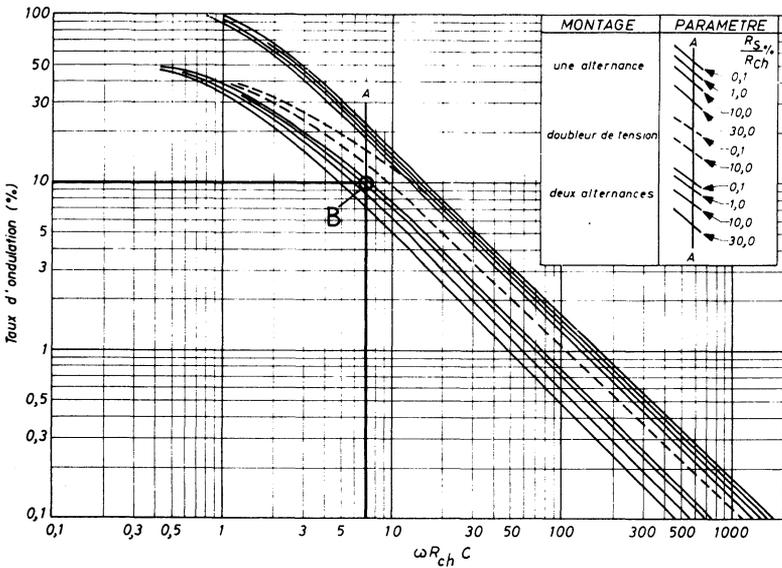


Fig. II-23. — Pourcentage d'ondulation en fonction du produit $R_{ch}C \omega$ pour les trois types de redressement et avec le rapport R_S / R_{ch} en paramètre.

pour tenir compte de la tolérance - 50% nous choisissons 2 200 μ F qui est une valeur normalisée.

4°) A partir de $R_{ch} C \omega$ trouvé plus haut, nous recherchons sur la figure II-22 la valeur de $V_{=} / V_M$ correspondant au rapport $R_S / R_{ch} = 5\%$ calculé en (3°). On trouve 82%, ce qui nous permet de calculer :

$$V_{max} = (V_{=} / 0,82) + V_D \quad (V_D = \text{chute de tension dans une diode})$$

$$= (20 / 0,82) + 0,7 = 25,3 \text{ V}$$

d'où l'on tire

$$V_{eff} = 25,3 / \sqrt{2} = 17,8 \text{ V} \approx 18 \text{ V}$$

5°) Nous sommes en mesure de trouver sur les graphiques des figures II-24-a et b la valeur efficace et celle de crête du courant qui traversera les diodes. On a choisi un redresseur double alternance en pont ; on a donc $n = 2$ pour les deux graphiques. On trouve :

$$n R_{ch} C \omega = 14$$

et

$$R_S / n R_{ch} = 1 / 40 = 0,025 = 2,5\%$$

ce qui permet de lire sur le graphique de la figure II-24-a

$$I_{eff} / I_{=} \approx 3,1 \text{ d'où } I_{eff} = 3,1 \text{ A}$$

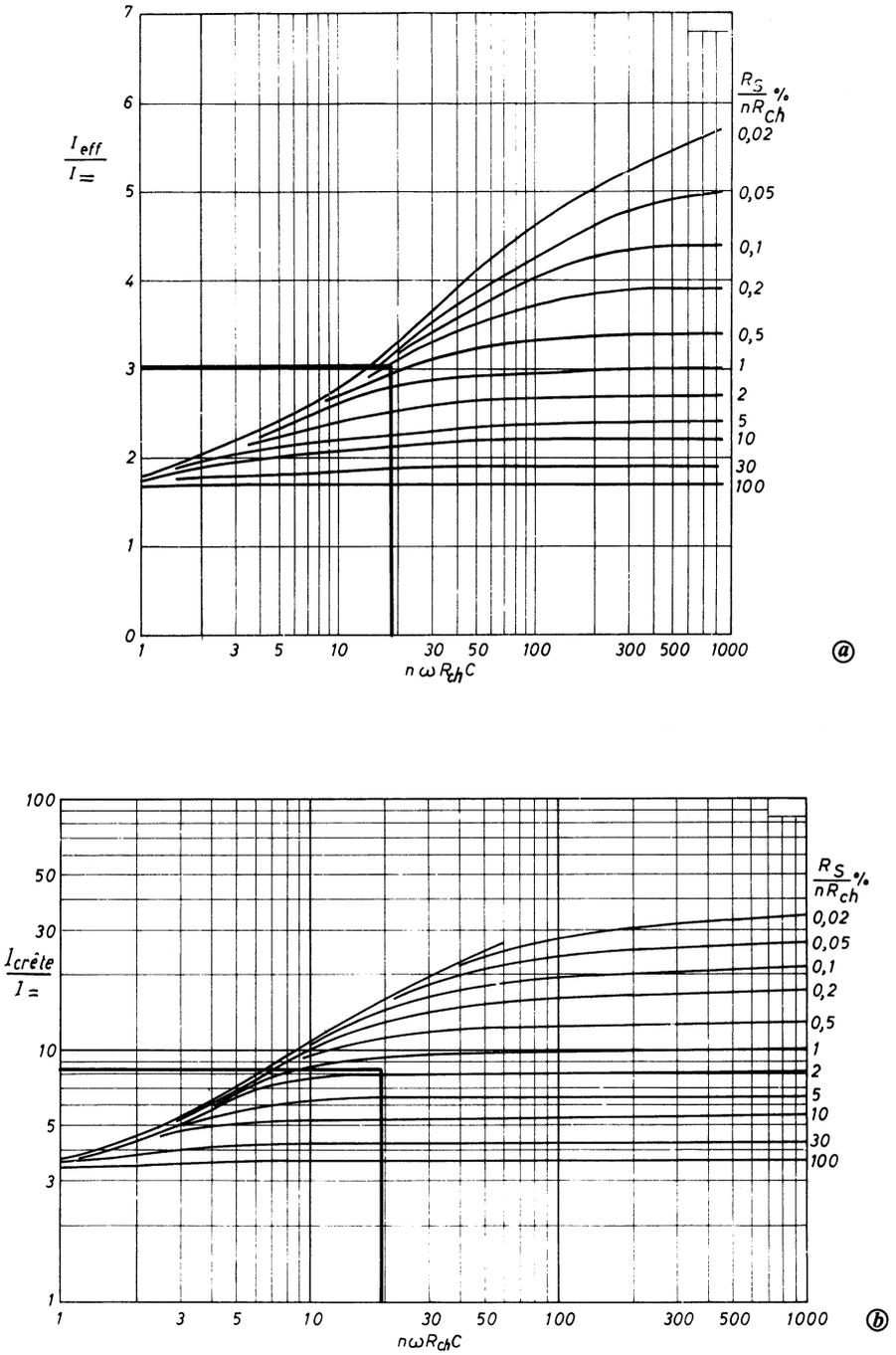
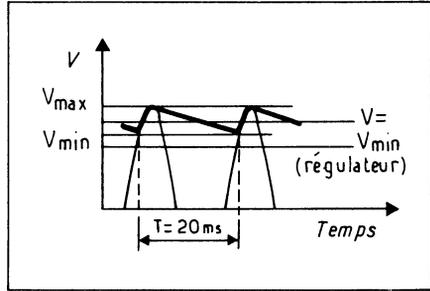


Fig. II-24. — Rapport du courant efficace (a) et du courant de crête (b) qui traversent les redresseurs au courant continu moyen en fonction du produit $n R_{ch} C \omega$.

Fig. II-25. — Lorsque le redresseur est suivi d'un régulateur de tension il importe que la valeur instantanée V_{min} de la tension continue ondulée soit toujours supérieure ou au moins égale à la tension minimale V_{min} admise par le régulateur.



et sur le graphique de la figure II-24-b

$$I_{crête} / I = \approx 8,5 \text{ d'où } I_{crête} = 8,5 A$$

Ce qui nous permettra de déterminer le type de diode à utiliser et d'établir le projet du transformateur.

Cette méthode très complète permet d'établir un projet complet d'alimentation. Bien souvent on dispose de transformateurs standards et de diodes dont on sait que dans tous les cas elles s'adaptent au transformateur et l'on désire simplement déterminer la valeur approximative du condensateur qui donnera un taux d'ondulation inférieur à la valeur voulue.

J.B. NORTON (1) a montré que lorsque le taux d'ondulation désiré est inférieur à 25% on peut admettre que :

$$(V_{max} - V_{min}) / V_{max} \approx T / R_{ch} C$$

V_{min} et V_{max} : valeurs instantanées minimale et maximale de la tension continue ondulée.

T : période du signal redressé. A 50 Hz $T = 20$ ms en redressement monoalternance et 10 ms en double alternance.

C : Condensateur de filtrage.

R_{ch} : résistance équivalente de la charge = $V = / I =$

de cette relation on peut tirer :

$$C = \frac{T [V_{max} / (V_{max} - V_{min})]}{R_{ch}}$$

Ainsi dans l'exemple calculé plus haut si l'on admet que V_{max} et V_{min} sont situés à égale distance de $V =$ on pouvait écrire :

$$V_{max} - V_{min} = 20 \times 0,1 = 2 V$$

$$V_{max} = 21 V \text{ et } V_{min} = 19 V$$

En redressement double alternance on avait $T = 10$ ms = 10^{-2} s.

Ce qui donne :

$$C = 10^{-2} (21 / 2) / 20 = 5,25 \cdot 10^{-3} F = 5250 \mu F$$

(1) Voir l'Article : « Quick calculation gives filter capacitor value » cité en référence bibliographique.

La différence par rapport à la valeur trouvée graphiquement plus haut provient sans doute du fait qu'en l'absence des courbes correspondant au R_S / R_{ch} voulu nous avons sans doute commis sur les graphiques une erreur d'interpolation (1). Dans tous les cas il faut conserver présent à l'esprit que le condensateur de filtrage est le siège d'un courant alternatif important dont la valeur est donnée par la relation

$$I_C = \sqrt{I_{eff}^2 - I_{=}^2}$$

pour un redresseur monoalternance ou un doubleur de Schenkel et

$$I_C = \sqrt{2 I_{eff}^2 - I_{=}^2}$$

pour un montage redresseur double alternance

(I_{eff} étant ici le courant efficace qui traverse les diodes calculé plus haut)

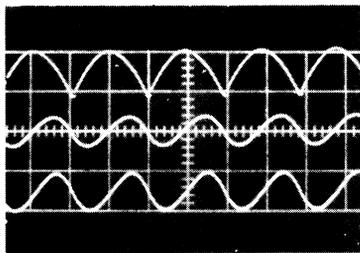
Il faudra donc donner au condensateur les dimensions propres à lui permettre de supporter ce courant. Les fabricants indiquant généralement le courant efficace supporté par les modèles de leurs fabrications, ce sera là chose facile.

ATTENTION! Dans un but louable de recherche de fiabilité ou de miniaturisation nous avons vu certains techniciens utiliser des condensateurs au tantale en filtrage. *C'est ce qu'il ne faut surtout pas faire*: de par ses qualités mêmes (faible résistance série et petite taille) ce type de condensateur *ne convient pas* à l'emploi en tête de filtre.

Filtre avec inductance en tête

Dans ce type de filtre, au lieu de mettre l'énergie en réserve dans un condensateur pour la restituer à la charge pendant les « blancs » entre deux alternances, on en retarde l'écoulement au moyen d'une inductance de manière à en « régulariser le débit » (osc. II-9).

Il est très rare, en vérité, que l'on emploie le filtrage par inductance seule (sauf lorsque l'on désire augmenter l'impédance de sortie de l'alimentation : alimentation « en courant » de certains types d'onduleur). Nous nous intéresserons donc au montage à inductance et condensateur, le plus courant, dans lequel le rôle de ce condensateur est double : 1°) Parfaire le filtrage en refermant sur la masse le courant alternatif résiduel ; 2°) Conférer à l'ensemble redresseur-filtre une faible impédance de sortie.



Osc. II-9. — Tension à l'entrée du filtre (en haut : 10 Volts/cm). Composante alternative du courant dans la charge (trace médiane : 1 A/cm) et tension aux bornes de l'inductance (trace inférieure : 1 Volt/cm) d'un montage redresseur double alternance. Inductance de filtrage : 0,1 H, condensateur 1 000 μ F, courant dans la charge 3 A.

(1) A ce sujet il y a lieu de préciser que, lorsque l'on emploie la méthode graphique de Schade pour établir un projet, il est recommandé, dans la mesure du possible, de travailler sur le palier des courbes de préférence à leur partie montante, ce que nous n'avions pu faire dans l'exemple donné. Ce peut être l'une des causes de l'écart entre les valeurs trouvées dans les deux méthodes.

On conçoit que, dans ce type de montage, la tension continue en sortie pour une même tension alternative appliquée à l'entrée des redresseurs soit sensiblement plus faible que dans le cas d'un montage à condensateur en tête de filtrage puisqu'ici au lieu de charger le condensateur à la tension de crête on freine l'écoulement du courant. On a :

— avec condensateur en tête de filtre: $V_{=} \approx \sqrt{2} V_{\text{eff}}$

— avec inductance en tête de filtre: $V_{=} = 2\sqrt{2} / \pi V_{\text{eff}} \approx 0,9 V_{\text{eff}}$

Soit environ 1,57 fois moins que dans le cas du condensateur en tête.

En contrepartie les redresseurs et le transformateur sont soumis à un régime beaucoup plus doux qu'avec le filtre à condensateur en tête.

Nous ne traiterons ici que du cas de montages redresseurs double alternance car il est très rare que le filtrage avec inductance en tête soit utilisé avec des redresseurs monoalternance: l'inductance nécessaire aurait alors une valeur — donc des dimensions — trop importantes.

L'inductance d'entrée idéale devrait laisser passer la fréquence zéro seulement et atténuer toutes les autres. Le filtre devrait, en somme, laisser passer le courant continu dans la résistance de charge sans aucune perte de puissance et, en même temps, présenter une impédance élevée vis-à-vis des fréquences fondamentales et d'ordre supérieur. Un condensateur en parallèle sur la résistance de charge présente, en outre, une faible impédance vis-à-vis des courants harmoniques.

Le facteur d'atténuation K d'un filtre, comprenant une inductance d'arrêt L à condensateur C, est défini comme le rapport de l'impédance totale d'entrée du filtre et de l'impédance de la combinaison parallèle, capacité et résistance de charge R_{ch} . Pour que le filtre soit efficace, il est nécessaire que l'impédance de la bobine d'arrêt vis-à-vis de la fréquence fondamentale f_r soit plus élevée que sa résistance R_L en continu. De même, il faut que l'impédance de la capacité, à cette fréquence, soit inférieure à la valeur minimale de la résistance de charge. Dans ce cas :

$2 \pi f_r L \gg R_L$ (résistance de l'inductance de filtrage)

$$1 / 2 \pi f_r C \ll R_{\text{ch}} (\text{min})$$

$$\text{d'où } K = \frac{2 \pi f_r L - \frac{1}{2 \pi f_r C}}{\frac{1}{2 \pi f_r C}} = 4 \pi^2 f_r^2 LC - 1$$

La valeur de l'inductance L employée dans le montage doit être telle qu'elle permette aux redresseurs de conduire pendant toute la durée de la période du signal d'entrée. Si le redresseur conduit pendant une durée moindre, alors le filtre à inductance d'entrée se conduit plus ou moins comme un filtre à condensateur d'entrée. D'où il va résulter un courant de crête récurrent plus élevé, à travers les redresseurs et une régulation moins bonne.

L'emploi d'une inductance suffisante permet aux redresseurs de conduire pendant une période complète, tandis qu'un filtre à condensateur d'entrée permet aux redresseurs de conduire pendant une fraction seulement de la période. Il s'ensuit que, pour un courant donné et une certaine valeur de l'inductance, le redresseur cessera de conduire avant que la période entière soit parcourue. Cette valeur de l'inductance est dite « valeur critique » L_{crit} .

COURANT CRITIQUE - INDUCTANCE CRITIQUE

Si le courant absorbé par la charge est insuffisant, le condensateur aura la possibilité de se charger à la valeur de crête de la tension alternative d'entrée. C'est pourquoi, à vide, une alimentation avec inductance en tête de filtre délivre $V_{\text{eff}} \sqrt{2}$ et non $0,9 V_{\text{eff}}$ comme il a été dit plus haut. La tension de sortie décroît très rapidement de $V_{\text{eff}} \sqrt{2}$ à $0,9 V_{\text{eff}}$ lorsque le courant débité augmente puis à partir d'une certaine valeur de ce courant dit *cou-*

rant critique cette valeur de la tension de sortie reste pratiquement stable (à la chute de tension dans la Résistance R_S (transformateur + redresseurs) près (fig. II-26). Voyons de plus près ce qui se passe.

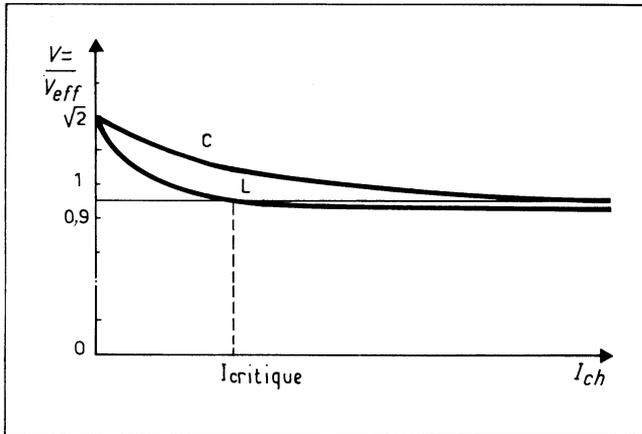
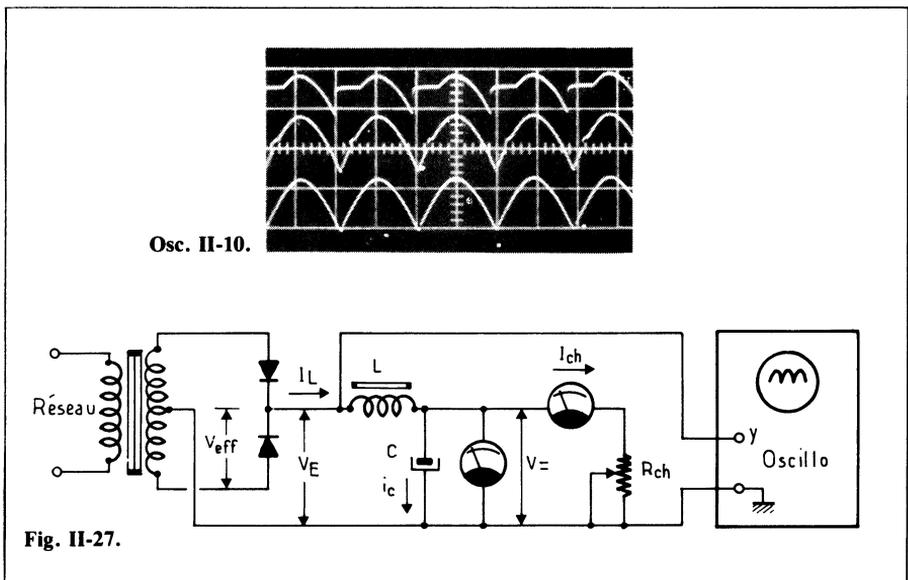


Fig. II-26. — Dans un montage avec inductance en tête de filtre, dès que le courant débité est supérieure à l'intensité critique, la tension de sortie varie peu en fonction du débit (courbe L). La stabilisation de tension de ce type de filtrage est meilleure que celle obtenue avec un filtre à condensateur en tête (courbe C).



Osc. II-10. — Allure de la tension à l'entrée d'un filtre à inductance en tête pour différentes valeurs du courant dans la charge (I_{ch}). En haut I_{ch} est inférieur au courant critique. Trace médiane : au voisinage du courant critique (juste un peu en dessous). On remarque que le décrochement de la courbe dû au blocage des diodes est tout juste perceptible. En bas $I_{ch} = 1 A > I_{critique}$.

Soit le schéma de la figure II-27. Le courant I_L qui traverse l'inductance est égal à la somme de deux courants :

- un courant continu I_{ch} qui traverse la charge
- une composante alternative i_c qui se referme à travers le condensateur.

Si le filtrage est suffisant, nous pouvons admettre en première approximation que la composante alternative aux bornes de C est nulle. La tension alternative aux bornes de L et qui provoque le passage du courant i_c est donc tout simplement la composante 2 f de la tension V_E à l'entrée du filtre. Tension dont la valeur de crête à crête est égale à :

$$(8\sqrt{2} / 3 \pi) V_{eff}$$

L'impédance de l'inductance L à la fréquence 2 f est égale à $4 \pi fL$ ce qui nous permet de calculer la valeur de crête à crête de

$$i_c = (8\sqrt{2} / 3 \pi) V_{eff} / 4 \pi fL = (2 \sqrt{2} / 3 \pi^2 fL) V_{eff}$$

Ce courant varie donc entre

$$- \sqrt{2} V_{eff} / 3 \pi^2 fL \text{ et } + (\sqrt{2} V_{eff} / 3 \pi^2 fL)$$

Le courant continu I_{ch} qui traverse la charge a quant à lui pour valeur :

$$I_{ch} = \frac{V_c}{R_{ch}} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{V_{eff}}{R_{ch}} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi R_{ch}} V_{eff}$$

Ce qui fait que le courant qui traverse l'inductance varie entre

$$\frac{2 \sqrt{2}}{R_{ch}} V_{eff} - \frac{\sqrt{2}}{3 \pi^2 fL} V_{eff} = \frac{V_{eff} \sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{2}{R_{ch}} - \frac{1}{3 \pi fL} \right)$$

et.

$$\frac{V_{eff} \sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{2}{R_{ch}} + \frac{1}{3 \pi fL} \right) = \frac{V_{eff} \sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{2}{R_{ch}} + \frac{1}{3 \pi fL} \right)$$

Si la première de ces deux valeurs est *positive*, c'est-à-dire si

$$2 / R_{ch} > 1 / 3 \pi fL$$

tout se passe normalement et le courant moyen qui traverse l'inductance est toujours de même sens. Mais si

$$2 / R_{ch} < 1 / 3 \pi fL$$

la valeur de la première expression est *negative* et le courant dans l'inductance *change alternativement de sens*.

Puisque le rôle des redresseurs est de ne laisser passer le courant que dans un seul sens, ils ont tendance à se bloquer pendant une partie au moins de l'alternance. Cela est

très évident si, sur le montage de la figure II-27 on examine à l'oscilloscope la tension V_E à l'entrée du filtre en faisant varier la valeur de la résistance de charge (osc. II-10).

Pour un courant I_{ch} correspondant à une résistance de charge R_{ch} donnée, l'allure de ce signal commence à présenter un décrochement (trace médiane) qui sera d'autant plus accentué que I_{ch} sera plus faible (donc R_{ch} plus élevée) (trace supérieure). La valeur du courant I_{ch} pour laquelle ce décrochement commence à se produire est dit *courant critique* I_{crit} et la résistance correspondante est la résistance critique. Elle correspond, on le conçoit au cas où :

$$2 / R_{ch} = 1 / 3 \pi fL$$

soit

$$R_{ch} \text{ (critique)} = 6 \pi fL \quad \text{on peut se souvenir qu'à 50 Hz} \\ R_{critique} \approx 942,5 L$$

C'est la valeur minimale que devra présenter la charge d'un filtre à inductance en tête pour fonctionner correctement.

Cette résistance critique est importante à connaître car si l'on connaît la valeur minimale du courant dans la charge d'une alimentation avec inductance en tête, on peut calculer la valeur minimale de cette inductance $L_{critique}$.

Par exemple, soit une alimentation redressée double alternance sous 50 Hz devant fournir une tension filtrée de 10 Volts avec un débit dont on sait qu'il ne tombera jamais en dessous de 0,3 A, quelle est la valeur minimale de l'inductance de filtrage ?

Réponse :

$$\text{Résistance équivalente à la charge } R_{ch} = V_{-} / I_{ch} = 10/0,3 = 33,3 \Omega$$

La valeur de l'inductance devra être telle que :

$$R_{ch} \text{ (crit)} = 6 \pi fL$$

soit

$$L_{crit} = R_{ch} / 6 \pi f = 33,3 / 942,5 = 0,035 \text{ H}$$

Dans la pratique on prendra une valeur double de $L_{critique}$ soit ici 0,07 ou même 0,1 H.

On peut prendre le problème autrement : connaissant la valeur de l'inductance de filtre, calculer la résistance de charge minimale : c'est le calcul de la résistance dite « de saignée » (bleeder) des alimentations appelées à débiter sur une charge variable (fig. II-28)

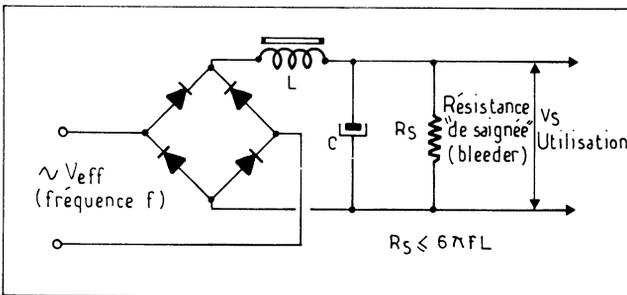


Fig. II-28. — Pour une bonne stabilisation de la tension de sortie, une alimentation avec inductance en tête appelée à débiter sur une charge extérieure variable susceptible de drainer un courant inférieur au courant critique doit être munie d'une résistance dite « de saignée » (Bleeder) dont la valeur sera au plus égale à la résistance critique.

Prenons un exemple concret : une alimentation de laboratoire (donc capable de travailler avec un débit extérieur *inférieur au courant critique*) est munie d'un filtre avec inductance en tête de 0,1 Henry. Quelle devra être la valeur de la résistance de saignée ?
Réponse :

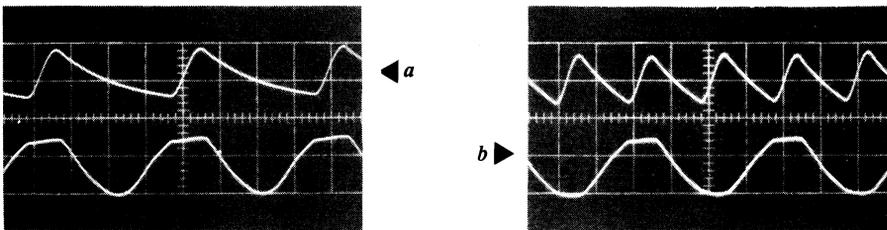
$$R_{\text{saignée}} = R_{\text{ch critique}} = 942,5 L = 94,25 \Omega$$

Pour en finir avec ce paragraphe signalons que J.P. Oehmichen (1) précise qu'il y a là un moyen pour mesurer l'inductance d'une bobine de filtrage : il suffit de reproduire le montage de la figure II-27 et de faire varier R_{ch} jusqu'à ce que l'image du signal à l'entrée du filtre (V_E) commence tout juste à se déformer (trace médiane de l'osc. II-10). On mesure alors la valeur de R_{ch} correspondante — ou on la déduit de la lecture du voltmètre et de l'ampèremètre — et l'on peut calculer L d'après la formule :

$$L = R_{\text{ch}} / 6 \pi f$$

Comparaison des filtres à condensateur et à inductance en tête

Influence sur :	Condensateur en tête	Inductance en tête
Tension de sortie	Plus élevée : $V_{\text{eff}} \sqrt{2}$	Plus faible : $0,9 V_{\text{eff}}$
Contrainte sur les redresseurs V_{inverse} I_{moy} $I_{\text{crête}}$	Plus faible : $2 V_{\text{=}}$ Identique : $0,5 I_{\text{=}}$ Varie avec la valeur de C. Peut être très importante.	Plus forte : $3,14 V_{\text{=}}$ Identique : $0,5 I_{\text{=}}$ faible : $I_{\text{cr}} = I_{\text{=}}$
Transformateur	Risque d'être surchargé par les crêtes de courant de charge du condensateur s'il a été mal calculé (osc. II-11)	faible contrainte



Osc. II-11. — Tension aux bornes du secondaire d'un transformateur chargé par un redresseur suivi d'un filtre à condensateur en tête (en bas) et résiduelle d'ondulation de la tension continue aux bornes de la charge (en haut). On remarque que c'est l'impédance ramenée au secondaire du transformateur qui limite le courant de charge du condensateur : sur l'oscillogramme (a) redresseur simple alternance : seule l'alternance positive est écri-tée tandis que dans le cas d'un redressement double alternance les deux alternances sont affectées.

(1) Voir l'article : « Filtrage avec bobine en tête, mesure des coefficients de self-induction » cité en référence bibliographique.

Cellules de filtrage supplémentaires

Lorsqu'une alimentation n'est pas suivie par un stabilisateur ou un régulateur qui jouera le rôle de filtrage « fin » — à condition rappelons-le que la crête inférieure de l'ondulation ne tombe jamais à une tension plus faible que la tension minimale pour laquelle ledit régulateur fonctionne correctement — il sera souvent nécessaire de parfaire le filtrage au moyen d'une ou plusieurs cellules additionnelles. Normalement, il s'agit de cellules L.C. Mais lorsque le courant dans la charge est faible ou bien encore lorsque l'on veut créer une chute de tension pour alimenter à tension plus basse certaines parties d'un montage, on pourra avoir affaire à des cellules R.C..

R.C. ou L.C. ces cellules de filtrage supplémentaires ne sont rien d'autre que des filtres passe-bas classiques et leur calcul se ramène pour les filtres L.C. à celui qui a été provoqué plus haut dans le cas d'un filtrage avec inductance en tête de filtre et condensateur. La figure II-29 représente les courbes de variation du coefficient d'efficacité: $K = V_E / V_S$ en fonction du produit $f^2_{(\text{réseau})} L.C.$ pour des filtres à 1, 2 et 3 cellules.

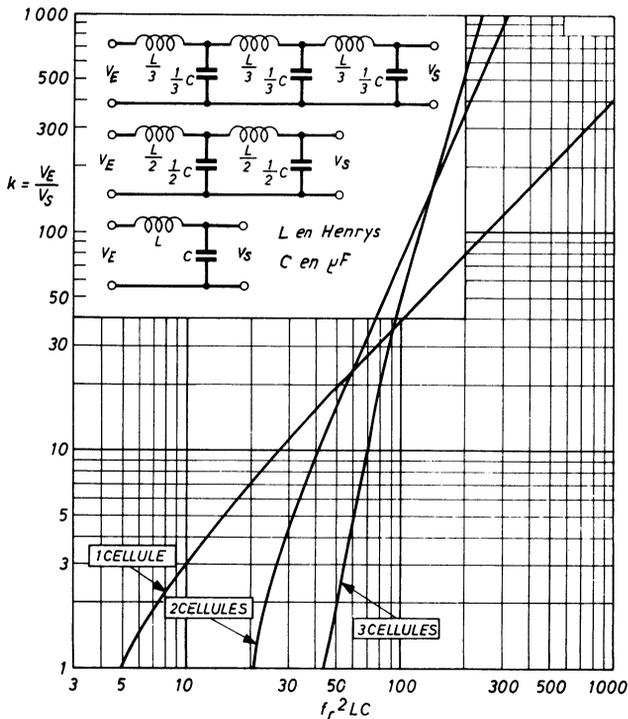


Fig. II-29. — Courbes du coefficient d'atténuation $k = V_E / V_S$ de filtres à une, deux ou trois cellules.

On y remarque que pour K inférieur à 23 environ, un filtre à une cellule suffit. Pour $23 > K > 160$ il faut 2 cellules et que pour $K > 160$ il faut trois cellules.

Le graphique de la figure II-30-a permettra de déterminer le produit L.C. en fonction de K pour différentes fréquences de la tension d'ondulation. ATTENTION! ici, il ne s'agit plus de la fréquence « Réseau » comme plus haut mais de la fréquence d'ondulation.

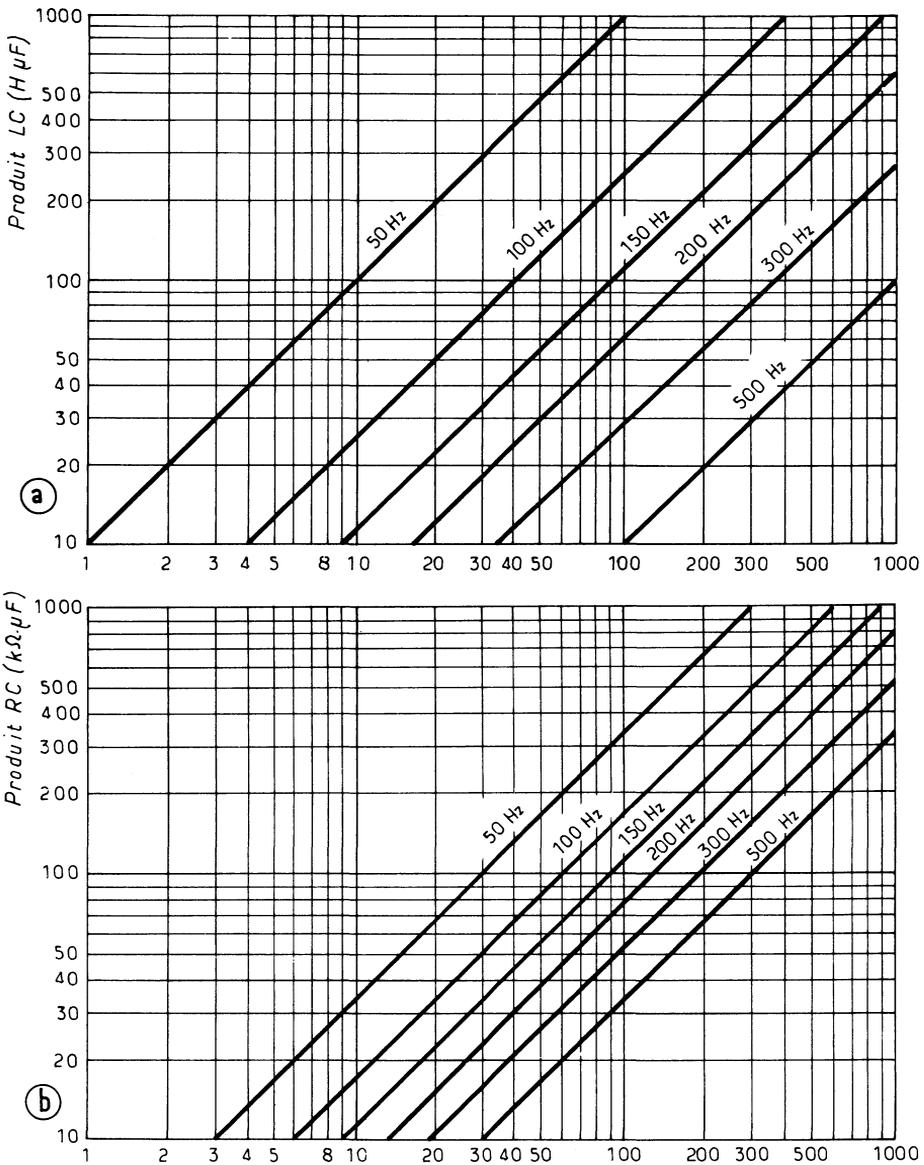


Fig. II-30. — Abaques pour le calcul graphique du coefficient $k = V_E / V_s$ de filtres L.C. (en haut) et R.C. (en bas) pour différentes valeurs de la fréquence d'ondulation.

Un graphique analogue (fig. II-30-b) permet de connaître le produit R.C. correspondant à un coefficient d'efficacité K donné.

FILTRAGE ACTIF PAR TRANSISTOR

Les inductances sont encombrantes et les résistances produisent, dès que le débit augmente tant soit peu, une chute de tension inacceptable, c'est pourquoi il est souvent recommandé d'utiliser en second filtrage un transistor monté en collecteur commun avec

le condensateur de filtrage entre base et masse selon le schéma désormais classique de la figure II-31. La valeur du condensateur se trouve alors, vue de la sortie du filtre, multipliée par le β du transistor.

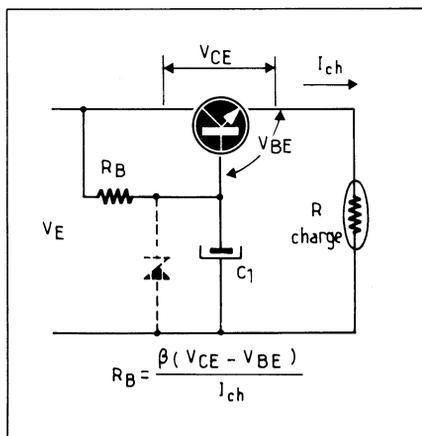


Fig. II-31. — Schéma tout à fait classique du filtrage par transistor et condensateur. Le condensateur peut être complété (ou remplacé) par une diode de Zener.

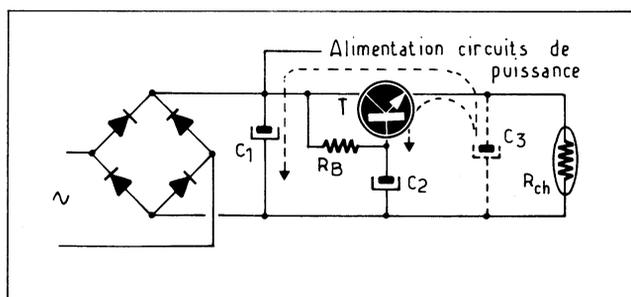


Fig. II-32. — Le piège à éviter: placer en sortie d'un filtre par transistor série un condensateur (C_3) qui se décharge plus lentement que celui placé en tête de filtre C_1 car la jonction émetteur-base du transistor risquerait, à la coupure de courant, de se trouver polarisée en inverse, d'où risque de claquage si le transistor est du type épitaxial.

Comme il suffit généralement de 2 à 3 Volts aux bornes d'un transistor ainsi monté pour fonctionner convenablement, la chute de tension et par conséquent la puissance dissipée par le transistor restera faible, quant à la résistance de base R_B il faudra lui donner une valeur telle que le courant base $I_B = I_C / \beta$ soit assuré pour la valeur maximale du courant dans la charge.

Naturellement, on peut shunter — ou même remplacer — le condensateur par une diode de Zener qui s'avère comme un excellent moyen de filtrage mais nous entrons ici dans le domaine de la régulation de tension qui sera étudié en détail ultérieurement.

ATTENTION: PIÈGE! avec ou sans Zener, il y a un piège que nous connaissons bien pour y être personnellement tombé. On peut être tenté, pour améliorer le filtrage ou bien pour diminuer l'impédance de source, de placer un condensateur C_3 (dessiné en pointillé sur la figure II-32) en sortie de ce filtre actif. Supposons que la constante de temps de décharge de C_3 soit plus grande que celle de C_1 parce qu'une partie du montage ne nécessitant pas un filtrage soigné — des circuits de puissance par exemple — sont alimentés en parallèle sur C_1 . Que va-t-il se passer? Un beau jour, au moment de mettre l'ensemble sous tension on constatera avec surprise que le transistor est mort (par court-circuit ou

coupure émetteur base le plus souvent). Pourquoi? Lors de la précédente utilisation, au moment de la mise hors tension du montage le condensateur C_3 s'étant déchargé moins vite que C_1 , la polarité de la tension émetteur base du transistor s'est trouvée inversée. Si cette tension inverse appliquée entre émetteur et base a dépassé la tension de Zener de cette jonction (5 à 7 Volts pour un transistor épitaxial) C_3 s'est déchargé dans C_2 (qui avait à ses bornes sensiblement la même tension que C_1) à travers ladite jonction ... laquelle n'a sûrement pas aimé ce traitement de choc!

EN MARGE DE LA HAUTE TECHNIQUE: QUELQUES MONTAGES PEU CLASSIQUES:

Dans le cas d'une alimentation ou de tout autre ensemble, il existe une loi qui veut que les ... difficultés augmentent comme le carré du nombre de composants, les dispositifs de protection entrent souvent pour une large part dans le nombre des pannes.

Les auteurs ont, tant dans leur carrière professionnelle que pour la préparation de cet ouvrage, examiné de nombreux cas possibles et proposent quelques montages dont la simplicité et la fiabilité sont évidentes.

Le montage doubleur de la figure II-33 est réalisé avec deux diodes seulement puisque les deux condensateurs dont le point commun est relié à l'une des extrémités du transformateur participent au filtrage tout en limitant l'intensité.

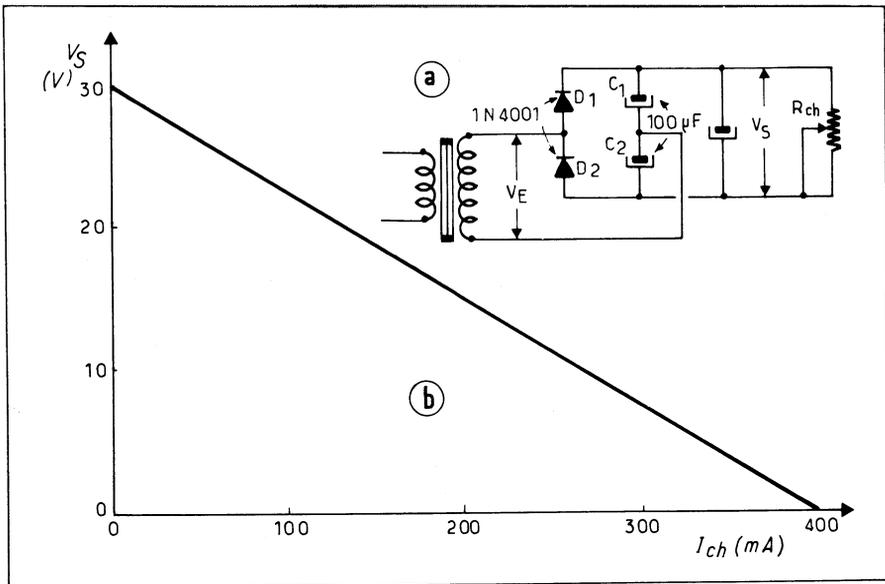


Fig. II-33. — Par un choix judicieux de la valeur des condensateurs d'un montage doubleur de tension on obtient une limitation automatique du courant de court-circuit: l'impédance des condensateurs s'ajoutant à la résistance de sortie R_S du transformateur contribue à limiter le courant (a). En (b) Courbe courant-tension relevée expérimentalement sur un tel montage.

Ce montage présente une autolimitation du courant de court-circuit à cause de l'impédance des condensateurs qui s'ajoute à l'impédance vue du secondaire du transformateur. Avec les composants du montage nous avons trouvé expérimentalement $Z_{(c + \text{transfo})} = 80 \Omega$ environ. Avec une tension secondaire du transformateur de 12 Volts on obtient une tension à vide de 30 Volts environ soit un peu moins que $2 V_E \sqrt{2}$ et un courant de court-circuit de 400 mA. Toutes les valeurs intermédiaires se situent sur la droite de charge (figure II-33(b)). Pour une tension d'entrée et une fréquence données le point de court-circuit dépend surtout de la valeur des condensateurs. Les modèles pour

basse tension présentant des tolérances importantes sur la valeur de la capacité il y aura lieu d'en tenir compte pour la réalisation des montages.

Un exemple type d'utilisation de ce montage est l'alimentation de logiques simples en circuits C MOS sous 12 ou 15 Volts avec une simple diode de Zener pour fixer la tension (fig. II-34). En l'absence de débit la diode de Zener consomme 18 mA soit une dissipation de $18 \text{ mA} \times 12 \text{ Volts} = 216 \text{ mW}$.

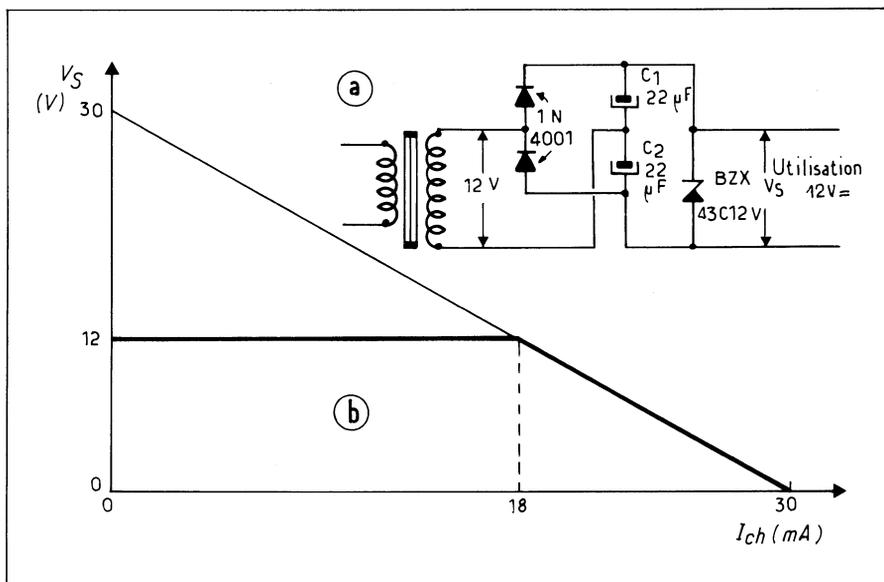


Fig. II-34. — Utilisation pratique du montage de la figure II-33 : la tension de sortie est limitée par une diode de Zener.

Il importe toutefois de noter que ce qui vient d'être écrit ne s'applique en toute rigueur qu'au cas d'une tension d'entrée sinusoïdale ; pour des formes différentes de tension le montage peut être le siège de courants de crête importants qui risquent de détériorer les diodes et les condensateurs.

On peut remarquer que le même principe peut également s'appliquer à un doubleur de Schenkel, c'est alors la seule valeur du condensateur série d'entrée qui limite le courant de court-circuit. Nous en avons fait l'expérience avec le montage de la figure II-35 destiné à l'alimentation d'une petite logique C MOS à partir du réseau 220 Volts sans transformateur. Il s'agit d'un montage hybride doubleur de Schenkel dont la diode shunt est remplacée par une diode de Zener fonctionnant en direct pour les alternances négatives et en écrêteuse pour les positives. Le courant de court-circuit est limité à 3,2 mA environ grâce à l'emploi d'un condensateur série de $0,1 \mu\text{F}$ 400 Volts service.

Le même principe est applicable aux multiplicateurs de tension dérivés du doubleur de Schenkel.

FILTRAGE PAR TRANSFORMATEUR

Désirant un jour ajouter une cellule de filtrage à une alimentation et n'ayant pas sous la main de self idoine, l'idée nous est venue d'utiliser le secondaire 12 Volts d'un petit transformateur d'alimentation. Ce dernier ne possédant naturellement pas d'entrefer il fallait en éviter la saturation. Ce que nous avons d'abord pensé faire en injectant une fraction de la tension de sortie — dans le sens convenable — au primaire 220 Volts du transformateur (fig. II-36 et osc. II-12-a). Le résultat n'étant pas excellent nous avons alors pensé prélever cette tension de désaturation aux bornes de l'inductance de la pre-

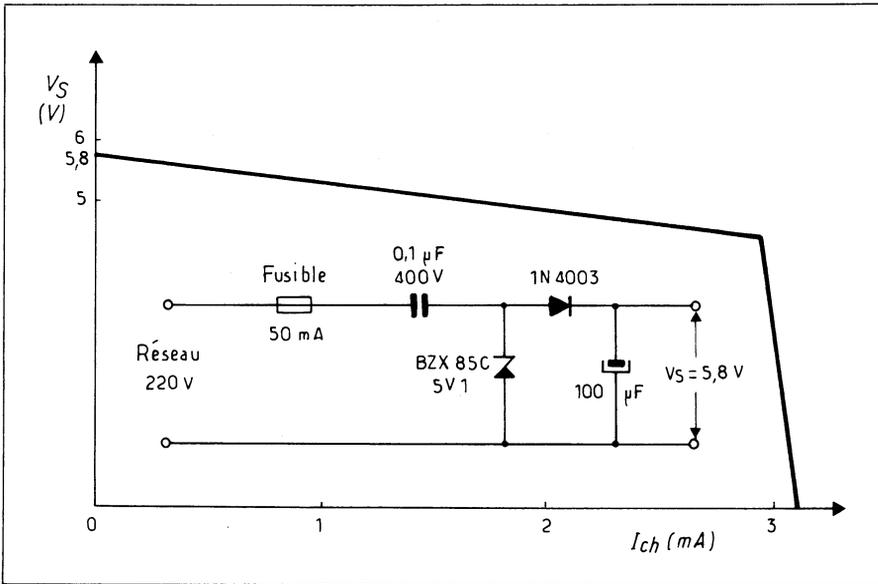


Fig. II-35. — Dans ce montage hybride la diode de Zener joue alternativement le rôle de régulateur de tension et de redresseur. Le courant de court-circuit est limité par l'impédance du condensateur.

mière cellule de filtrage, ce faisant, nous appliquons au transformateur de second filtrage une fraction de la tension d'ondulation *en opposition de phase*.

Résultat : on gagne sur la résiduelle alternative un coefficient 4, ce qui est appréciable, mais de plus cette résiduelle est, du fait des formes d'onde et du déphasage, à *fréquence double* de celle à l'entrée du filtre, c'est-à-dire quatre fois la fréquence du réseau d'alimentation, donc beaucoup plus aisée à éliminer par des découplages.

Il faut toutefois noter que la fraction de la tension à reporter de la première inductance sur la seconde doit être ajustée à l'aide d'une résistance réglable. On peut ainsi choisir sur la courbe d'aimantation du circuit magnétique le point de fonctionnement qui donne le meilleur résultat.

Le même principe peut être appliqué dans le cas d'une alimentation symétrique (fig. II-36-c). On utilise une inductance double bobinée « deux fils en main » dont l'un des enroulements est normalement montée dans le filtre en pi de la source positive alors que l'autre est utilisée dans la source négative mais *en croisant les entrées*. Les ampère-tours de l'une des inductances étant exactement compensés par ceux de la source opposée (à condition que ces deux sources débitent des courants de même valeur (1)) il n'y a pas de risque de saturation du circuit magnétique qui n'a pas besoin d'entrefer — d'où gain d'encombrement : on peut travailler avec une section de fer plus faible — Par ailleurs les composantes de ronflement des deux sources ont tendance à s'annuler réciproquement.

« FILTRAGE » PAR DIODE

De nombreux montages comportent une partie « Commande » (logique ou analogique) à faible consommation et une partie « Puissance » à fort courant.

Pour éviter que les brèves chutes de tension provoquées par de brusques appels de courant de la partie puissance se trouvent répercutées sur l'alimentation de la partie

(1) On peut toutefois se permettre un léger déséquilibre, tant que la saturation du circuit magnétique n'est pas atteinte.

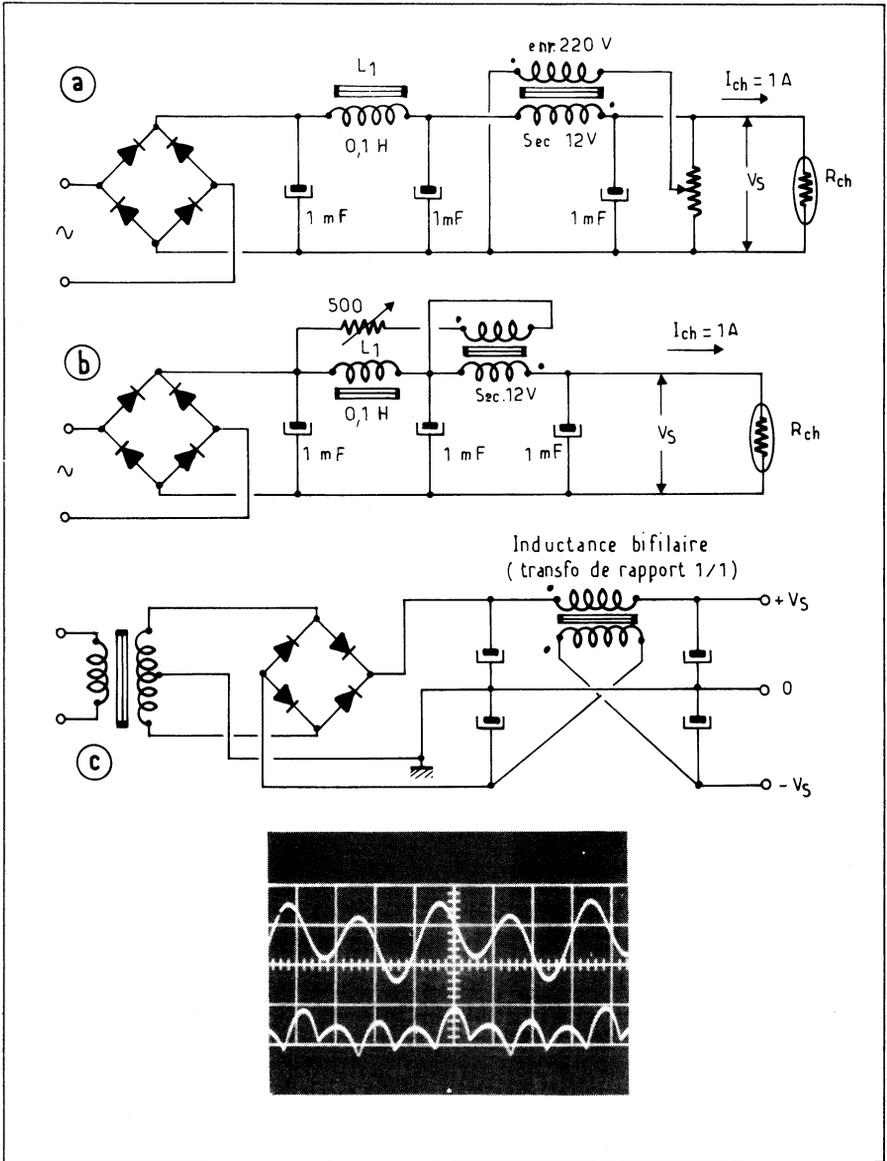


Fig. II-36 et Osc. II-12. — Si l'on n'a pas de self de filtrage sous la main, pourquoi ne pas utiliser un transformateur : il suffit d'injecter au primaire des ampères-tours antagonistes pour éviter la saturation. On peut prélever le courant nécessaire en sortie (a) ou en parallèle sur l'inductance de la première section du filtre (b). On gagne alors un facteur 4 sur l'efficacité du filtre comme le montre la comparaison entre la trace supérieure (relevée sur le montage (a)) et celle inférieure (relevée sur le montage (b)). Réglage de l'oscilloscope : 50 mV/cm (c). Le même principe peut être ajouté à une source symétrique.

« commande » et risquent d'en perturber le fonctionnement on peut recourir au montage simple de la figure II-37 dans lequel une diode (D_1) est interposée entre l'alimentation des circuits à faible consommation et le premier condensateur de filtrage C_1 : toutes les fois

que, par suite d'un appel de courant des circuits « puissance », la tension aux bornes de ce condensateur tombera en dessous de la tension à laquelle est chargé le condensateur C_2 de découplage de l'alimentation des circuits à faible consommation, la diode se trouvera polarisée en inverse et isolera ces derniers circuits de ceux de puissance, C_2 jouant le rôle de réservoir tampon pendant la durée de la baisse de tension.

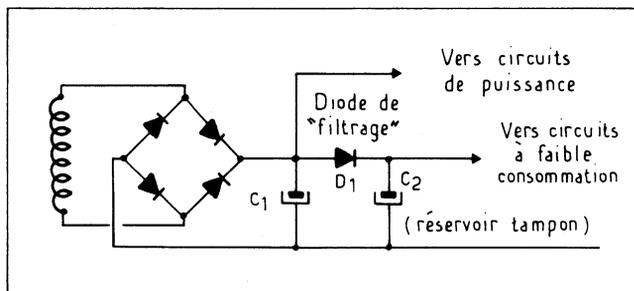


Fig. II-37. — En cas de chute de tension aux bornes de C_1 due à un fort appel de courants des circuits « Puissance », la diode D_1 cesse de conduire et les circuits à faible courant sont temporairement alimentés par C_2 qui joue le rôle de réservoir tampon.

INDUCTANCE DE FILTRAGE VARIABLE EN FONCTION DU COURANT QUI LA TRAVERSE

Dans certains types d'alimentations — à découpage en particulier — il est nécessaire, pour obtenir une réponse rapide de la régulation pour de rapides variations de la charge, d'utiliser une inductance de filtrage de faible valeur. Par contre, un fonctionnement satisfaisant à faible charge exige une inductance de filtrage d'assez forte valeur. Ces deux exigences étant incompatible, les chercheurs des Laboratoires d'application Sescossem ont trouvé un moyen astucieux pour contourner la difficulté le voici :

Le circuit magnétique de l'inductance de filtrage est constitué par deux demi-circuits en E séparés (ou reliés) entre eux par de petites perles de ferrite (fig. II-38). Ainsi, aux faibles courants ces cales n'étant pas saturées, le circuit magnétique ne présente que le faible entrefer dû aux inévitables imperfections de l'usinage. Pour les fortes valeurs du courant dans l'inductance — et par conséquent de l'induction les cales étant saturées elles présentent une faible perméabilité et tout se passe comme si la largeur de l'entrefer s'était accrue.

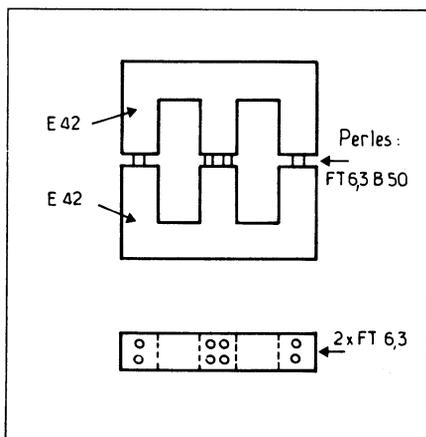


Fig. II-38. — Des perles de ferrite introduites dans l'entrefer d'une inductance de filtrage la rendent variable en fonction du courant (Document Sescossem).

Les résultats obtenus avec un enroulement de 90 spires de fil de 1 mm de diamètre sur un circuit magnétique constitué par deux parties en E du type EE 42 B 50 séparées par des perles FT 6,3 B 50 (Coffélec) a donné les résultats suivants :

Inductance pour un courant de 150 mA : 4 mH
Inductance pour un courant de 5 A : 0,8 mH

UNE ASTUCIEUSE COMMUTATION 110/220 VOLTS

Sur le même document (Cahiers techniques Sescosem) nous relevons le schéma de la figure II-39. Mettant à profit le fait qu'un doubleur de Latour n'est guère différent d'un pont redresseur les ingénieurs de Sescosem ont eu l'idée d'utiliser derrière le pont de diode de redressement non pas un unique condensateur de filtrage mais *deux montés en*

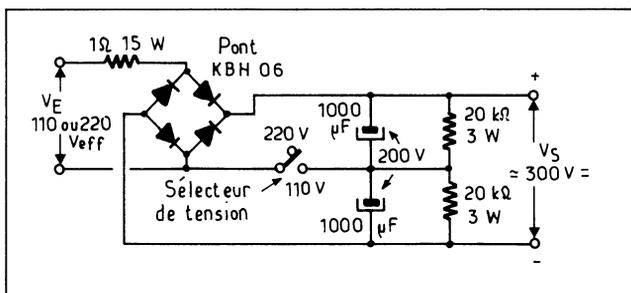


Fig. II-39. — Une simple commutation du point milieu des condensateurs de filtrage d'un pont redresseur monophasé le transforme en doubleur de Latour (Documentation Sescosem).

série: il suffit de réunir le point milieu de ces deux condensateurs à l'une des bornes du réseau pour passer du montage redresseur en pont classique (alimentation en 220 Volts) au doubleur de Latour (alimentation 110 Volts). La tension obtenue en sortie est dans les deux cas de l'ordre de 300 Volts continu. En examinant le montage on remarque qu'en position 110 Volts, chacun des condensateurs étant chargé à $E_{eff}\sqrt{2}$, les diodes qui se trouvent en parallèle sont polarisées dans le sens de non conduction, elles s'éliminent donc d'elles-mêmes.

(1) Cahiers Techniques Sescosem - n° 5 - Avril 1977 - pp. 32 et 44.

Références Bibliographiques

Ouvrages :

- Electronique - Redressement - M. MOUNIC - Editions Foucher - Paris 1969.
- Les montages redresseurs - Guy SÉGUIER - Dunod - Paris 1970.
- Electronique de puissance - Guy SÉGUIER - Dunod - Paris 1974.
- Redresseurs et onduleurs de puissance - Ch. HAREL - Cours de l'École Supérieure d'Electricité - Paris 1969.
- Electronics Engineer Handbook - Donald G. FINK - Mac Graw Hill.

Articles :

- Test Diodes for Recovered Charges - Tom G. GEARY - *Electronic Design* - N° 5 - 1 Mars 1976 - pp. 50 à 53.
- The Calculation of Forward Voltage Drop in Fast Turn - off Power Rectifiers at Surge Current Densities - A. SILARD - *Revue Roumaine des Sciences et Techniques, Electrotechnique et Energie* - Vol. 22 N° 4 - pp. 381 à 387.
- Extra Transformer Windings Increase Rectifier Efficiency - W.F. BALL - *Electronic Design* - N° 8 -11 Avril 1968.
- Analysis of Rectifier Operation - O.H. SCHADE - *Proc. I.R.E.* - Vol. 31 N° 7 - pp. 431-461.
- Filtrage avec bobinage en tête - J.P. OEHMICHEN - *Toutes la Radio* - Mai 1961.
- Quick Calculation Gives Filter Capacitor Value - Jerry B. NORTON - *Electronics* - 22 Juillet 1976 - pp. 121-122.
- Capacitor Drops Voltage With Little Heat for Low-Cost, Low - Voltage Power Supply - Douglas THOM - *Electronic Design* - 22 Novembre 1975 - p. 148.

Publications des constructeurs

- *R.T.C.* : Applications des semi-conducteurs
 - N° XI: Redresseurs au silicium et leurs applications
 - N° XIX: Redresseurs au silicium (2ème partie). Calcul des montages
 - N° XXII: Fonctionnement en parallèle des redresseurs au silicium.
- *Sescosem* :
 - Cahier technique N° 3 - Avril 1976: Quelques applications des diodes rapides - Jacques Le PONNER - pp. 31 à 33.
- *Siemens* :
 - Revue Composants Electroniques - N° 1-68 - Mars 1968 - Antiparasitage des diodes redresseuses au silicium - Rudolf SCHALLER.
- *National Semi-conductor* :
 - Voltage Regulator Handbook - Section 8.0 - Power Supply Design - pp. 8 à 8-10.
- *Fairchild* :
 - The Voltage Regulator Handbook - Apendix B - pp. B-2 à B-10.
- *General Electric* :
 - Note 200.42 de Juin 1965: Commutation Behavior of Diffused High Current Rectifier Diodes -E.E. von ZASTROW et J.H. GALLOWAY
 - Note 200.39 de Octobre 1964: The Series Connection of Rectifier Diodes - E.E. von ZASTROW.
 - Note 200.38 de Juin 1965: Applications of Fast Recovery Rectifiers - J.H. GALLOWAY.
 - Note 200.30: Capacitor Input Filter Design with Silicon Rectifier Diodes - E.E. von ZASTROW.
 - Note 200.1: Characteristics of Common Rectifier Circuits - Anonyme.
- *Motorola* :
 - Note d'application AN-512: Applications of Fast - Recovery Diodes par Dave PERKIN.
 - Note d'application N 517: Improving Efficiency of Low Voltage, High - Current Rectification - par Bryce C. SHINER.
- *International Rectifier* :
 - S.C.R. Applications Handbook - Chapitre 10: Fast Recovery Diodes - pp. 345 à 366.

Normes concernant les redresseurs :**Diodes :**

- NF C 53 210: Eléments redresseurs et groupes redresseurs à semi-conducteurs polycristallins (U.T.E.)
- NF C 96 821 : Diodes de redressement à semi-conducteurs monocristallins (U.T.E.)

Condensateurs de filtrage :

- NF C 93 110: Condensateurs fixes électrolytiques à l'aluminium (U.T.E.)
- CCTU 02-16 A: Condensateurs à l'aluminium à diélectrique solide (C.C.T.U.)

Inductances de filtrage :

- CCTU 06-14: Inductances à circuit magnétique feuilleté (C.C.T.U.).

STABILISATION ET RÉGULATION DE TENSION

Rappel de quelques notions théoriques de base

Dans le langage courant on emploie indifféremment les termes « alimentation stabilisée » et « alimentation régulée ». Il nous paraît utile avant d'entrer dans le vif du sujet, de définir un langage qui permettra d'éviter toute confusion et, pour ce faire d'établir un distinguo — tout conventionnel, nous voulons bien l'admettre entre ces deux termes.

Nous appellerons donc *stabilisateur de tension* tout dispositif capable de fournir une tension de sortie stable malgré les variations de la tension d'entrées et/ou celles de la charge en mettant à profit les seules propriétés d'éléments à caractéristiques non linéaires (tels les tubes à décharge dans les gaz (néon, argon) les diodes de Zener, les résistances à coefficient de température positif ou négatif, etc.) et ce *sans qu'interviennent de circuits à contre-réaction*.

Ces dispositifs seront étudiés en détail dans un prochain chapitre mais nous pouvons dès maintenant préciser un certain nombre de points intéressants.

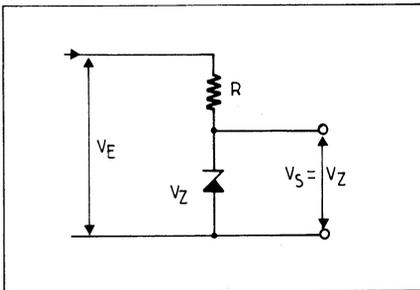


Fig. III-1. — *Stabilisateur de tension à diode de Zener: la tension de sortie V_S dépend essentiellement des caractéristiques de la diode.*

Deux cas peuvent être envisagés :

— ou bien la tension de sortie est imposée par les seules caractéristiques de l'élément non linéaire stabilisateur : c'est ce qui se passe dans un stabilisateur à diode de Zener (fig. III-1).

— ou bien cette tension de sortie dépend surtout des caractéristiques du montage dans l'exemple de stabilisateur à résistance photosensible et lampe à incandescence dont le schéma est reproduit à la figure III-2-a : lorsque la tension de sortie a tendance à croître, sous l'influence de la charge ou de la tension d'entrée, le flux lumineux émis par la lampe L croît également, ce qui a pour effet de provoquer une diminution de la valeur de la résistance photosensible P.C. d'où diminution concomitante de V_S qui est de la sorte maintenue à une valeur très proche de la tension de consigne V_C .

Dans ce cas nous pouvons noter :

1° qu'il est possible d'agir sur la tension de consigne (valeur idéale de V_S) en agissant sur l'un ou plusieurs éléments du montage (valeur de R_1 , distance entre la lampe L et la résistance photosensible P.C., ouverture du diaphragme D, etc...),

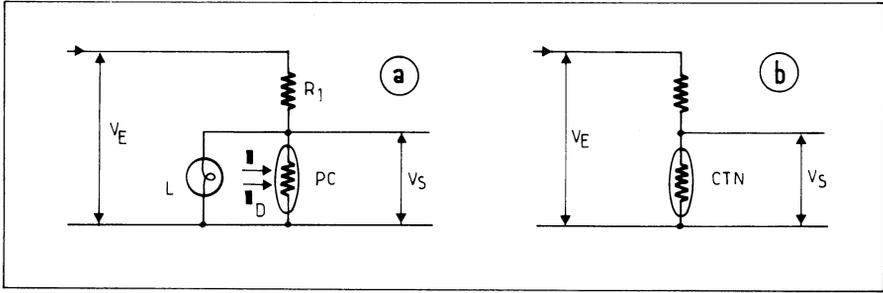


Fig. III-2. — Stabilisateur de tension à résistance photosensible P.C. et lampe à incandescence, la tension de sortie dépend de tous les éléments du montage (a) il en va de même pour le stabilisateur à résistance à coefficient négatif de température (C.T.N.) (b.).

- 2° que contrairement au montage précédent dont la réponse est instantanée, ce dispositif présente une certaine constante de temps de réponse due aux temps de réponse de la lampe et de la photorésistance,
- 3° que le montage peut fonctionner indifféremment en alternatif ou en continu, ce qui n'était pas le cas du montage précédent à diode de Zener qui ne peut être appliqué qu'à la stabilisation de tensions continues,
- 4° qu'il est fait usage d'une certaine forme de contre-réaction (influence de la lumière émise par la lampe sur la photorésistance (1) ce qui introduit les dispositifs dont il sera parlé plus loin.

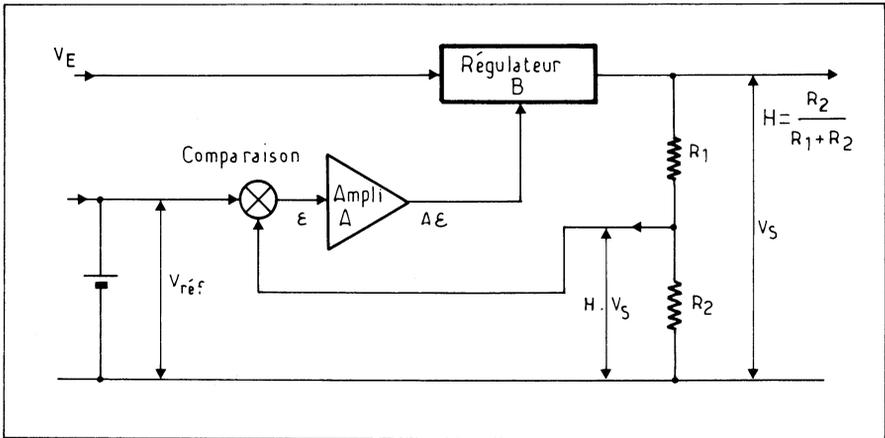


Fig. III-3. — Un régulateur de tension n'est rien d'autre qu'un dispositif classique d'asservissement, il répond donc aux mêmes lois.

Nous appellerons *régulateur de tension*, tout dispositif dont le schéma général peut se ramener au synoptique de la figure III-3. Nous constatons qu'il s'agit en fait du schéma général de principe de tout système d'asservissement : la grandeur à réguler (ici la tension de sortie V_S) — ou une fraction de cette grandeur $H \cdot V_S$ — est comparée en permanence à une grandeur de référence (V_{ref}). Il en résulte un signal d'erreur

(1) Bien que cela soit moins apparent dans le cas du stabilisateur de tension à résistance à coefficient négatif de température (C.T.N.) de la fig. III-2-b Il y est également fait usage d'une certaine contre-réaction : action de la chaleur développée dans la dite résistance C.T.N. par le passage du courant sur sa propre valeur ohmique.

$\epsilon = V_{ref} - H \cdot V_S$ qui, appliqué à un dispositif comportant un amplificateur A et un élément de réglage B (élément de réglage qui peut aussi bien être un simple transistor ballast qu'un dispositif plus complexe : régulateur à découpage par exemple) fournira en sortie la tension V_S aussi semblable que possible à la tension de consigne $V_C = V_{ref}/H$ désirée.

Nous étudierons plus en détail le fonctionnement des divers montages régulateurs de tension dans un chapitre ultérieur, nous pensons que ce qui vient d'en être dit est suffisant pour permettre de saisir la différence qui existe dans notre esprit entre les montages *stabilisateurs* et *régulateurs* de tension.

Nous rencontrerons les dispositifs de stabilisation dont il vient d'être parlé dans deux classes particulières de circuits :

— soit pour fournir une tension stabilisée à un montage ou élément de montage à faible consommation,

— soit, en prenant les précautions particulières qui s'imposent (1) pour fournir une référence de tension en l'absence de tout débit aux montages régulateurs de tension que nous allons aborder maintenant.

(1) Ces précautions, particulièrement celles concernant l'influence de la température, seront étudiées en temps utile.

CHAPITRE IV

LES SOURCES DE RÉFÉRENCE DE TENSION

Le développement considérable des techniques de traitement de l'information par voie numérique a entraîné la nécessité de reconvertir «en bout de chaîne» les données numériques sous forme analogique. De nombreux types de convertisseurs numériques-analogiques font appel à une source de tension de référence. De même certains types de convertisseurs analogiques-numériques, voltmètres numériques par exemples, font également appel à une tension de référence. Il en va de même, nous le verrons un peu plus loin pour les alimentations régulées en tension ou en courant. Dans tous les cas c'est principalement de la précision et de la stabilité de la source de référence que dépendent les résultats obtenus.

Les dispositifs capables de fournir une référence de tension peuvent se classer en quatre grandes catégories :

— Les éléments semi-conducteurs à jonctions simples ou multiples utilisables uniquement en courant continu mais permettant d'obtenir des références de tension comparables par leur précision et leur stabilité aux piles étalons.

— Les tubes à décharge dans les gaz (tubes au néon ou tubes à effet corona) de moins en moins utilisés actuellement mais dont nous croyons nécessaire de dire quelques mots.

— Les dispositifs mettant à profit la chute de tension aux bornes d'une résistance étalonnée avec précision et traversée par un courant constant.

— Les dispositifs mettant en œuvre des éléments non linéaires (Résistances à coefficient de température positif ou négatif ou variable avec la tension). Nous pourrions constater que ces dispositifs, s'ils offrent l'avantage de pouvoir être utilisés en courant alternatif, présentent différents inconvénients (taux de régulation assez pauvre, constante de temps non négligeable, etc...).

Les piles étalon de Weston ainsi que les dispositifs mettant en œuvre l'effet Josephson ne sont à notre connaissance utilisés que comme étalons primaires de tension pour l'étalonnage des appareils de mesure et des étalons secondaires et jamais comme référence de tension dans des ensembles régulateurs de tension ou de courant. Nous en dirons cependant quelques mots en fin de chapitre.

LES DIODES DE ZENER

Le dispositif le plus couramment mis en œuvre pour créer une source de référence de tension est sans doute actuellement la diode de Zener, c'est pourquoi nous lui consacrons un paragraphe un peu plus long.

PRINCIPE

Alimentons une diode à jonction en inverse à travers une résistance et faisons croître progressivement la tension d'alimentation (fig. IV-1-a); nous constatons que, pour une gamme importante de tensions inverses, le courant qui traverse la jonction est faible (quelques nanos à quelque microampères) et que ce courant, à température constante, est pratiquement indépendant de la tension.

Nous pouvons dire que la diode à jonction polarisée en inverse présente une *résistance dynamique* ($R_{\text{dynamique}} = dV/dI$) très élevée puisque, à une variation importante de la tension dV , correspond une très faible variation du courant dI (fig. IV-1-b).

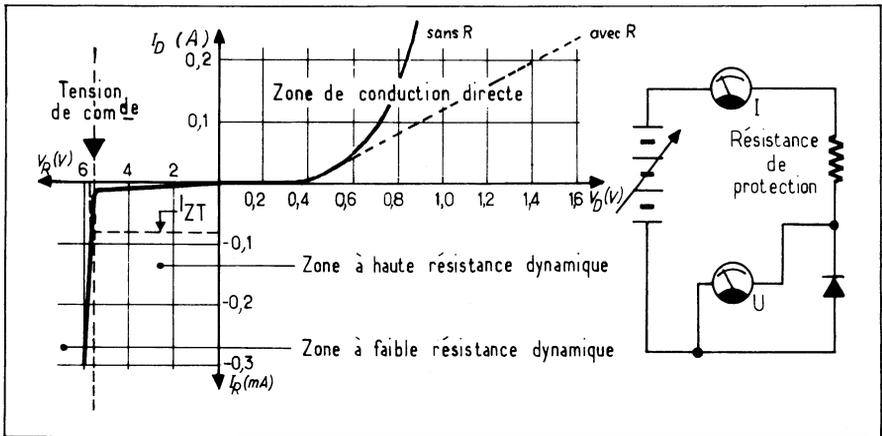


Fig. IV-1. — Après une importante zone à impédance dynamique élevée, la caractéristique inverse d'une diode de Zener s'infléchit brutalement pour entrer dans une zone à faible impédance dynamique (b). En (a) schéma de principe du montage d'essai.

Continuons à faire croître la tension aux bornes de la diode. Pour une valeur donnée de cette tension, la résistance dynamique qui était très élevée va devenir très faible; en d'autres termes, à une très faible variation de la tension aux bornes de la jonction correspond une importante modification du courant inverse. Si nous revenons en arrière, c'est-à-dire si nous diminuons progressivement la tension aux bornes de la diode, nous constatons que le phénomène s'inverse *pour la même tension exactement*: retour de l'état de résistance dynamique faible à un état de forte résistance dynamique. Nous pouvons répéter l'expérience dans les deux sens autant de fois que nous le voulons; il en est toujours ainsi, tout au moins aussi longtemps que la puissance dissipée dans la jonction reste assez faible pour ne pas provoquer un échauffement exagéré. Ce phénomène réversible, dit claquage de la jonction (breakdown), est dû à la combinaison de deux processus assez différents:

a) Le *claquage de Zener* — qui doit son nom à Clarence Zener dont les études sur le mécanisme de claquage dans les diélectriques solides paraissent indiquer qu'il est assez semblable à l'effet tunnel:

b) A un *claquage par effet d'avalanche* comparable au phénomène d'ionisation dans les gaz.

Ce serait la raison pour laquelle la tension de coude d'une diode Zener ne correspond pas à l'équation de Zener $V_z = 39_{eN} + 8_{ep}$ où e_n et e_p sont respectivement les résistivités des régions n et p de la jonction.

C'est par un dopage particulier, c'est-à-dire en augmentant la proportion d'impuretés dans les régions n et p de la jonction, que sont réalisées les diodes Zener. Notons au passage que cela explique que la jonction base-émetteur d'un transistor planar, normalement plus richement dopée que la jonction base-collecteur, puisse être utilisée comme diode Zener (comme elle l'est du reste dans nombre de circuits intégrés).

Quelle est l'action de la température sur une diode Zener? Le courant de fuite I_R dans la zone qui précède le coude croît naturellement avec la température de la même manière que celui de n'importe quelle diode. En ce qui concerne la tension de coude, l'action de la température est différente selon que le phénomène prépondérant est l'effet d'avalanche ou l'effet Zener. Dans la région de Zener — diodes dont le coude se situe en-dessous de 5,6 Volts environ — le coefficient de température est négatif, c'est-à-dire qu'une augmentation de la température de la jonction provoque une *diminution* de la tension de coude; par contre, lorsque l'effet d'avalanche est prépondérant — diodes dont le coude est supérieur à 6 Volts — c'est l'inverse qui se produit: coefficient de tempéra-

ture positif. Tout cela est matérialisé par la figure IV-2 a et b sur laquelle on remarque qu'au point «a» les courbes correspondant aux températures de 25° et 150°C se coupent. On retrouve ce point, appelé point à coefficient de température nul, dans les diodes dont le coude se situe à des tensions légèrement supérieures à 5 Volts comme le montre la figure IV-2-c. On remarque sur celle-ci que, pour des tensions de coude supérieures à

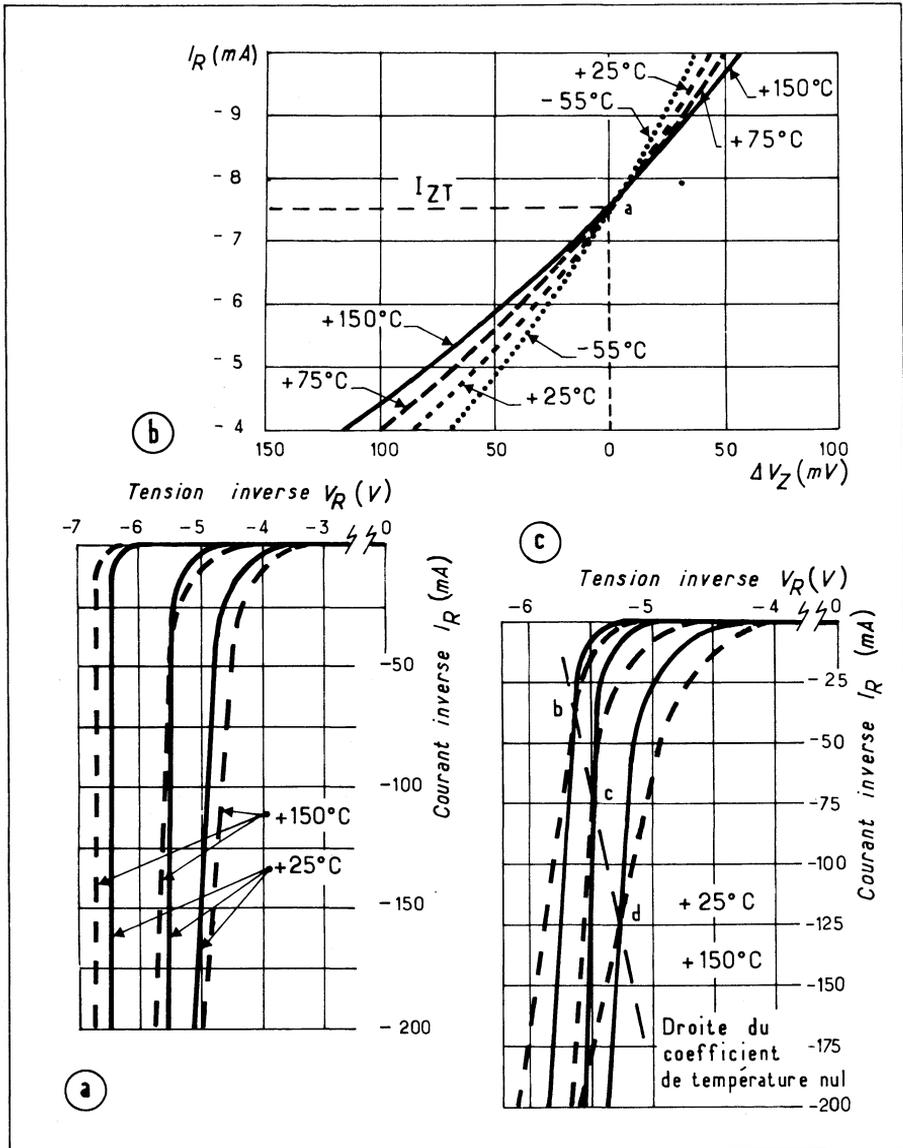


Fig. IV-2. — Le signe du coefficient de température d'une diode de Zener dépend de sa tension de coude (a). Pour des diodes dont la tension de coude se situe aux environs de 5,6 Volts il existe un point «a» à coefficient de température nulle (a et b) ce point est d'autant plus éloigné du coude que ce dernier se situe vers une tension plus basse (c). En général on choisit comme diodes de référence de tension celles pour lesquelles le point à coefficient de température nul se situe aux environs de 7,5 mA (b).

5,6 Volts, ce point se situe très près du coude de la caractéristique $I_Z = f(V_Z)$, alors que, pour des tensions inférieures, le coefficient de température est nul, lorsque les courants sont plus élevés.

Il est bon de remarquer que, si du point de vue coefficient de température, ce sont les diodes présentant leur coude pour des tensions voisines de 5,6 Volts qui sont les plus intéressantes (comme le montre la figure IV-3 qui représente la variation du coefficient de température en fonction de la tension de coude de la diode), ce sont les modèles dont le coude se situe vers 7 à 9 Volts et dont la caractéristique $I_Z = f(V_Z)$ se rapproche le plus de la verticale, qui présentent la résistance dynamique la plus faible, donc la meilleure caractéristique de régulation (fig. IV-4). Ces deux points sont importants à retenir car on peut en tirer les conclusions suivantes :

a) Si dans un montage le courant qui traverse la diode Zener est fixé par construction (références de tension ne fournissant pratiquement aucun débit et pré-régulation de la

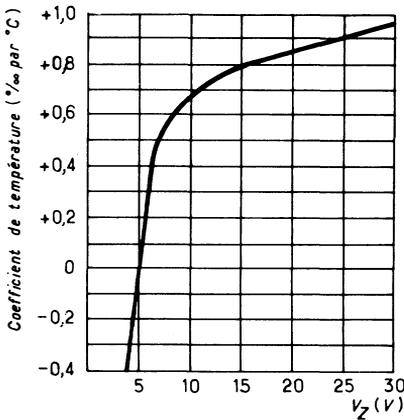


Fig. IV-3. — Courbe de variation du coefficient de température des diodes de Zener en fonction de leur tension de coude.

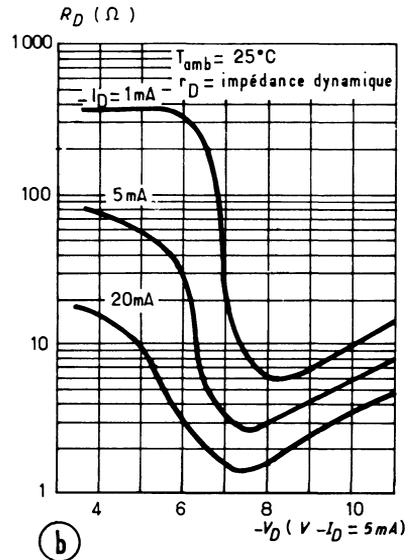
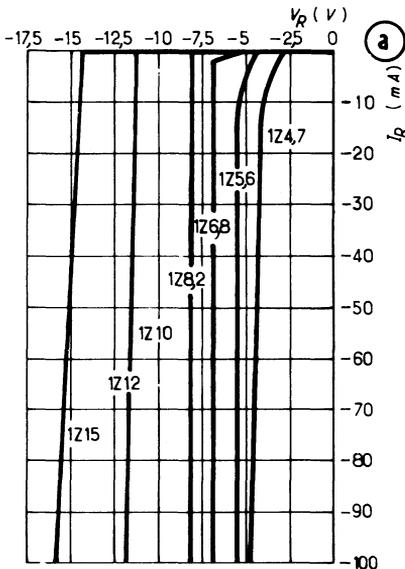


Fig. IV-4. — C'est pour une tension de coude située vers 7,5 Volts que les diodes de Zener présente l'impédance dynamique la plus basse (a). En (b) courbes de la résistance dynamique des diodes de Zener en fonction de la tension de coude pour différentes valeurs du courant.

tension d'entrée), il est plus avantageux d'utiliser une (ou des diodes montées en série) dont la tension de coude se situe vers 5,6 Volts afin d'assurer au montage une bonne stabilité thermique.

b) Dans un montage dont la tension d'entrée et le courant de sortie sont variables, une meilleure stabilité en fonction de ces paramètres est obtenue au moyen de diodes dont la tension de coude se place entre 7 et 9 Volts. A noter qu'une bonne stabilité thermique peut être alors obtenue en plaçant la diode dans une enceinte thermostatée, cela, hélas, au détriment de la puissance maximale admissible.

De ce qui précède on peut déduire que — mis à part le point de vue économique — pour obtenir une tension de Zener élevée, il est plus intéressant d'utiliser des diodes basse tension montées en série, diodes 5,6 Volts, pour obtenir une bonne stabilité thermique ou des diodes 7-8,2 ou 9 Volts pour obtenir une bonne stabilité en fonction de la tension d'entrée et du courant de sortie. La figure IV-5 permet de voir, d'un simple coup d'œil, le gain en stabilité thermique obtenu par l'emploi de diodes basse tension montées en série au lieu d'une diode à jonction unique.

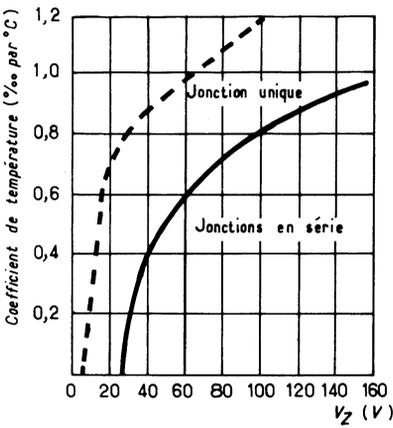


Fig. IV-5. — Lorsqu'une tension de référence élevée est nécessaire il est plus intéressant tant du point de vue de la résistance dynamique (voir fig. IV-4) que du point de vue de la stabilité en température, de monter plusieurs jonctions basse tension en série qu'une seule à tension élevée.

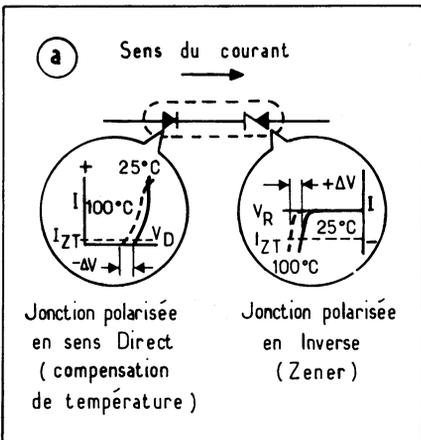
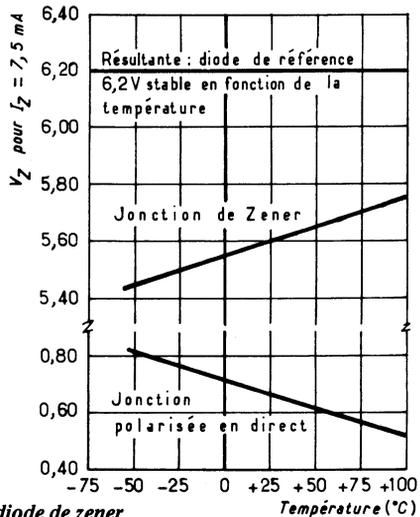


Fig. IV-6. — En montant dans un même boîtier une diode de zener à coefficient de température positif (+ 2 mV/°C) et une jonction polarisée en direct dont le coefficient de température est négatif (- 2 mV/°C) on obtient une diode de référence compensée en température.



Une bonne méthode pour améliorer la stabilité en fonction de la température d'une diode Zener est de la choisir à coefficient de température *positif* et de monter une ou deux diodes dans le sens direct, en série avec la première, de telle manière que leur coefficient *négligé* de température compense au mieux celui *positif* de la diode fonctionnant en inverse. De tels assemblages sont réalisés par certains constructeurs et présentés dans un boîtier unique sous le nom de «référence de tension»: le modèle 1N430A (International Rectifier) dont le coefficient de température pour un courant $I_Z = 10 \text{ mA}$ n'excède pas $0,001^\circ/\text{C}$ en est un exemple typique (fig. IV-6). Naturellement, dans un montage à composants discrets, il y a lieu de ne pas oublier que la chute de tension directe des diodes de compensation s'ajoute à la tension Zener de la diode montée en inverse: ainsi, avec une diode Zener de tension nominale 6,8 Volts et deux diodes de compensation de tension directe 0,7 Volts, la tension de la référence sera de $6,8 + 1,4 = 8,2 \text{ Volts}$.

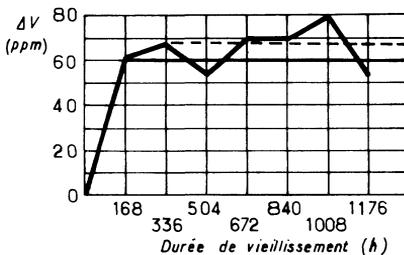


Fig. IV-7. — Au bout de quelques semaines de vieillissement accéléré, une diode de Zener voit sa tension de Zener se stabiliser.

Il existe des diodes de Zener compensées en température et spécialement triées par les constructeurs dont le coefficient de température n'excède pas $2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ et la stabilité à long terme $500 \text{ ppm}/1000 \text{ h}$. Ce sont naturellement des composants très chers, aussi un auteur américain, Kenneth E. Pank, propose-t-il d'utiliser des Zener compensées en température «normales» après un vieillissement accéléré qui consiste à faire travailler ces diodes à leur courant optimal pendant quelques semaines dans une étuve portée à 70°C . Les résultats obtenus sont matérialisés par la courbe de la figure IV-7.

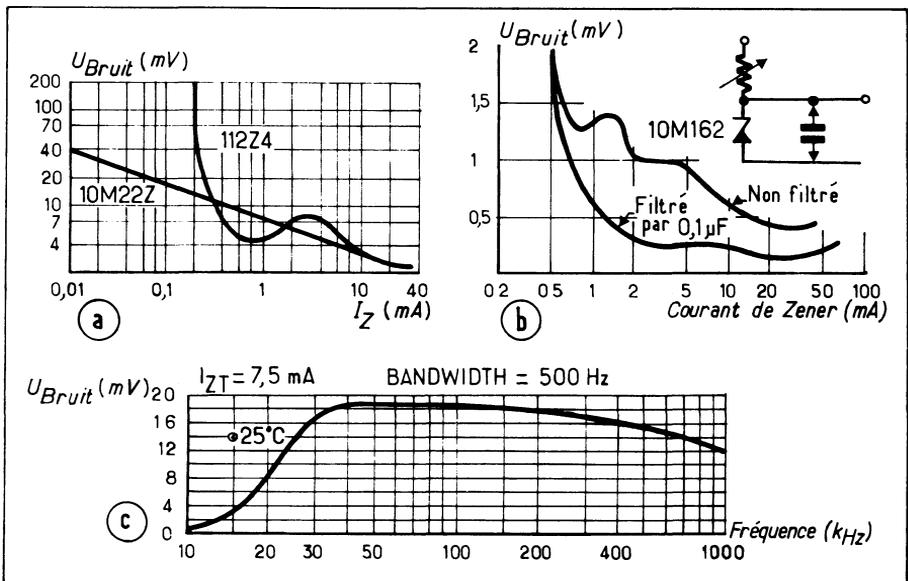


Fig. IV-8. — Les diodes de Zener sont des composants «bruyants» (a). Ce bruit, dont la courbe (c) donne la répartition spectrale peut être filtré aisément au moyen d'un condensateur monté en parallèle avec la diode (b).

Du fait même de leur principe, les diodes Zener sont des composants particulièrement «bruyants». Ainsi que le montre les courbes de la figure IV-8, relevées expérimentalement sur deux types de diodes, c'est particulièrement dans la région coude de leur caractéristique, c'est-à-dire pour de faibles courants inverses, que le bruit se manifeste avec le plus d'ampleur. Fort heureusement, pour les valeurs normales du courant dans les montages simples de régulation, c'est-à-dire pour des courants inverses supérieurs à 10 mA, la tension de bruit engendrée est assez faible (quelques millivolts) et n'est pas très gênante. Par contre, lorsque la diode Zener est utilisée dans un montage régulateur comportant plusieurs étages d'amplification de la tension de dérive, cette tension de bruit risque fort d'être amplifiée également et de se superposer à la tension continue de sortie avec une amplitude non négligeable. C'est pourquoi, dans ces montages, il est recommandé de faire fonctionner la diode avec un courant supérieur à 10 mA et de la shunter avec un condensateur non inductif de 0,1 μF environ. La figure IV-8-b montre l'influence de ce condensateur sur la tension de bruit engendrée par la diode, en (c) sur la même figure la courbe de répartition spectrale du bruit engendré par une diode de Zener.

MISE EN ŒUVRE

Il nous faut ici anticiper quelque peu sur le chapitre consacré aux montages-stabilisateurs de tension puisqu'en fait il n'y a pas de différence fondamentale de conception entre ces dispositifs: la seule différence réside dans le fait qu'un montage stabilisateur est destiné à fournir un certain courant aux circuits aval tandis qu'il est souhaitable que l'on évite de demander un débit à une source de tension de référence. Mais nous allons voir plus loin que pour améliorer les caractéristiques d'une telle source on procède parfois à une pré-stabilisation, on est alors bien ramené, en ce qui concerne le — ou les — étages de pré-stabilisation à un montage stabilisateur classique, dont le schéma est rappelé à la fig. IV-9 comme il ne nous semble pas demander de commentaire particulier il nous paraît plus judicieux d'en donner le mode de calcul.

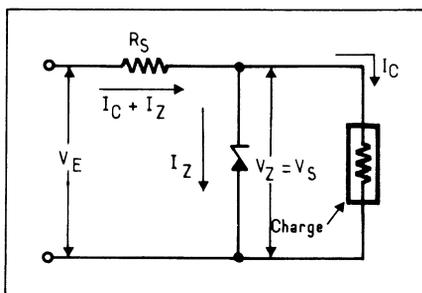


Fig. IV-9. — Schéma de principe d'un étage stabilisateur de tension à diode de Zener.

Les paramètres importants sont : la tension minimale $V_{E \text{ min}}$ admissible à l'entrée, le courant dans la charge I_C et la puissance dissipée par la diode P_Z .

Nous allons d'abord calculer la valeur de la résistance R_S montée en série avec la diode. La chute de tension à ses bornes est égale à la différence entre la tension minimale d'entrée et la tension de Zener de la diode. On peut donc écrire :

$$R_S = \frac{V_{E \text{ min}} - V_Z}{I_C + 0,1 I_C} = \frac{V_{E \text{ min}} - V_Z}{1,1 I_C}$$

0,1 I_C est une valeur arbitraire du courant I_Z qui traverse la diode; cette valeur permet d'obtenir une bonne régulation sans entraîner une dissipation exagérée dans la diode (1).

(1) Ce coefficient, valable dans les montages de régulation simples, devra souvent être modifié dans les cas de pré-régulation de sources de référence pour tenir compte du courant optimal de la diode de pré-régulation cette formule devra donc s'écrire :

$$R_S = \frac{V_{E \text{ min}} - V_Z}{I_C + I_Z}$$

La puissance dissipée dans la diode est égale à $V_Z I_{Z \max}$ où $I_{Z \max}$ est la valeur maximale atteinte par le courant qui traverse la diode pour la tension maximale d'entrée $V_{E \max}$. On peut donc écrire :

$$P_Z = \left(\frac{V_{E \max} - V_Z}{R_S} - I_C \right) V_Z$$

Pendant que nous y sommes, calculons la puissance P_R dissipée dans la résistance série R_S ; elle est égale à la chute de tension maximale aux bornes de R_S pour la valeur maximale de $V_{E \max}$ multipliée par le courant dans ce cas ; soit :

$$I_C + I_{Z \max} = (V_{E \max} - V_Z) / R_S$$

$$P_R = (V_{E \max} - V_Z) / R_S (V_{E \max} - V_Z) = (V_{E \max} - V_Z)^2 / R_S$$

Il est évident qu'il y a lieu, lorsque l'on détermine la puissance de la diode choisie, de tenir compte de l'ambiance. Le graphique de la figure IV-10, qui permet de déterminer, pour un type donné de diode, la puissance maximale dissipée en fonction de la température du boîtier, est bien connu de tous les utilisateurs de semi-conducteurs, de même que le calcul d'un radiateur en fonction des divers paramètres (puissance dissipée, résistance thermique de la diode et du radiateur, etc.).

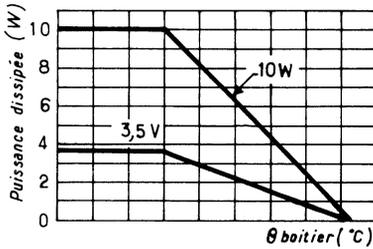


Fig. IV-10. — Les constructeurs fournissent généralement un graphique de ce type pour déterminer la puissance maximale dissipée par une diode en fonction de la température ambiante.

Un stabilisateur à diode Zener, ayant une réponse pratiquement immédiate, se comporte vis-à-vis des résiduelles de ronflement de la tension d'entrée comme un filtre ; et, dans de nombreux cas, une diode Zener se comporte du point de vue de la résiduelle de ronflement, comme un condensateur de plusieurs milliers de microfarads sans en présenter les inconvénients puisque la constante de temps de réponse du montage n'est pas augmentée dans les mêmes proportions.

Les autres paramètres d'une alimentation stabilisée par diode Zener sont :

Le facteur de stabilisation en fonction de la tension d'entrée pour une charge constante :

$$\gamma = \Delta V_S \cdot V_E / \Delta V_E \cdot V_S$$

— Le facteur de stabilisation en fonction de la charge :

$$\sigma = \Delta V_S \cdot R_C / \Delta R_C \cdot V_S$$

(R_C : résistance de la charge).

— La résistance dynamique :

$$R_D = \Delta V_S / \Delta I_C$$

Un auteur américain, John L. HAYNES propose l'adoption d'un facteur « Zéta » :

$$\zeta = V_Z / I_Z \cdot R_D$$

qui permettrait d'évaluer d'un seul coup d'œil les performances de stabilisation de la diode.

Comme il a déjà été dit, il peut être intéressant de préférer la solution qui consiste en la mise en série de plusieurs diodes Zener basse tension de préférence à l'emploi d'une diode unique à tension élevée (relativement). Cette disposition présente également l'avantage de fournir des prises de tensions intermédiaires; toutefois, ces prises ne pourront être utilisées que pour fournir une référence de tension avec un débit très faible sous peine de surcharger les diodes situées en haut de la chaîne (fig. IV-11).

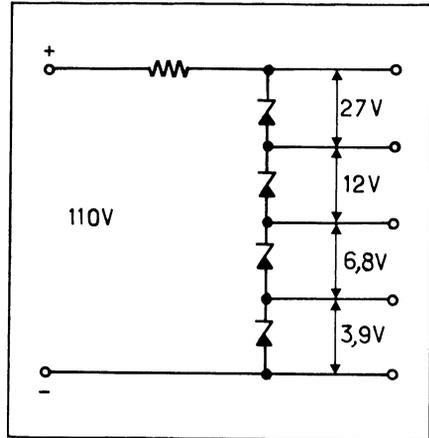


Fig. IV-11. — Des diodes de Zener montées en série fournissent des tensions de référence intermédiaires.

Tout ce qui vient d'être dit pour les diodes Zener ordinaires s'applique également aux diodes de référence de tension, compensées en température ou non. Cependant, dans ce cas, la stabilité de l'ensemble étant fonction du débit dans la diode de référence (qui doit être aussi stable que possible et choisie dans la zone de fonctionnement où le coefficient de température est le plus faible), il y a lieu d'alimenter la diode de référence à partir d'une tension pré-régulée au moyen d'un premier régulateur à diode Zener classique. Il est important de rappeler que, pour maintenir dans la diode le courant optimal, il y a lieu de n'exiger du montage qu'un très faible débit (fig. IV-12-a).

En alimentant la diode de référence finale par une cascade de deux ou trois étages pré-stabilisateurs et en enfermant le tout dans une enceinte thermostatée il est possible d'obtenir avec de simples diodes de Zener un étalon de tension pouvant rivaliser du point de vue stabilité avec les piles étalons du type Weston. La figure IV-12-b en donne un exemple mis au point en 1965 par les Laboratoires de la R.T.C. Les deux premiers étages comportant les diodes D_1 à D_5 constituent la pré-stabilisation de la tension appliquée à la

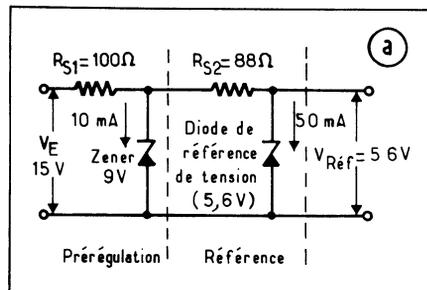


Fig. IV-12. — Au moyen d'un étage de pré-stabilisation il est possible d'obtenir d'un montage à diodes de Zener une excellente stabilité en fonction de la tension d'entrée (a). En (b) schéma de principe d'une source de référence de tension mise au point dans les laboratoires de RTC.

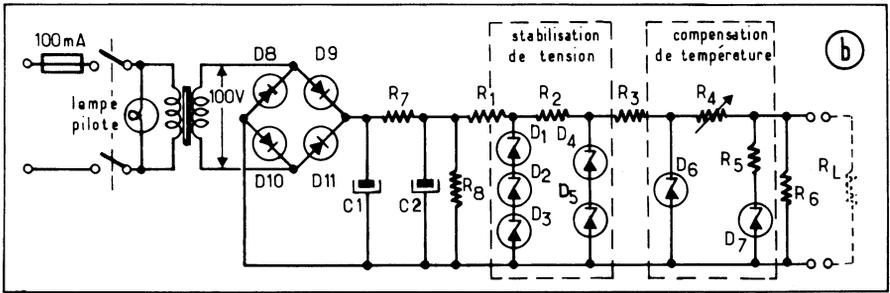


Fig. IV-12-b

diode de référence D_6 compensée en température par la diode D_7 . Sa tension de sortie reste stable à $\pm 10\%$ tandis qu'une variation de la température ambiante de 30 à 60°C ne modifie la tension de sortie que de $0,01\%$ contre $0,2\%$ pour la pile étalon de Weston (1).

Une très bonne méthode pour obtenir une bonne stabilité pour une source de tension de référence à diode de Zener est de l'alimenter à partir d'une source de courant constant réglée pour la valeur optimale de I_Z . Nous traiterons dans un chapitre ultérieur des sources à courant constant aussi nous bornerons nous à donner à la figure IV-13 deux schémas possibles l'un met en œuvre une source de courant par transistor à jonction et l'autre un transistor à effet de champ.

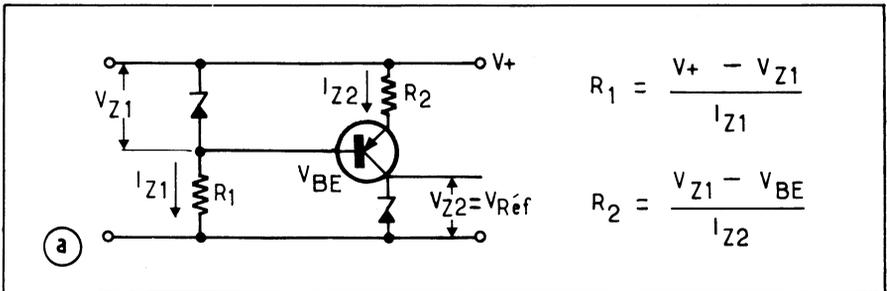


Fig. IV-13-a

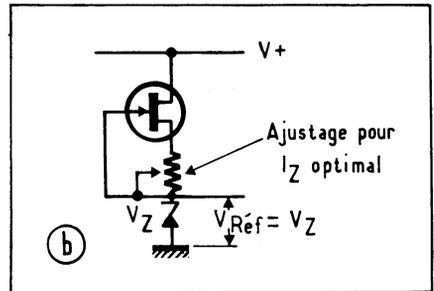


Fig. IV-13-b.

Fig. IV-13. — Une bonne méthode pour obtenir une bonne stabilité de la tension de référence fournie par une diode de Zener consiste à l'alimenter par une source à courant constant ajustée pour la valeur de I_Z à coefficient de température nul.

(1) Il est bon toutefois de remarquer que ce dispositif ne peut constituer qu'un étalon secondaire, la valeur absolue d'une référence de tension à diode de Zener étant fonction des échantillons mis en œuvre tandis que la pile étalon de Weston constitue en soi un étalon de force électromotrice si elle est correctement construite et avec des matériaux de grande pureté.

Le schéma de la figure IV-14 un peu plus sophistiqué est surtout intéressant par sa très faible consommation. La diode de référence est constituée par la jonction émetteur base du transistor T_3 polarisé en inverse. Elle est compensée en température par le transistor T_2 . L'alimentation à courant constant est obtenue au moyen du transistor à effet de champ à jonction T_1 dont la tension de grille est obtenue au moyen des transistors T_4 et T_5 qui forment un « miroir de courant » qui tend à compenser les variations du courant dans la référence $T_2 - T_3$.

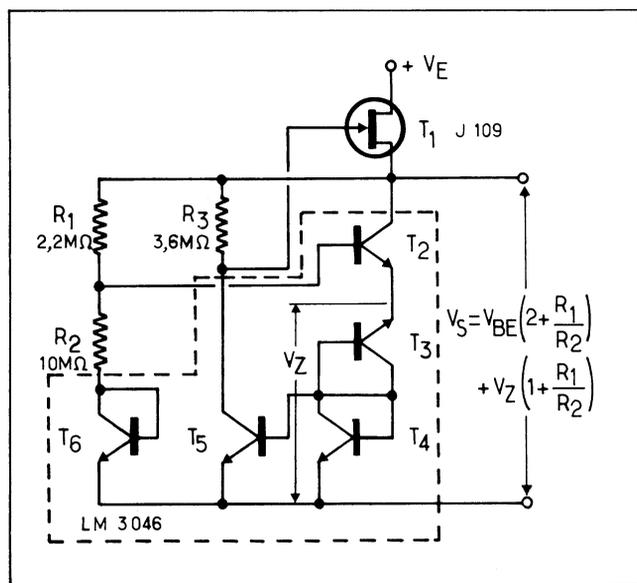


Fig. IV-14. — Cette source de référence auto-compensée en température utilise un T.E.C. comme source de courant et la jonction base-émetteur du transistor T_3 comme diode de Zener.

Les résultats annoncés par l'auteur de ce montage (1) sont les suivantes :

- Stabilité par rapport à la tension d'entrée : 0,05%.
- Variation de la tension de sortie en fonction de la charge - 0,2% lorsque le courant dans la charge passe de $10 \mu\text{A}$ à 10mA .
- Coefficient de température : $1 \text{mV}/^\circ\text{C}$.
- Résistance dynamique de sortie : 10Ω .

Une tension de référence ajustable peut être obtenue suivant un des montages de la figure IV-15 qui ne nécessite d'autre commentaire que le conseil renouvelé de ne lui demander qu'un minimum de débit. Ajoutons que certains constructeurs proposent des « Zeners ajustables » circuits intégrés stabilisateurs dont la tension de référence peut être ajustée au moyen d'un potentiomètre extérieur (fig. IV-16).

Mais il est un des moyens bien plus sûr pour obtenir une tension de référence variable à partir d'une diode de Zener il consiste à l'associer à un amplificateur opérationnel (2) :

(1) Voir l'article de John Maxwell cité en référence bibliographique : « Voltage regulator Bridges Gap between I.C. and Zener ».

(2) A ce sujet on pourra consulter avec profit notre ouvrage « L'Amplificateur opérationnel » - R. Damaye - Editions radio - 1972.

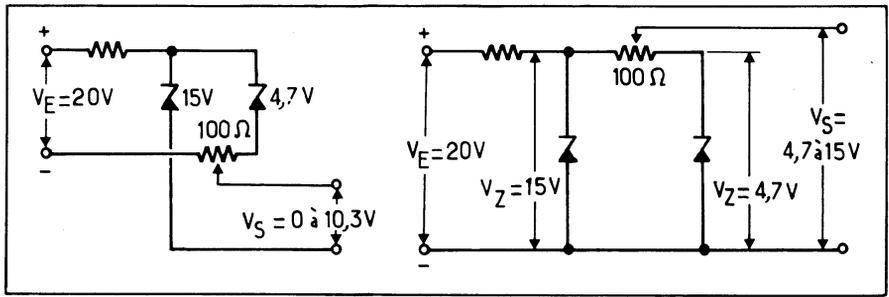


Fig. IV-15. — Deux montages simples pour obtenir une tension de référence ajustable. Il en existe de bien meilleurs, mais moins économiques!

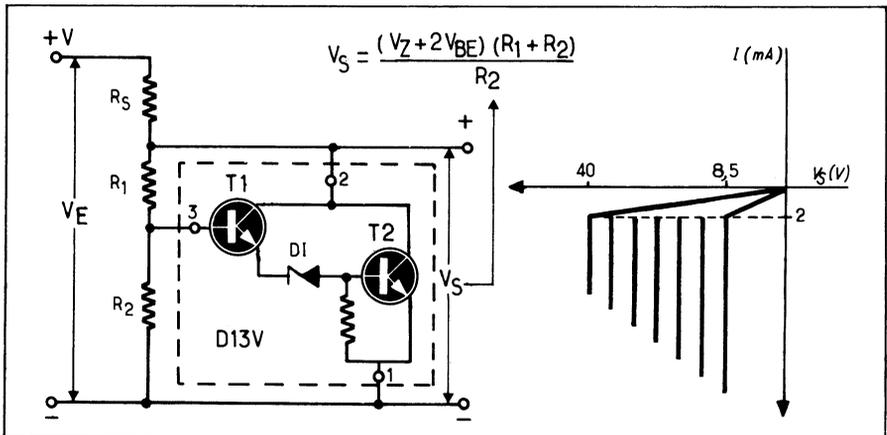


Fig. IV-16. — Un montage Darlington dans lequel on introduit une diode de Zener entre l'émetteur du premier transistor et la base du second constitue une «Zener programmable».

— On peut comme dans les montages de la figure IV-17 monter en parallèle avec la diode un potentiomètre, dont on tiendra compte de la valeur dans le calcul de la résistance série R_S pour que la diode soit parcourue par son courant optimal, l'amplificateur opérationnel monté en suiveur de tension — donc avec une impédance d'entrée de plusieurs mégohms et une tension de décalage d'entrée très faible — reproduit en sortie, avec une certaine possibilité de débit — pas trop tout de même: quelques milliampères — la tension présente sur le curseur du potentiomètre. Une version améliorée de ce montage est reproduite à la figure IV-18 dans laquelle l'amplificateur opérationnel est en non inverseur avec un certain gain — ce qui permet d'obtenir une tension de sortie égale ou supérieure à celle de la référence, contrairement à ce qui se passe dans le montage précédent qui ne permet d'obtenir qu'une tension inférieure ou égale à V_Z — par ailleurs un pont constitué par les diodes au silicium D_1 et D_2 permet, par l'ajustage de R_2 , de compenser le coefficient de température de l'ensemble.

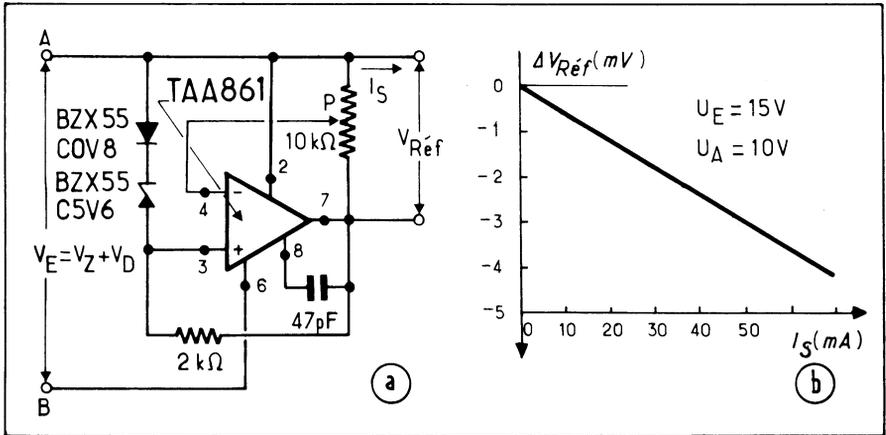


Fig. IV-19. — Autre variante, la tension d'alimentation de la diode est prélevée à la sortie de l'amplificateur opérationnel (doc. Siemens).

réaction (fig. IV-20 a et b). Tout comme dans le cas du montage précédent ce n'est que pour un seul réglage du diviseur de tension $R_2 R_3$ que la diode est parcourue par son courant optimal. Sachant que la transconductance g du convertisseur tension courant est égal à

$$g = 1 / R_1$$

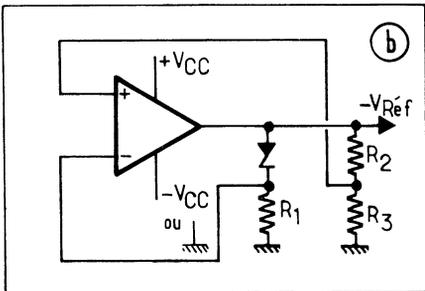
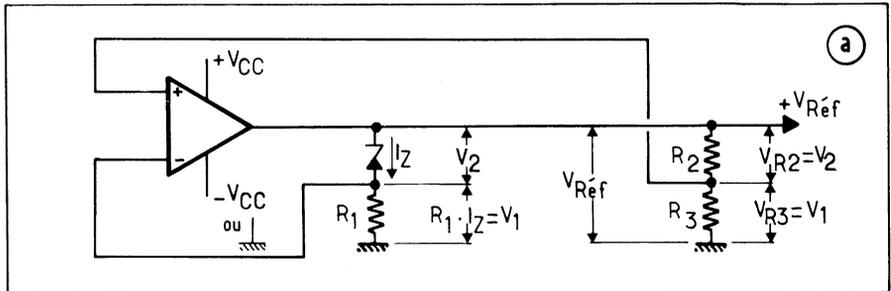


Fig. IV-20. — Dans ce montage, l'amplificateur opérationnel étant monté en convertisseur tension-courant, c'est la diode de Zener elle-même qui stabilise son propre courant à la valeur optimale pour un coefficient de température nul (a) en (b) version pour référence de tension négative.

On peut écrire $R_1 = 1 / g = V_1 / I_Z$ (V_1 est la fraction de V_{Ref} appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel: $V_1 = R_3 / (R_2 + R_3)$). Il devient donc possible, connaissant la valeur désirée de V_{Ref} ainsi que le courant I_Z optimal à la diode de déterminer les valeurs des résistances du montage. Sachant que les

tensions aux bornes de R_1 et R_3 sont obligatoirement égales — cela découle des propriétés de l'amplificateur opérationnel — il est aisé de déduire que la tension aux bornes de R_2 est égale à celle V_Z aux bornes de la diode de Zener. Nous disposons maintenant de tous les éléments du calcul :

— Nous commençons par choisir la valeur du courant (I) dans R_2 , R_3 , disons 1 mA par exemple, il vient immédiatement que $R_2 = V_Z / I$ si $V_Z = 8,2$ Volts par exemple on aura $R_2 = 8,2$ k Ω .

— Nous désirons que la tension V_{Ref} de sortie soit de 10 Volts. Il y aura donc 10 Volts — 8,2 Volts = 1,8 Volts aux bornes de R_3 d'où la valeur de cette dernière résistance : 1,8 k Ω .

— Puisqu'il y aura également 1,8 Volts aux bornes de R_1 , si le courant optimal dans la diode doit être 7,5 mA, on peut calculer $R_1 = 1,8$ Volts / 0,0075 A = 240 Ω .

Comme nous l'avons vu, ce montage présente l'inconvénient de ne faire travailler la diode de Zener à son courant optimal que pour une tension de sortie fixe. L'adjonction d'une unique résistance (R_x sur le schéma de la figure IV-21 permet d'obvier cet inconvénient. Les valeurs des résistances R_1 , R_2 et R_3 sont calculées de la même manière que précédemment pour la valeur la plus faible désirée pour V_{Ref} . C'est en agissant sur la valeur de R_x qu'il sera possible de modifier la tension de sortie V_{Ref} . La résistance R_4 a pour but de soulager l'amplificateur opérationnel en fournissant une partie du courant I_Z . La valeur de R_x pour une tension de sortie donnée peut être facilement calculée en sachant :

- qu'elle est traversée par la somme des courants I_Z et I qui traverse R_2 , R_3 .
- que la tension à ses bornes vient s'ajouter à la valeur de V_{Ref} calculée en son absence.

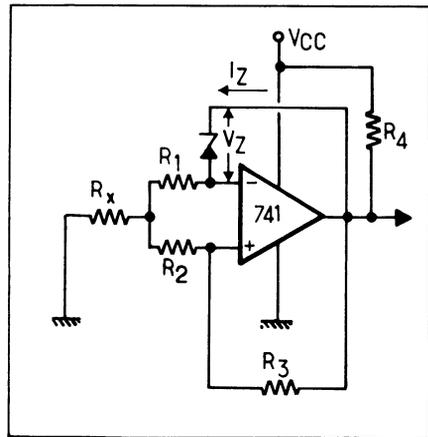


Fig. IV-21. — L'adjonction de la seule résistance R_x permet d'ajuster séparément la tension de sortie du montage et le courant qui traverse la diode de Zener.

La figure IV-22 nous propose une autre version du montage de base (celui de la figure IV-20 dans lequel le transistor T_1 a pour but d'éviter qu'à la mise sous tension, la réaction positive introduite par le diviseur de tension de sortie R_2 , R_3 ne fasse basculer le montage dans l'état où la tension de sortie serait positive. Dans ce cas T_1 serait saturé supprimant de ce fait la réaction positive et tout rentrerait dans l'ordre. La diode D_3 a pour but de protéger la diode de Zener dans l'éventualité qui vient d'être évoquée.

Un problème s'est souvent posé : celui des sources de tension de référence inférieures à 3 Volts (tension la plus basse pour laquelle des diodes de Zener sont couramment fabriquées. L'une des solutions proposée est l'emploi de diodes à jonction normalement polarisées dans le sens direct il a même été proposé sous le nom de « Stabilisator » de telles diodes spécialement étudiées pour présenter une résistance dynamique aussi faible que possible. En fait n'importe quelle diode à jonction traversée dans le sens direct par un courant maintenu constant peut constituer une source de tension de référence c'est bien ce que

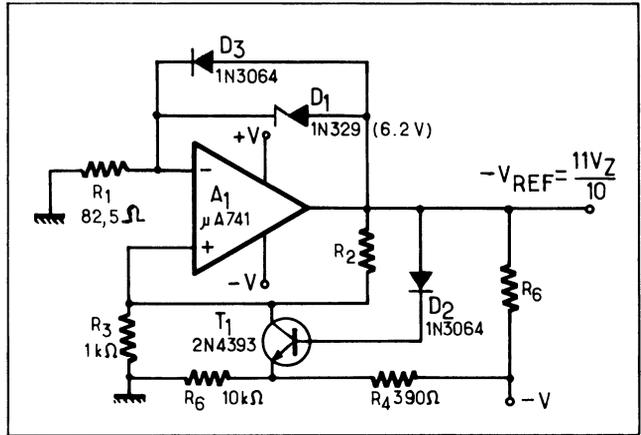


Fig. IV-22. — Nouvelle amélioration du montage de la figure IV-20: le transistor T_1 et les circuits y associés interdisent le blocage du montage en position « sortie positive » à la mise sous tension.

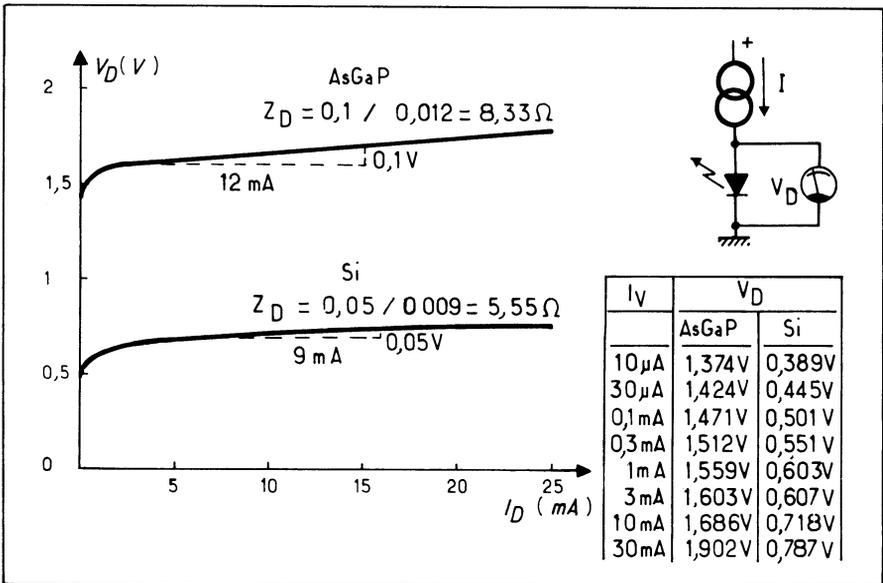


Fig. IV-23. — Une diode à jonction au silicium ou à l'arséniure de gallium polarisée dans le sens direct présentent une résistance dynamique assez basse pour être utilisées en référence de tension.

montre les caractéristiques $V_D = f(I_D)$ que nous avons relevé expérimentalement sur une diode au silicium 1 N 4148 et une diode électroluminescente Siemens LD 30 B à l'arsenio-phosphure de gallium (fig. IV-23). Ces diodes présentent l'une comme l'autre un coefficient de température négatif d'environ 2 mV/°C identique à celui de la jonction base-émetteur d'un transistor au silicium, dans un montage régulateur la variation de la tension de référence en fonction de la température sera donc en grande partie compensée par celle de même valeur et de même signe du transistor associé. Naturellement, tous les montages décrits précédemment peuvent être adaptés aux diodes à jonctions polarisées en direct.

LES SOURCES DE TENSION DE RÉFÉRENCE INTÉGRÉES

La demande en sources de tension étalonnées de plus en plus précises et stables se faisant sentir avec une acuité accrue — en particulier pour les convertisseurs analogique — numérique et numérique analogique, les fabricants de semi-conducteurs et de sous-ensembles se sont penchés sur le problème des sources de tension de référence intégrées, soit monolithiques soit hybrides. Ces recherches ont donné naissance à quelques dispositifs à deux ou trois bornes dont nous allons maintenant entretenir le lecteur.

Les sources de référence intégrées font souvent appel à de nouveaux types de jonctions ou d'ensembles de jonctions, pour obtenir une tension de référence « primaire » qui est ensuite exploitée dans un montage intégré sur le même *chip*.

On a commencé par utiliser la jonction émetteur-base d'un transistor classique (fig. IV-24-a) mais ce procédé donnant une diode de Zener insuffisamment stable dans le temps et quelque peu « bruyante » on en est venu à créer un type particulier de jonction dite d'isolation d'émetteur (fig. IV-24-b) dont la tension de Zener est de l'ordre de 5,6 Volts (contre 6,7 pour le type précédent) et le coefficient de température de 1 mV/°C (contre 2 mV/°C pour la jonction base-émetteur).

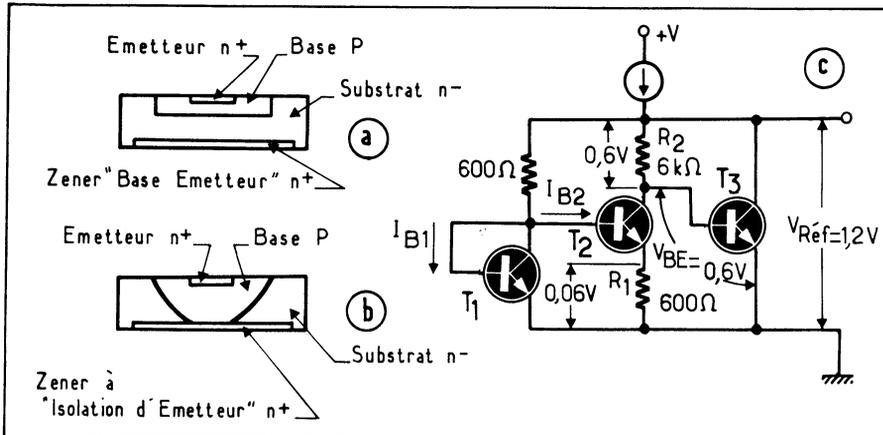


Fig. IV-24. — Trois méthodes pour créer une source primaire de référence intégrée (a) Jonction Base émetteur d'un transistor; (b) Jonction d'isolation d'émetteur; (c) la « Band Gap Reference fait appel à la chute de tension directe dans la jonction base-émetteur de transistors.

Plus récemment on en est venu à la « Band gap référence » qui met à profit la chute de tension *directe* de la diode base-émetteur des transistors — chute de tension dont la valeur est liée rappelons le à la largeur de bande interdite du semi-conducteur utilisé, d'où le nom de « band gap reference ». On obtient ainsi une tension de référence très précise de 1,205 Volts stable dans le temps et en fonction de la température (20 ppm/°C). Sans nous étendre trop sur ce procédé il nous paraît intéressant de le décrire succinctement en nous référant à la figure IV-24-c. Les jonctions base-émetteur des transistors T_1 et T_2 fonctionnent avec des courants directs très différents $I_{B1} = 10 I_{B2}$. Il en résulte une différence entre leurs tensions émetteur-base de 60 mV qui se retrouve aux bornes de la résistance R_1 . La résistance R_2 étant 10 fois plus grande que R_1 on trouve une d.d.p. de 0,6 Volts à ses bornes. Différence de potentiel qui présente un coefficient de température de même valeur absolue que le V_{BE} de T_3 *mais de signe opposé* (+ 2mV/°C pour la d.d.p. aux bornes de R_2 contre - 2 mV/°C pour le V_{BE} de T_3). La résultante est donc une tension de référence de 1,2 Volts environ avec un coefficient de température pratiquement nul.

Ce qui est mis à profit dans le circuit intégré LM 103 (National Semiconductor) est le claquage à très basse tension inférieure au Volt de la jonction émetteur-base de certains transistors. Ce claquage appelé «punch through» peut être obtenu par un mode particulier de diffusion, il conduit à une caractéristique $V = f(I)$ à beaucoup plus basse résis-

tance dynamique que celle des diodes à jonction ou des diodes de Zener à basse tension (fig. IV-25-a). Cette propriété peut encore être améliorée si l'on introduit le transistor intéressé dans un circuit à contre-réaction. C'est ce qui se passe dans le cas du LM 103 : Dès que la tension de claquage du transistor « punch through » T_1 est atteinte ce transistor conduit à travers la résistance variable constituée par le transistor à effet de champ T_2 . Mais toute augmentation de la tension aux bornes de T_1 a pour effet de diminuer la conductance de T_2 d'où l'effet de régulation que l'on peut constater en examinant les courbes de la figure IV-25-b où sont comparées les caractéristiques d'une diode de Zener, d'une jonction « punch through » simple et de la même jonction introduite dans un système à contre-réaction (« active punch through »). L'amplificateur constitué par les transistors T_1 et T_4 a pour effet d'accélérer le processus tout en permettant au montage d'admettre un courant relativement élevé (10 mA) l'ensemble T_1, T_2 fonctionnant sous une centaine de micro-ampères seulement. Les courbes de la figure IV-25-c permettent de comparer les caractéristiques d'un dispositif du genre LM 103 et d'une diode de Zener prévue pour la même tension. Le dispositif n'est pas autocompensé vis-à-vis des variations de température. Son coefficient, *négligé*, de variation en fonction de la température est de $3,3\text{mV}/^\circ\text{C}$; il est donc nécessaire de prévoir un système de compensation dans les circuits où se composant est utilisé.

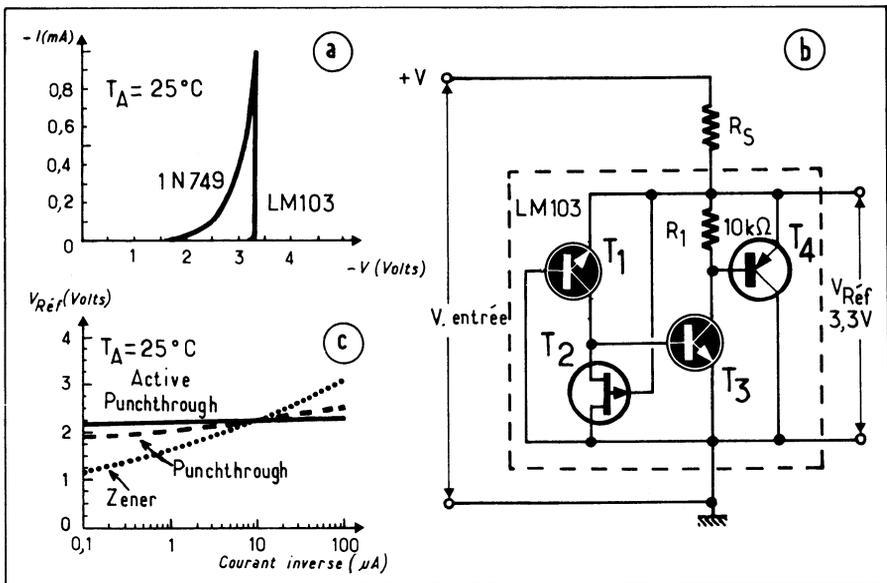


Fig. IV-25. — Le claquage de la jonction base-émetteur de certains transistors (« punch through ») se produit à basse tension et présente une impédance dynamique bien plus faible que celle d'une diode de Zener (a) c'est ce qui est mis à profit dans le circuit intégré LM 103 (b) dont les courbes (c) montrent la supériorité sur une diode de Zener de même tension.

Étudions maintenant le circuit intégré AD 580 de *Analog Devices* (fig. IV-26). Il se présente extérieurement comme un transistor en boîtier TO 52. À l'intérieur on trouve un circuit intégré qui comporte une référence du type « band gap device » que le constructeur nous invite à considérer comme une jonction de Zener. Jonction alimentée à courant constant et dont la tension de référence est adressée à l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel suivi d'un transistor ballast le tout avec un gain en tension de 2,08 environ de manière à disposer en partie d'une tension de référence de 2,5 Volts capable de débiter une dizaine de milliampères. La stabilité en fonction de la température est bonne (moins de 10 ppm/ $^\circ\text{C}$) dans une gamme de -55 à $+125^\circ\text{C}$ pour la version militaire ou de 0 à $+70^\circ\text{C}$ dans la gamme courante. Nous reproduisons à la figure IV-27

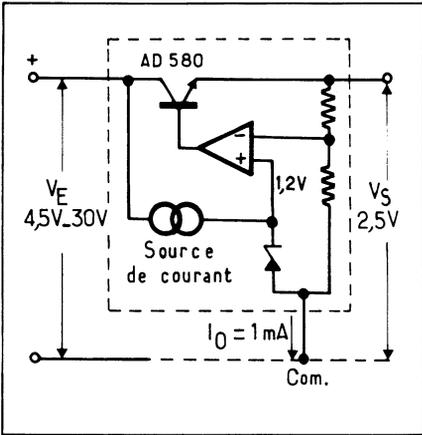


Fig. IV-26. — Schéma de principe du circuit intégré référence de tension AD 580 de Analog Devices.

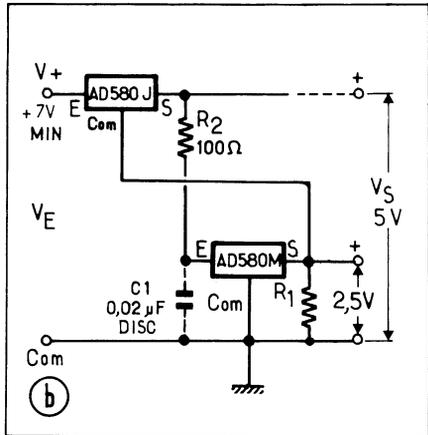
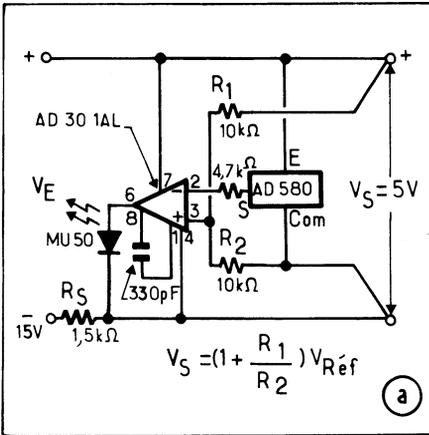
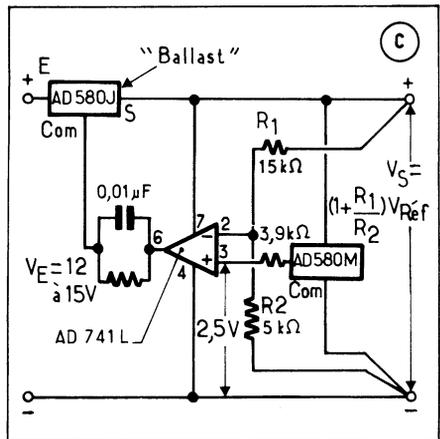


Fig. IV-27. — Trois modes d'utilisation du AD 580: (a) référence de tension positive 5 Volts; (b) deux AD 580 qui se stabilisent réciproquement constituent une référence «super stable»; (c) Version négative de (a) pour plus de stabilité la résistance R_S a été remplacée par un second AD 580.



trois exemples d'utilisation du AD 580. Le premier (a) met en œuvre un amplificateur opérationnel qui ajuste automatiquement sa tension de sortie pour maintenir ses deux entrées à la tension de référence fournie par le AD 580 et appliquée à l'entrée inverseuse. La tension de sortie est déterminée par le rapport des résistances $R_1 - R_2$: $V_S = V_{Ref} (1 + R_1/R_2)$. Le rôle de la diode électroluminescentes MU 50 montée en série avec la sortie de l'amplificateur opérationnel est de maintenir un décalage de tension d'environ 1,5 Volts entre la sortie dudit amplificateur et la borne d'alimentation négative.

Le second montage comporte deux références de tension AD 580 dont la première AD 580 J (modèle standard) pré-stabilise la tension d'alimentation de la seconde que l'on a choisi du type à haute stabilité AD 580 M. Une résistance de protection ($R_2 = 100\Omega$) est introduite en série entre la sortie du premier AD 580 et l'entrée du second pour éviter la surcharge du premier. On dispose ainsi d'une double référence de tension $2 \times 2,5$ Volts «superstabilisée».

Le troisième montage n'est autre que la version négative du premier dans lequel pour plus de précision on a remplacé la résistance R_S par un second AD 580.

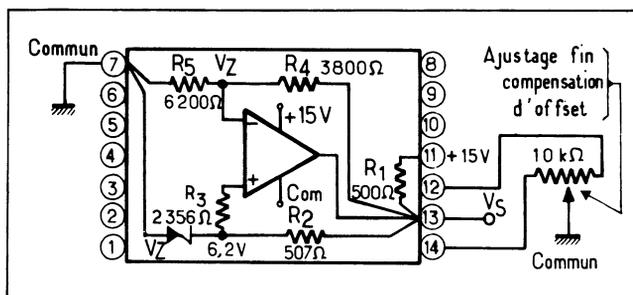


Fig. IV-28. — Dans la source de référence de tension intégrée AD 2700 (Analog Devices) l'amplificateur opérationnel est utilisé pour maintenir l'équilibre du pont constitué par les résistances R_2 à R_5 et la diode de Zener stabilisée en température V_Z . C'est en fait une version intégrée du montage décrit à la figure IV-20.

Autre référence de tension intégrée, le circuit intégré AD 2700 Analog Devices fournit une tension de sortie de 10 Volts ± 1 mV à partir d'une diode de Zener 6,2 Volts incorporée (fig. IV-28). Il comporte un amplificateur opérationnel à grand gain utilisé pour maintenir l'équilibre du pont constitué par ladite Zener et les résistances R_2 , R_4 et R_5 . La résistance R_3 montée en série avec l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur ayant pour rôle de compenser les variations du courant d'offset d'entrée ($R_3 = R_4/R_5$). Un potentiomètre de 10 kΩ placé entre les bornes 12 et 14 du C.I. avec son curseur réuni au point commun permet, en diminuant le courant d'offset, d'améliorer encore la précision de la source dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Tension d'alimentation : 15 Volts
- Tension de sortie : 10 Volts ± 1 mV
- Stabilisation par rapport à la tension d'alimentation V_E : 5 ppm/%
- Stabilité en fonction de la température : 0,5 ppm/°C
- Résistance dynamique de sortie : 0,02Ω.

Plus récente à notre connaissance — et encore plus performante, est la référence de tension intégrée LM 199 (National Semiconductor) dont la source de référence primaire est une jonction de Zener «enterrée» (fig. IV-29-a) associée à un circuit complexe à contre-réaction (1) (fig. IV-29-b) et maintenue à température constante grâce à un transistor de chauffage thermostaté électroniquement (fig. IV-29-c). Les caractéristiques obtenues sont les suivantes :

(1) Nous pensons que le lecteur comprendra que nous ne pouvons nous étendre longuement sur le fonctionnement intime des dispositifs décrits ci-après pour ne pas alourdir inutilement cet ouvrage. Les lecteurs désireux d'approfondir ce sujet pourront se reporter aux ouvrages ou articles cités en référence.

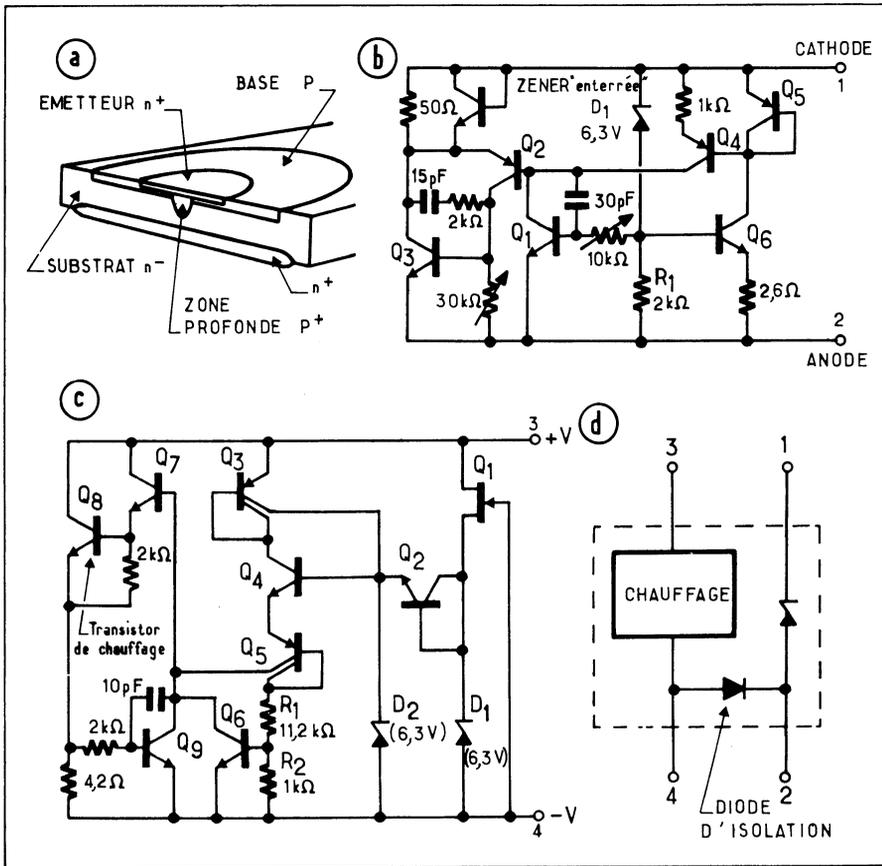


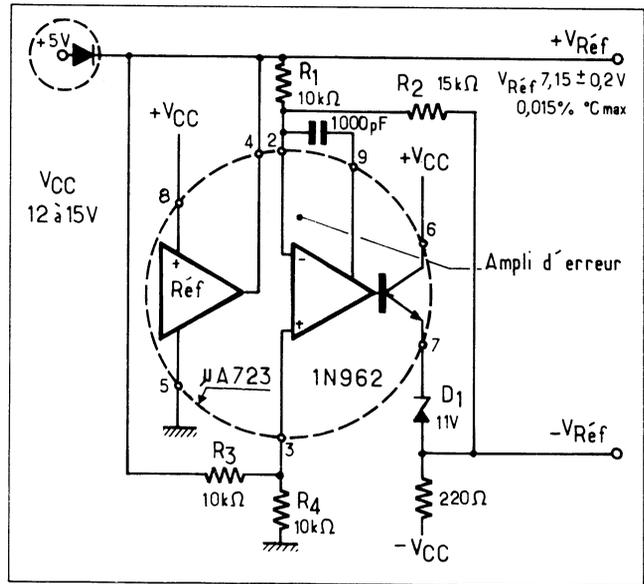
Fig. IV-29. — C'est à une Jonction de Zener «enterrée» (a) associée à un circuit à contre-réaction (b) et maintenue à température constante par un transistor de chauffage thermostaté (c) que la source de référence intégrée LM 199 (National Semiconductor) doit ses hautes performances. Les deux circuits sont intégrés sur un même substrat et isolés l'un de l'autre par une jonction d'isolation (d).

Tension de référence	6,95 Volts
Courant absorbé	0,5 à 10 mA
Coefficient de température	0,3 ppm/°C
Résistance dynamique	0,5Ω
Tension de bruit	
(10 Hz - 10 kHz)	7 μV
Stabilité à long terme	≤ 20 ppm
Tension d'alimentation	
du dispositif de chauffage	9 à 40 Volts
Puissance dissipée par le	
dispositif de chauffage	300 mW
Temps de mise en température	3 s.

On a pu remarquer dans le tableau qui précède que les circuits de référence de tension et de chauffage sont électriquement isolés. Ils le sont au moyen d'une « diode d'isolation » dont la tension inverse de claquage est de l'ordre de 40 Volts.

Certains régulateurs de tension intégrés, tel le μA 723, comportent une source de tension de référence compensée en température et alimentée à courant constant ainsi qu'un amplificateur de signal d'erreur pour le régulateur (1). Ce dernier étant du type amplificateur opérationnel et ayant ses deux entrées accessibles, il est facile de le monter en amplificateur inverseur à gain unité on obtient ainsi une source de tension de référence symétrique par rapport à la masse, à condition bien sûr de l'alimenter avec des tensions symétriques. Le montage pratique (fig. IV-30) est un peu compliqué du fait que l'amplificateur d'erreur est, par construction, alimenté par une tension unique. On est donc con-

Fig. IV-30. — Un régulateur de tension intégré μA 723 peut être utilisé pour constituer une source de référence de tension symétrique.



duit à opérer un décalage de niveau au moyen des résistances R_1 et R_2 et de la diode de Zener D_1 . Du fait de la présence de cette diode la stabilité en fonction de la température de la source négative sera moins bonne que celle de la source positive. Facultativement, une diode ramenée à une tension de $+ 5$ Volts facilite le démarrage de la référence négative à la mise sous tension.090

APPLIQUONS LA LOI D'OHM

Puisque la Loi d'Ohm est l'une des lois fondamentales de notre technique (2) pourquoi ne pas la mettre en œuvre pour la création de sources de référence de tension : il suffit de faire parcourir une résistance de valeur connue avec précision par un courant constant lui aussi connu avec précision. C'est dans un chapitre ultérieur que nous étudierons en détail les sources à courant constant mais rien ne nous empêche d'en donner dès à présent quelques applications qui en fait ne demanderont que peu de commentaires.

(1) Ce type de circuit intégré sera étudié en détail dans un chapitre ultérieur.

(2) Petite remarque à caractère philosophique en passant : en y regardant d'un peu plus près et avec cet esprit d'analogie que l'on trouve chez les peuples de l'Orient et qui ne manquait pas aux anciens alchimistes on pourrait constater que les grandes Lois physiques comme la loi d'Ohm, La Loi de Lenz (action-réaction) Newton (gravité) etc... ont leurs applications dans de très nombreux domaines : Médecine, Psychologie, Politique, etc... et selon nous le «Nul n'entre ici s'il ignore la Géométrie» qui figurait paraît-il sur le fronton de l'école pythagoricienne aurait tout aussi bien pu s'écrire «Nul n'entre ici s'il ignore la physique»...

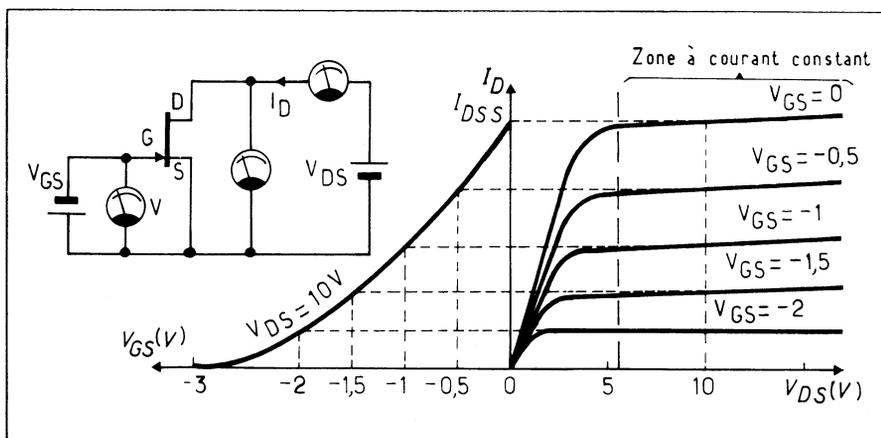


Fig. IV-31. — La caractéristique $I = f(V_{DS})$ d'un transistor à effet de champ présente un important « plateau » à courant pratiquement constant.

C'est un fait bien connu qu'un transistor à effet de champ, qu'il soit à jonction ou bien du type à grille isolée (M.O.S.) présente dans une importante partie de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ un important « plateau » le long duquel le courant de drain I_D ne varie pratiquement pas même pour des variations importantes de la tension drain source V_{DS} (fig. IV-31). Cette caractéristique a même été mise à profit pour créer des diodes à courant constant (fig. IV-32 a et b). Il suffit de monter une telle diode dont le courant est parfaitement connu en série avec une résistance R_E soigneusement étalonnée pour obtenir une source de tension étalonnée (fig. IV-32-c). Le courant qui traverse de telle diode étant défini par construction, cela ne laisse d'autres possibilités de réglage que de rendre R_E variable. Cette résistance pourra être constituée par une résistance fixe complétée par un petit potentiomètre tous deux de haute qualité. A ce sujet qu'il nous soit permis de rappeler que les potentiomètres utilisés comme résistances variables sont des composants relativement instables. Il nous a été donné de constater que si la résistance propre de la piste résistante n'est pas plus influencée par les variations de température que des résistances

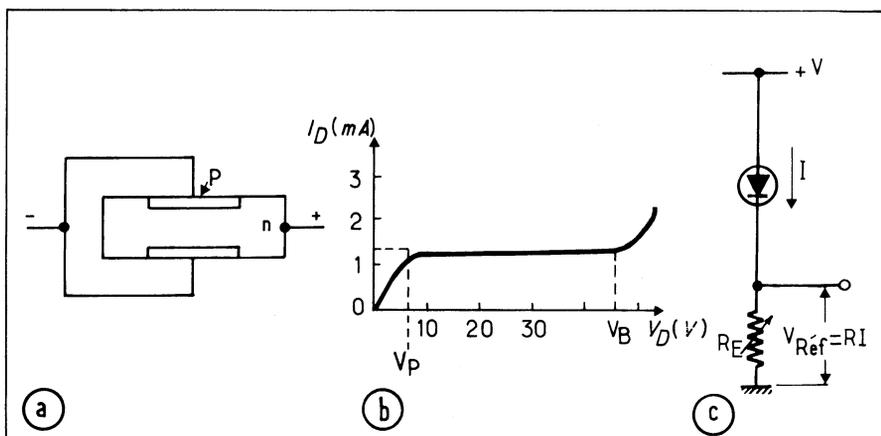


Fig. IV-32. — Il existe des diodes dites « à courant constant » basées sur le principe de l'effet de champs (a). Coupe théorique d'une telle diode et sa caractéristique $I = f(V_D)$ (b). En (c) montée en série avec une résistance de valeur connue cette diode fournit une référence de tension.

fixes de même qualité, il n'en va pas toujours de même pour le contact entre le doigt mobile et la piste. Donc méfiance ! lorsque la précision et la stabilité doivent les principales qualités d'un montage n'utiliser les résistances variables qu'avec précaution et les choisir de première qualité.

Autres montages mettant en œuvre les qualités des transistors à effet de champ, ceux des figures IV-33 et 34. Dans le premier ce sont des transistors à effet de champ M.O.S. qui sont employés en montage à drain commun. C'est la valeur de la résistance de source R_S qui détermine l'intensité du courant fourni par la source. La seconde version (b) utilise deux T.E.C. dont le courant débité par le second est stabilisé par le premier cela con-

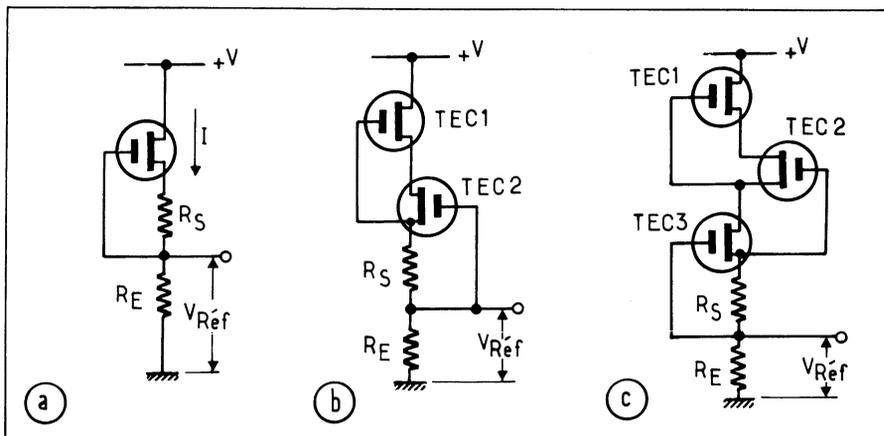


Fig. IV-33. — Un transistor à effet de champ « autopolarisé » au moyen d'une résistance montée en série avec la source constitue une source à courant constant qui montée en série avec une résistance connue avec précision fournit une très bonne source de référence de tension (a) encore améliorée en montant deux ou trois T.E.C. en série se stabilisant les uns les autres (b et c).

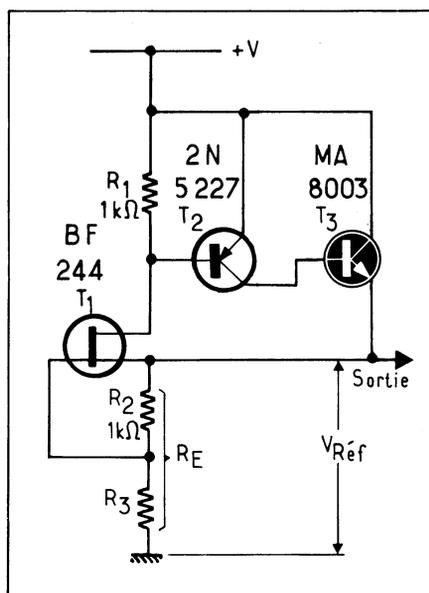


Fig. IV-34. — Grâce à un étage amplificateur Darlington, une source de référence à T.E.C. est capable de débiter un certain courant.

duit à une nette amélioration puisque de 650 k Ω la résistance dynamique $R_D = \Delta V / \Delta I$ de la source à courant constant passe à 10 M Ω . Ce qui signifie en d'autres termes qu'une variation de 1 Volt sur la tension d'alimentation qui entraînait une variation de $1/650 \cdot 10^3 = 1,54 \mu\text{A}$ du courant qui traverse R_2 ne fera varier ce courant dans le second montage que de 0,1 μA . Pourquoi nous arrêter en si bon chemin et ne pas utiliser trois transistors à effet de champ se stabilisant réciproquement, ce qui nous conduit à la version (c) dont la résistance dynamique passe à 60 M Ω . Nous reproduisons dans le tableau ci-dessous les caractéristiques de trois sources de courant.

Montage	R_1 (ohms)	U_{\min} (1)	U_{\max} (1)	$\Delta I/I$ (2)	R_d (3)
(a)	3 k Ω	3 V	23 V	3 %	650 k Ω
(b)	2,2 k Ω	6 V	26 V	0,2 %	10 M Ω
(c)	1,8 k Ω	9 V	29 V	0,03 %	60 M Ω

(1) Tensions minimale et maximale pouvant être appliquées au montage en toute sécurité.

(2) Pour la variation extrême de tension (de U_{\min} à U_{\max}).

(3) Résistance dynamique du montage :

$$R_d = (U_{\max} - U_{\min}) / \Delta I.$$

Tout cela est bien beau mais risque d'être quelque peu illusoire si l'étage qui suit, c'est-à-dire celui auquel sera appliqué la référence de tension ne présente pas une résistance d'entrée d'au moins plusieurs dizaines de mégohms c'est pourquoi nous préférons tout de même le montage de la figure IV-34 basé sur un principe analogue mais qui, grâce à l'adjonction de deux transistors bipolaires T_2 et T_3 montés en configuration Darlington et capable de débiter quelques dizaines de milliampères ; ce qui garantit que les variations de la résistance d'entrée de l'étage aval n'entraîneront pas de variation appréciable de la tension délivrée par la source de référence. Le pouvoir de stabilisation du montage est de l'ordre de 1000 ce qui signifie qu'une variation d'un Volt de la tension d'alimentation ne conduit qu'à 1 mV de variation de la tension de sortie V_{Ref} .

Le montage de la figure IV-35 met en œuvre une source à courant constant assez élaborée constituée par les transistors T_1 T_2 dont la tension de base est maintenue constante au moyen de la référence de tension intégrée LM 103 (voir ci-dessus) et dont la tension d'alimentation est déjà préstabilisée par une première diode de Zener D_{Z1} . Le courant de sortie de ce générateur de courant constant est ajusté avec précision à une valeur de 1 mA de manière que la tension de sortie soit exactement 1 Volt par kiloohm de la résistance étalonée R_E . Un amplificateur opérationnel LM 101 monté en suiveur de tension constitue un tampon efficace entre la référence de tension et l'étage suivant.

Naturellement, tout montage capable de fournir un courant de valeur précise variant aussi peu que possible en fonction des différents paramètres, en particulier de la tension d'alimentation et de la température et associé à une résistance étalonée à haute stabilité peut fournir une référence de tension. Insistons « lourdement » sur le fait que *des qualités de la source de tension de référence dépendent dans une large mesure, les performances d'une alimentation régulée* : qui veut la fin veut les moyens !

LES TUBES STABILISATEURS DE TENSION A GAZ

Avant l'introduction des diodes de Zener ces tubes jouissaient d'une grande popularité. Ils sont maintenant supplantés par les dispositifs semiconducteurs, en particulier du fait que l'électronique « solide » ne demande en général que de faibles tensions d'alimentation mais ils peuvent encore rendre parfois quelques services c'est pourquoi nous n'avons pas cru devoir les passer sous silence.

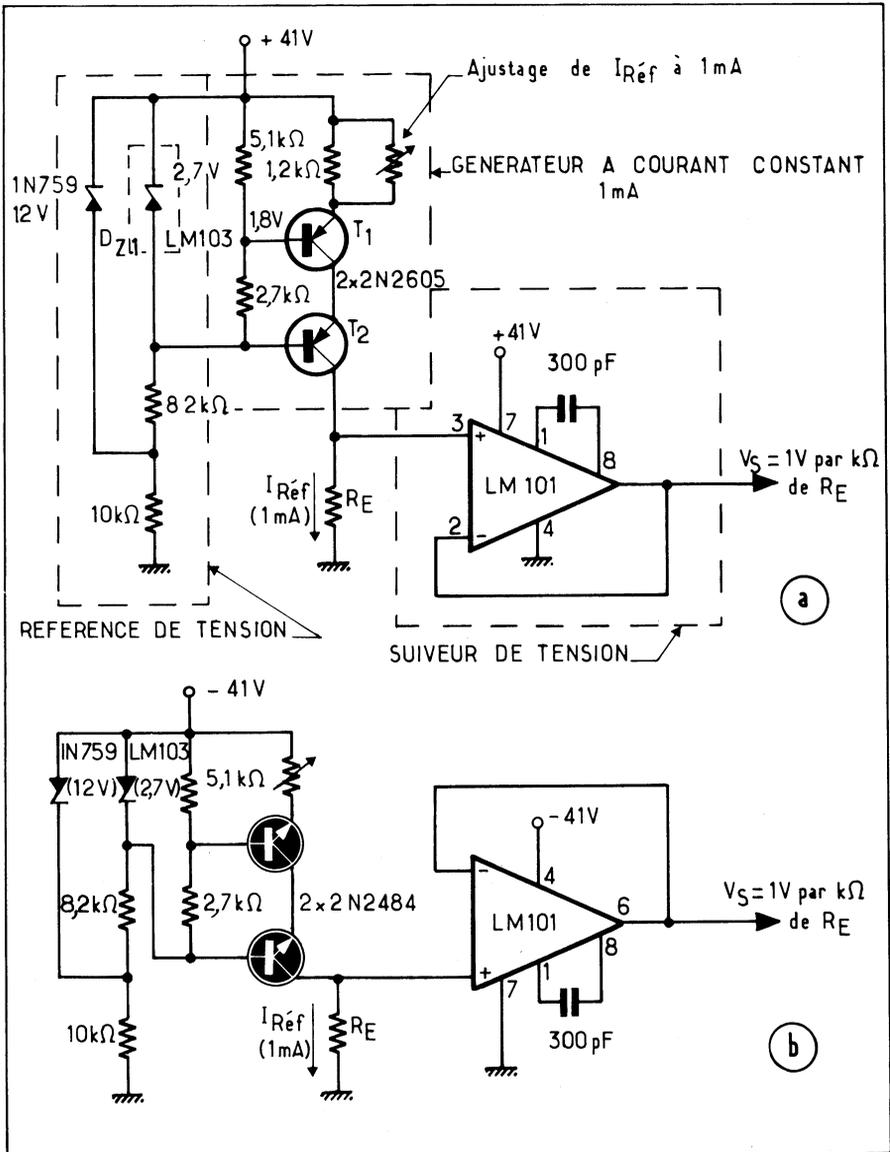


Fig. IV-35. — Versions positive (a) et négative (b) d'une source de tension mettant en œuvre une source à courant constant stabilisée par un circuit intégré LM 103 et une résistance étalonée.

Ces tubes sont constitués par une ampoule de verre remplie d'un gaz (néon) ou d'un mélange de gaz (néon - hélium ou néon - argon) sous très basse pression (quelques millimètres de mercure). Ils comportent deux électrodes, parfois symétriques dans les tubes de fabrication américaine ou, dans les tubes de fabrication européenne une anode centrale entourée d'une cathode cylindrique. Les dimensions de l'ampoule sont telles que le tube peut supporter sans échauffement excessif un courant permanent de plusieurs dizaines de milliampères. Avant de les commercialiser ils subissent généralement un vieillissement accéléré destiné à stabiliser leurs caractéristiques.

Pour ne pas alourdir inutilement ce chapitre nous supposons le principe de fonctionnement connu du lecteur et nous bornerons à reproduire leurs caractéristiques tension : courant à la figure IV-36. La tension de référence obtenue dépend surtout de la composition du mélange gazeux qui remplit l'ampoule ainsi que de sa pression. Les tubes stabilisateurs au néon sont fournis dans une gamme de tensions standard : 75, 85, 90, 105, 135 et 150 Volts. Ce sont ceux prévus pour 85 Volts qui présentent les meilleures caractéristiques de stabilité et qui sont le plus souvent utilisés comme référence de tension.

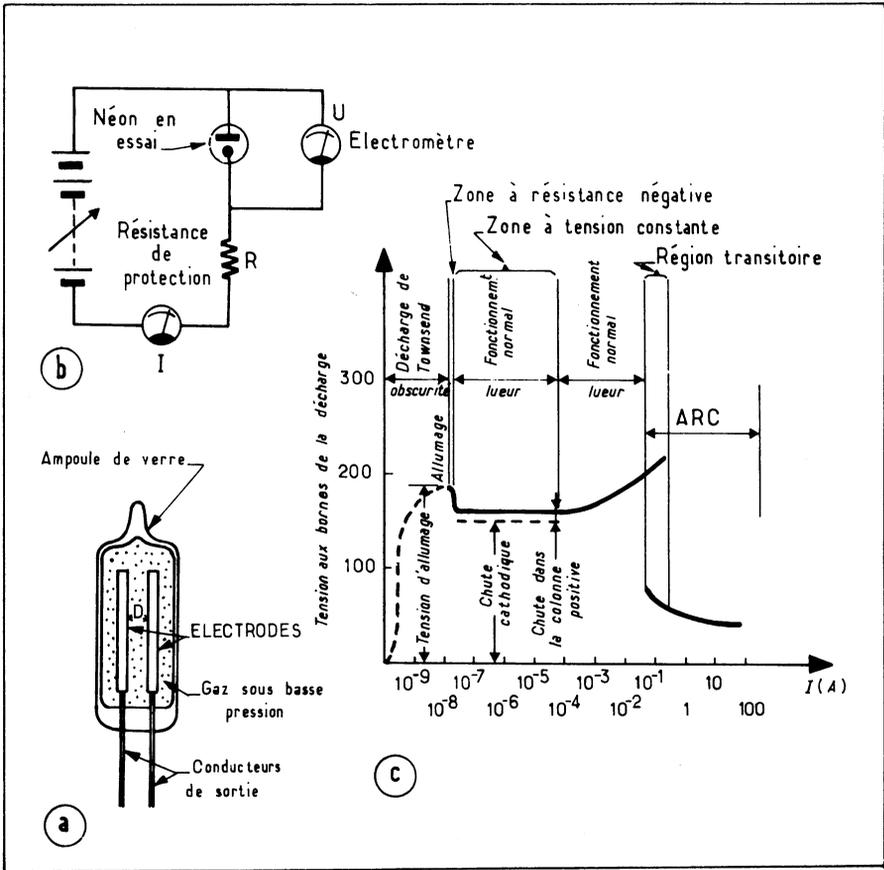


Fig. IV-36. — La caractéristique $V = f(I)$ d'un tube au néon présente une zone à tension pratiquement constante dans une gamme relativement importante de courant (c). En (a) coupe schématique d'un tel tube et (b) montage d'essai.

Ces tubes sont appelés tubes étalons de tension. Le plus connu est sans doute le 85 A 2 dont nous rappelons ci-après les principales caractéristiques.

Tension moyenne de fonctionnement	V_a	=	85 Volts
Tension stabilisée ($I_a = 5,5$ mA)	$V_{a \text{ min}}$	=	83 Volts
(suivant le tube considéré)	$V_{a \text{ max}}$	=	87 Volts
Plage de régulation (I_a de 1 à 10 mA)	$dV_{a \text{ max}}$	=	4 Volts
Coefficient de température de V_a	k	=	- 2,7 mV/°C
Tension d'amorçage continue	$V_{\text{ign max}}$	=	125 Volts
Variation de V_a dans le temps ($I_a = 5,5$ mA):			

Dans les 300 premières heures d'utilisation

$$V_{a \text{ max}} = 0,3\%$$

Dans les 1000 heures suivantes

$$V_{a \text{ max}} = 0,2\%$$

Pendant un laps de temps réduit (100 h

max) après les 300 premières heures. $V_{a \text{ max}} = 0,1\%$.

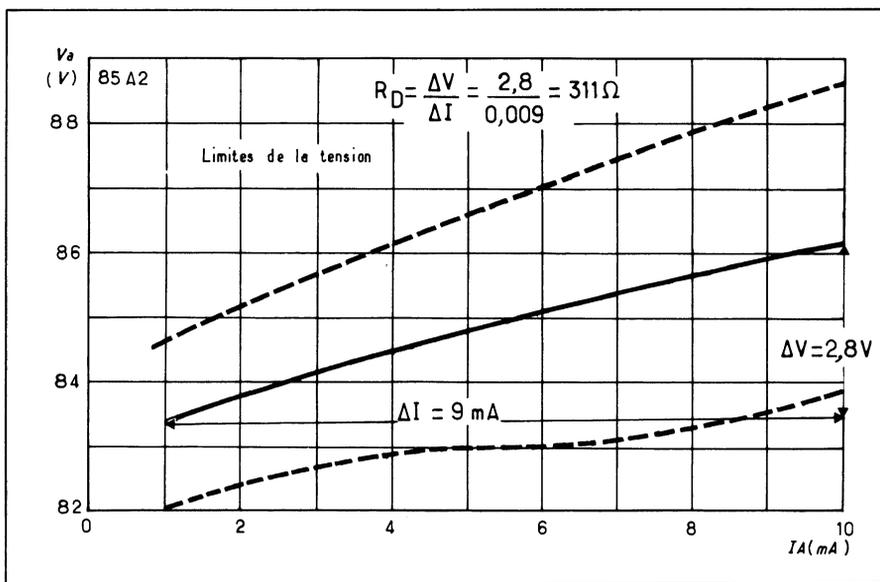


Fig. IV-37. — La résistance dynamique d'un tube étalon de tension 85 A 2 est comparable à celle d'une diode de Zener prévue pour la même tension.

On peut remarquer que ces caractéristiques sont comparables avec celles des diodes de Zener classiques (fig. IV-37).

Inconvénients des tubes stabilisateurs au néon :

1°) en premier lieu leur fragilité mécanique comparée à la robustesse des éléments semiconducteurs.

2°) Leur tension de bruit un peu plus élevée $60 \mu V$ environ pour un 85 A 2. Bruit beaucoup moins aisé à filtrer que celui engendré par une diode de Zener à cause de la caractéristique du tube qui comporte une zone à résistance négative, d'où risque d'entrée en oscillation de relaxation si l'on s'avisait de vouloir filtrer au moyen d'un condensateur monté directement en parallèle avec le tube.

3°) Il a été remarqué que certains tubes présentent une tendance à des légers sauts de tension sporadiques ; inconvénient qui peut être rédhibitoire lorsqu'un très haut degré de stabilisation est recherché.

Nous ne l'avons pas encore précisé mais il semble que les tubes stabilisateurs au néon s'emploient selon un montage analogue à celui mettant en œuvre des diodes de Zener (fig. IV-38). Comme ces dernières ils peuvent être montés en série pour obtenir une tension de référence plus élevée ou des références multiples. Pareillement, on en améliore les performances en les alimentant à travers un générateur de courant constant (fig. IV-38-b) ou en faisant précéder le tube étalon de tension par un étage de préréglage (f).

En conclusion, si nous avons personnellement créé une source de référence de tension à hautes performances nous n'hésiterions pas à utiliser dix diodes de Zener 8,2 Volts de préférence à un tube 85 A 2. Par contre c'est ce dernier que nous choisirions pour un montage de performances moyennes.

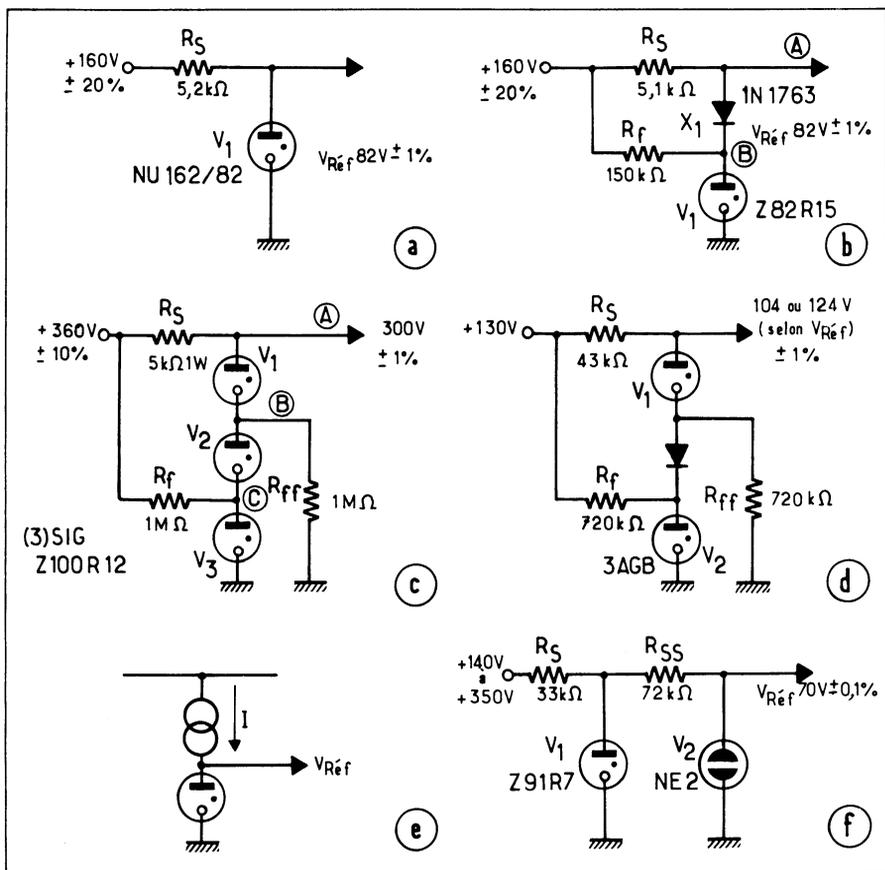


Fig. IV-38. — Quelques schémas classiques d'utilisation des tubes stabilisateurs au néon (a) Montage simple courant (b) une résistance séparée d'amorçage du tube peut être utilisée (c et d) montage de plusieurs tubes en série pour obtenir une tension de sortie plus élevée; des résistances d'amorçage peuvent être prévues pour chaque tube avec ou sans diode d'isolement. Une meilleure stabilité peut être obtenue soit en alimentant le tube à courant constant (e) ou en le faisant précéder d'un étage de préstabilisation.

AUTRES DISPOSITIFS DE STABILISATION UTILISABLES POUR RÉALISER DES RÉFÉRENCES DE TENSION

Si la place ne nous était mesurée nous aimerions également entretenir les lecteurs, d'autre dispositifs capables de fournir des tensions de référence continues ou alternatives: contentons-nous de les énumérer:

Pour tensions continues seules (haute et très haute tension): les tubes à effet corona.

Pour tensions continues et/ou alternatives: montages mettant en œuvre des résistances non linéaires (thermistances à coefficient de température positif ou négatif varistances: résistances variables avec la tension (V.D.R. et varistances à l'oxyde de zinc) montages à contre-réaction optoélectronique etc...

Pour permettre au lecteur de combler cette lacune nous donnons en bibliographie quelques titres de textes consacrés à ces sujets.

ÉTALONS PRIMAIRES DE TENSION

Nous avons pu constater qu'il est actuellement possible d'obtenir des sources de référence de tension continue à très haute précision et à stabilité élevée. Toutefois c'est toujours, à notre connaissance la pile étalon de Weston qui reste l'étalon primaire de tension. Nous en rappelons la coupe schématique à la figure IV-39.

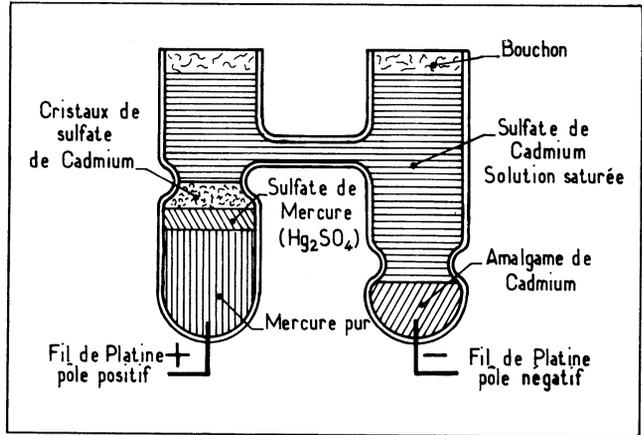


Fig. IV-39. — Coupe schématique de la pile étalon de Weston.

On se souvient qu'elle développe à vide une force électromotrice de 1,01864 Volts à la température ambiante de 20°C. Pour de faibles écarts de température autour de cette valeur de référence la force électromotrice est donnée par la formule

$$E = 1,01864 - 4(t - 20) / 10^5 \quad (1)$$

Pour des écarts importants de température c'est la formule plus précise suivante qui doit être employée :

$$E = 1,01864 - 0,000\,040\,6(t - 20) - 0,000\,000\,95(t - 20)^2 + 0,000\,000\,01(t - 20)^3$$

La pile étalon de Weston, présente dans le temps une dérive de plusieurs microvolts par an ce qui, ajouté à son coefficient de température relativement élevé est devenu une instabilité inacceptable pour les besoins de la métrologie moderne. C'est pourquoi il a été effectué des recherches dans le but de créer un étalon primaire de tension plus stable. Il a été réalisé sous la forme d'un dispositif basé sur l'effet Josephson. Une jonction plomb — oxyde de plomb — plomb maintenue à très basse température (20°K = - 253°C), soumise à un champ électromagnétique à ultra haute fréquence (8,2 à 12,4 GHz) et parcourue par un courant de polarisation approprié développe à ses bornes une tension continue liée à la fréquence du champ d'excitation par un coefficient de proportionnalité fixe. On est ainsi parvenu à créer au Bureau International des Poids et Mesures un étalon primaire de tension dont la précision dépasse 10⁻⁷. La stabilité étant liée à celle de la fréquence est de l'ordre de 10⁻⁷ par an.

(1) Les caractéristiques de la pile étalon de Weston modèle W. 6 fabriquée par A.O.I.P. et certifiée par le Laboratoire Central des Industries Electriques (L.C.I.E.) sont les suivantes :

F.e.m. à 20°C: 1,01854 à 1,01873 selon les échantillons (Valeur pouvant être donnée par le constructeur à ± 1 μV

Coefficient de température: - 40 μV/°C

Stabilité à long terme: ± 2 μV par an.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Sur les Diodes de Zener :

- Silicon Zener Diodes Handbook — Publication Motorola — 1959.
- Zener Diode Handbook — Publication International Rectifier C° — 1961.
- Diodes Zener : « Pense-Bête » *Electronique Professionnelle* — 1 Juillet 71.
- Design Consideration and Performance of Motorola Temperature Compensated Zener Reference Diodes — C. Kent WALTER et Ronald N. RACINO — Note d'application AN — 437 Motorola. Publication non datée.
- Le Bruit dans les diodes de Zener — R. DAMAYE — *Toute l'Electronique* — Novembre 1967.
- Les Diodes de Zener et leurs applications — Bulletin d'application R.T.C. N° X — 1964.
- Zeta : A Proposed Regulation Factor for Zener Diodes — John L. HAYNES — E.D.N. — Mai 1969.
- Comment varie la tension d'une diode de Zener — J.M. PETER et J.L. DOMENACH — *Electricité et Electronique Moderne* — Octobre 1971.
- Reference Voltage Can Be Varied and Optimum Zener Current Maintained — Horace T. JONES — *Electronics Design* — 25 Octobre 1974.
- Variable Voltage Source Has Independently Adjustable T.C. — Nathan O.SOKAL — *Electronics* — 13 Juin 1974.
- L.E.D. Used as Voltage Reference Provide Self Compensating Temps Coefficient — *Electronic Design* — 15 Février 1975.
- Voltage Regulator Bridges between i.C.'s and Zener — John MAXWELL — E.D.N. 5 Septembre 1977.

Sources de référence de tension intégrées :

- Programme Zener Application — R.L. STARLIPER — *Electronics World* — Juin 1971.
- On — Chip Heater Helps to Stabilize Monolithic Reference Zener — Robert C. DOBKIN — *Electronics* — 16 Septembre 1976.
- A Low Voltage Breakdown Diode — Note d'application TP — 5 — 1969 — Publication National Semiconductor.
- 10 Volts (± 1 mV) References. Low Cost Hybrids Have 5 ppm/°C Stability — *Analog Dialog* — Publication Analog Devices 10 - 1 (1976).
- Applications of AD 580 — Walter B. JUNG — *Analog Dialog* 9 - 2 (1975).
- Voltage References determine Accuracy — Walter G. JUNG — *Electronic Design* — 2 Août 77.

« Appliquons la Loi d'Ohm » :

- Stabilisateur bipolaire de courant — A.I. CHICHKOV — *L'Onde Electrique* — Mars 1973.
- Régulation d'une tension par transistor à effet de champ — *Toute l'Electronique* (d'après *Wireless World* : *Revue de Presse*) — Mars 1974.
- Les Oscillateurs — R. DAMAYE — E.T.S.F. 1974.
- Notes d'application National Semiconductor sur les Amplificateurs Opérationnels.

Tubes au néon et Effet Corona :

- Optoélectronique — R. DAMAYE — Editions Radio — 1970.
- Miniature Neon Lamp, Elements of Electronic Versatility — Publication Clow Light Corporation — Par William C. MILLER — 1972.
- Notes d'application des tubes Corotron — Publication Victoreen — Représenté par Radio Télévision Française — 73 Ave de Neuilly - Neuilly.

Résistances non linéaires :

- Small Lamp Bridge Regulates Line Voltage — Dunford KELLY — *Electronics Designers Casebook*.
- Défense et illustration de la mode à chauffage direct — R. DAMAYE — *Radio Constructeur* - Février 1963.
- Notes d'application des Ets : Carbone Lorraine, L.C.C., R.T.C. Siemens, etc...

Effet Josephson :

- The Josephson Effect Standard of Electromotive Force — J.T. WITT — *L'Onde Electrique* — Vol. 55 N° 10 - 1975.

Tour d'horizon sur les références de tension :

- Don't bypass the voltage reference that best suits your needs — Jim WILLIAMS — E.D.N. — Octobre 1977 - pp. 53 à 57.

CHAPITRE V

STABILISATION DE TENSION

Au chapitre III nous avons établi un distinguo entre régulation et stabilisation : le premier terme impliquant nécessairement dans notre esprit un dispositif comportant une contre-réaction. C'est donc bien de Stabilisation que nous parlerons ici, c'est-à-dire de circuits destinés à maintenir la tension aussi constante que possible aux bornes d'une charge sans qu'il soit fait appel à un montage à contre-réaction.

On retrouvera dans le présent chapitre certains dispositifs déjà étudiés dans le chapitre consacré aux sources de référence de tension, c'est le cas en particulier des diodes de Zener. Mais nous étions alors penchés plus particulièrement sur les problèmes de précision et de stabilité, alors qu'ici c'est la possibilité de fournir un certain débit à une charge qui nous préoccupe.

Dans quels cas utilise-t-on au montage un stabilisateur? Toutes les fois que l'on désire alimenter une charge sous une tension relativement constante sans qu'une très haute précision ou une stabilité élevée ne soient nécessaires. Les montages stabilisateurs sont donc des dispositifs simples et économiques capables de maintenir la tension aux bornes de la charge aussi constante que possible dans des limites raisonnables — de l'ordre de 1 ou 2 % — lorsque la tension d'alimentation et/ou le débit varient dans d'importantes proportions.

Ce chapitre comportera deux grandes parties d'inégale importance :

- Les montages stabilisateurs utilisables seulement en tension continue
- Ceux applicables indifféremment aux deux types de tensions.

Un autre emploi des montages stabilisateurs est la préstabilisation avant régulation : de manière à faire travailler le régulateur dans de meilleures conditions, on l'alimente à partir d'une source préstabilisée. Nous en verrons quelques exemples au cours de ce chapitre.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES D'UN STABILISATEUR (1)

(fig. V-1)

Un montage stabilisateur est caractérisé par un certain nombre de facteurs qui sont ses facteurs de mérite :

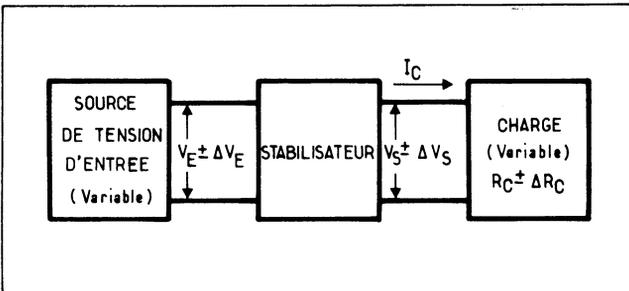


Fig. V-1. — Synoptique d'un montage stabilisateur permettant d'en déterminer les paramètres.

(1) Ces données s'appliquent également aux systèmes régulateurs.

1° Son facteur de stabilisation en fonction de la tension d'entrée (γ) à charge constante :

$$\gamma = \frac{\Delta V_S / V_S}{\Delta V_E / V_E} = \frac{\Delta V_S \cdot V_E}{\Delta V_E \cdot V_S}$$

2° Son facteur de stabilisation en fonction de la charge (σ) à tension d'entrée constante :

$$\sigma = \frac{\Delta V_S / V_S}{\Delta R_C / R_C} = \frac{\Delta V_S \cdot R_C}{\Delta R_C \cdot V_S}$$

3° Sa résistance dynamique de sortie (R_d) à tension d'entrée constante :

$$R_d = \Delta V_S / \Delta I_S$$

4° Son facteur de régulation à charge constante (C_F)

$$C_F = \Delta V_S / \Delta V_E$$

5° Son temps de réponse (τ) à une variation brutale de la tension d'entrée. C'est le temps mis par la tension de sortie pour atteindre 90% de sa valeur nominale lorsqu'on applique à l'entrée un signal échelon unité — c'est-à-dire variant de 0 à V_E en un temps infiniment court (fig. V-2). Généralement négligeable dans les régulateurs à diodes de Zener, cette constante de temps peut atteindre plusieurs secondes (parfois même plusieurs dizaines de secondes) dans certains dispositifs à résistances non-linéaires.

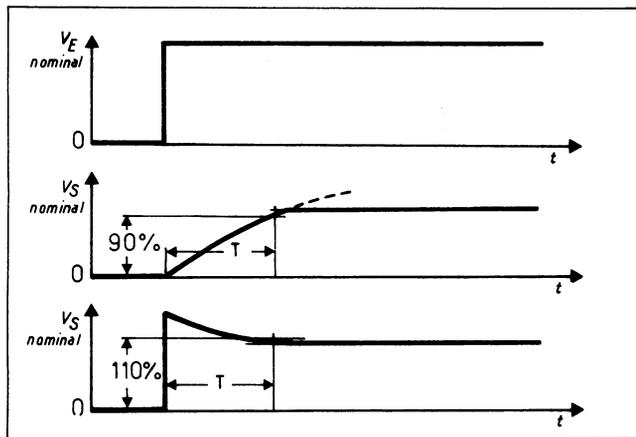


Fig. V-2. — Un montage stabilisateur présente toujours un temps de réponse à un échelon unité. De l'ordre de la microseconde ou moins pour les diodes de Zener cette constante de temps peut atteindre plusieurs secondes dans les dispositifs à résistances non linéaires.

Il y a lieu de noter que dans les cas d'emploi de résistances à coefficient de température négatif la tension de sortie dépasse la valeur de consigne (V_S nominal) à la mise sous tension pour descendre progressivement à cette valeur. Il y a lieu alors de considérer que la constante de temps de réponse est le temps mis pour descendre à 110% de V_S nominal.

STABILISATION DES TENSIONS CONTINUES PAR DIODES DE ZENER ET TUBES AU NÉON (fig. V-3)

Ces deux dispositifs ont déjà été étudiés précédemment nous avons montré comment se calculent les éléments d'un stabilisateur à diodes de Zener. Précisons que ce calcul est exactement le même pour un stabilisateur à tube au néon. Toutefois dans ce second cas on est plus limité dans le choix du tube tant du point de vue de la puissance qu'il est capable de dissiper que de celui de la tension stabilisée (1).

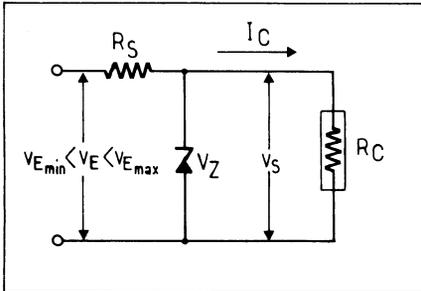


Fig. V-3. — Rappel du schéma de principe d'un stabilisateur à diode de Zener.

Comment déterminer le type du stabilisateur (diode de Zener ou tube au néon) à utiliser en fonction des paramètres imposés : tension d'entrée, tension et courant aux bornes de la charge, températures extrêmes de fonctionnement, etc. ?

Ce qu'il faut déterminer en premier lieu, c'est la puissance dissipée dans le stabilisateur. On se rappelle que la formule générale qui définit cette puissance est :

$$P = \left(\frac{V_{E \max} - V_Z}{R_S} - I_{C \min.} \right) V_Z \quad (2)$$

formule dans laquelle la valeur de la résistance série R_S est donnée, rappelons le par la relation :

$$R_S = (V_{E \min} - V_Z) / 1,1 I_{\max} \quad (3)$$

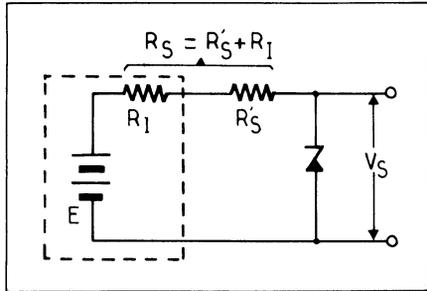
puisqu'on se souvient qu'il est généralement admis comme fait d'expérience que pour obtenir une bonne stabilisation il faut que le courant dans l'élément stabilisateur soit au moins égal au dixième de celui dans la charge. On en déduit donc que dans le cas particulier d'une tension d'entrée relativement constante et une charge variable entre 0 et $I_{C \max}$, l'élément stabilisateur devra être capable d'absorber à charge nulle 110% du courant maximal dans la charge.

(1) Il y a cependant une différence entre un tube à décharge et une diode de Zener : c'est la tension d'amorçage qui est supérieure à la tension d'arc dans un tube à décharge, ce qui impose une tension minimale d'entrée supérieure à la tension d'amorçage.

(2) Naturellement dans le cas d'un stabilisateur au néon on remplacera V_Z par $V_{\text{néon}}$.

(3) Il est bon de rappeler que lorsque la résistance interne de la source n'est pas négligeable, et c'est le cas des alimentations de faible puissance alimentées par le secteur à travers un petit transformateur, cette résistance interne de source R_i participe de la valeur de R_S . La valeur de la résistance « physique » R'_S sera donc égale à la valeur calculée R_S moins la résistance de source R_i : $R'_S = R_S - R_i$ (fig. V-4). Il arrive même que R_i soit suffisamment grande pour qu'il ne soit pas nécessaire d'ajouter R_S .

Fig. V-4. — Il ne faut pas perdre de vue que la valeur de la résistance de limitation R_S comporte également la résistance interne de la source!



La puissance dissipée dans l'élément stabilisateur étant calculée il sera facile de se reporter aux catalogues des constructeurs pour choisir le modèle qui fera l'affaire.

S'il s'agit d'un stabilisateur à tube à gaz, nous avons montré précédemment que l'on est très limité dans ce choix. Dans le cas où la puissance nécessaire est supérieure à celle que les types standards sont capables de dissiper on pourrait penser à monter deux ou plusieurs tubes en parallèle avec des résistances d'équilibrage en série avec chaque tube. Précisons que c'est là une solution qui ne nous satisfait guère et que nous lui préférons l'emploi de deux ou plusieurs diodes de Zener montées en série.

Dans le cas des diodes de Zener, il ne faut pas oublier que leur tension de Zener peut varier dans des proportions plus ou moins importantes avec la température de la jonction. Il y aura donc lieu :

- de prévoir éventuellement un modèle légèrement surdimensionné dans les cas où les paramètres de tension d'entrée et/ou de charge sont variables dans de grandes proportions, de manière que la puissance maximale dissipée ne soit jamais atteinte et que la température de la jonction ne varie pas trop.

- de tenir compte également dans le choix du type retenu des conditions de température ambiante dans lesquelles devra travailler le montage.

- de prévoir si nécessaire un refroidissement par radiateur (et éventuellement par ventilation) de l'élément stabilisateur.

Nous n'insisterons pas davantage sur ces problèmes thermiques qui sont traités dans de nombreux ouvrages auxquels il sera bon de se reporter.

Toutefois nous reproduisons à la figure V-5 un abaque qui nous paraît bien utile puisqu'il permet de déterminer d'un seul coup d'œil le côté d'un radiateur carré simple (sans ailettes) de 2 à 3 mm d'épaisseur.

Nous verrons plus loin que lorsque la puissance devant être dissipée par la diode de Zener semble trop élevée pour permettre l'usage d'un modèle courant, il est souvent plus avantageux d'avoir recours à une diode de petite puissance associée à un ou plusieurs transistors.

Quel que soit le type de stabilisateur (Diode de Zener ou Tube au néon ou même tube à effet corona pour les alimentations stabilisées à haute tension) le calcul de la puissance dissipée dans la résistance R_S est aisé, rappelons en cependant la formule.

$$P_R = \left(\frac{V_{E \max} - V_Z}{R_S} \right) (V_{E \max} - V_Z) = \frac{(V_{E \max} - V_Z)^2}{R_S}$$

Une bonne approximation de cette puissance est également donnée par la formule :

$$P_R = (V_{E \max} - V_Z) \times 1,1 I_{C \max}$$

Il est intéressant de remarquer que les montages stabilisateurs de tension ont également un effet de filtrage de la résiduelle de ronflement très intéressant. Par exemple une diode de Zener dont la résistance dynamique est de 10Ω se comportera vis-à-vis de la composante résiduelle de ronflement à 100 Hz comme un condensateur de $160 \mu F$ et un

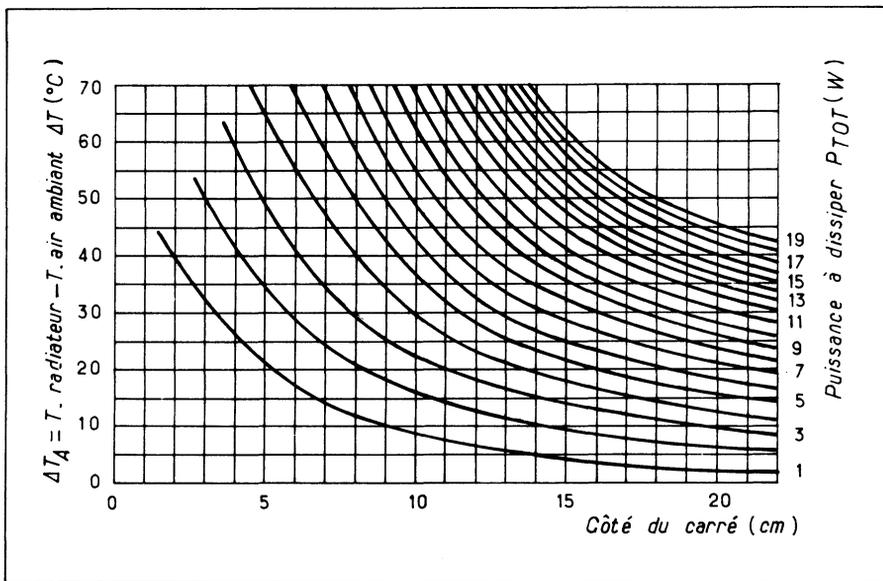


Fig. V-5. — Diagramme simple pour la détermination de la dimension du côté d'un radiateur carré en aluminium pur de 2 à 3 mm d'épaisseur. (D'après un document Siemens).

tube au néon du type 0 B 2 dont la résistance dynamique est de l'ordre de 140 Ω comme un condensateur de 11 μF.

Toutefois ce qui vient d'être dit ne s'applique qu'aux basses fréquences car en fait, dès que la fréquence de la tension appliquée à un élément stabilisateur (diode de Zener ou Néon) croît, les choses ne sont plus aussi simples et l'impédance de source peut être considérée comme un circuit série comportant une résistance, une inductance et une capacité, cette dernière étant placée directement en parallèle avec la charge tandis que la résistance

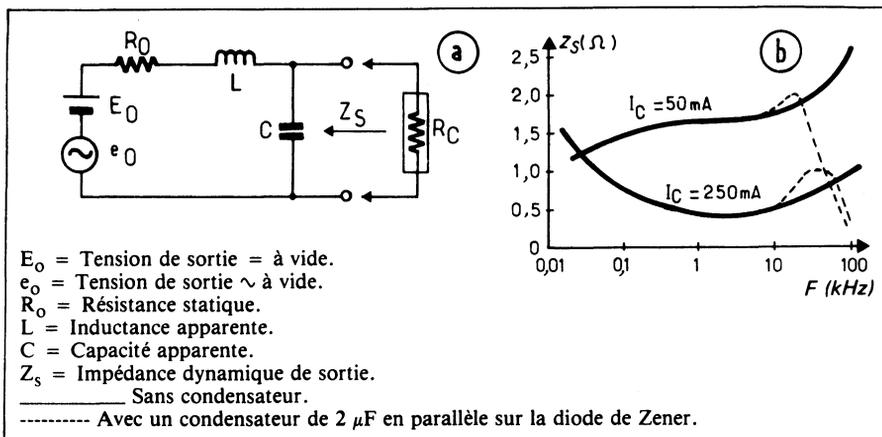


Fig. V-6. — Aux fréquences élevées une diode de Zener présente une inductance et une capacité apparentes qui en modifie le comportement (a). En (b) Courbe de variation de l'impédance d'une diode de Zener en fonction de la fréquence pour deux valeurs différentes du courant dans la charge.

apparente (somme de la résistance dynamique du régulateur, de la résistance série R_S , et de la résistance interne de la source R_G) et l'inductance apparente viennent se placer en série avec la source (fig. V-6-a). Il en résulte une augmentation assez rapide de l'impédance de source pour les fréquences supérieures à 10 kHz dans le cas d'une diode de Zener. La figure V-6-b reproduit la variation de l'impédance de sortie d'un régulateur à diode de Zener en fonction de la fréquence et pour deux valeurs différentes du courant de charge. On remarque qu'un condensateur de $2 \mu\text{F}$ monté en parallèle avec la diode améliore bien les choses aux fréquences élevées, comme on était en droit de s'y attendre.

Est-il nécessaire de préciser, au moment de clore ce paragraphe, que tout ce qui vient d'être écrit s'applique également aux stabilisateurs mettant en œuvre une ou plusieurs diodes à jonction polarisée dans le sens direct. (Voir chapitre IV).

AUGMENTONS LA PUISSANCE DU STABILISATEUR

Il a été dit plus haut que lorsque la puissance à dissiper par une diode de Zener devient prohibitive il est souvent plus intéressant d'avoir recours à une diode de faible puissance associée à un transistor — ou à un ensemble de transistors en montage Darlington — qu'à une diode de puissance plus élevée.

Deux configurations sont possibles: la configuration parallèle et la configuration série.

CONFIGURATION PARALLÈLE

Le schéma en est donné à la figure V-7. Dans ce montage comme dans celui à diode Zener seule il est fait appel à une résistance série R_S dont le mode de calcul est le même que dans les montages précédents. Le courant de base du transistor shunt traverse la diode de Zener et la tension de collecteur s'aligne sur la somme de la tension de Zener de la diode majorée de la chute de tension V_{BE} de la jonction émetteur - base dudit transistor. Sans entrer dans les détails des calculs qui permettent de l'établir, on peut affirmer que, non seulement la puissance commandée par la diode de Zener est considérablement augmentée, mais encore que les facteurs de mérite du montage sont, en gros améliorés d'un facteur β (β : gain en courant du transistor . $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ dans le cas d'un montage Darlington) (1).

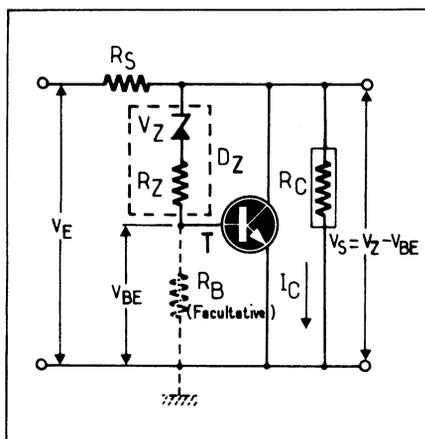


Fig. V-7. — On a tout avantage à remplacer une diode de Zener de puissance par une association Diode de Zener petite puissance — transistor: la résistance dynamique du montage est divisée par le β du transistor. Ce dernier peut, si nécessaire, être remplacé par un Montage Darlington à composants discrets ou monolithique.

Est-il nécessaire de préciser que la puissance dissipée dans le transistor se calcule de la même manière qu'avait été celle dissipée dans la diode de Zener dans le montage simple de la figure V-3 ?

Il est intéressant de noter que cette configuration, si elle présente pour les faibles charges un assez mauvais rendement, puisque le courant qui n'est pas absorbé par la charge l'est par le transistor de stabilisation, offre l'avantage de demander à l'alimentation un courant pratiquement constant, de ce fait les variations de la charge n'influencent pas la tension délivrée par la source si cette dernière présente une résistance interne non négligeable (fig. V-8).

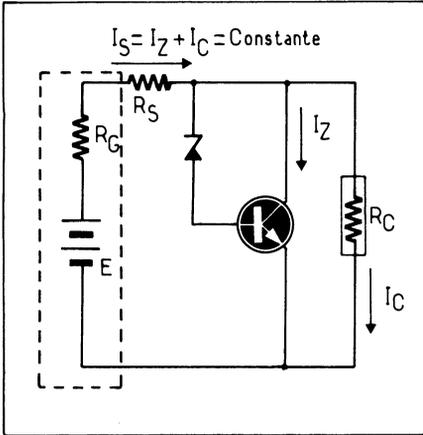


Fig. V-8. — A tension d'entrée constante et charge variable, le courant débité par la source est pratiquement constant. Il en résulte une chute de tension constante dans la résistance interne de cette dernière R_S et par conséquent une bien meilleure stabilisation en fonction de la charge.

Autre avantage de ce montage : les études sur la fiabilité des transistors ont montré que la probabilité de défaut par court-circuit est plus élevée que celle par coupure. Un montage parallèle est donc favorable à la fiabilité des montages puisque le court-circuit d'un transistor stabilisateur shunt conduira au défaut d'alimentation du montage et éliminera le danger de panne en cascade par surtension ou surintensité. Si le fusible de protection du transformateur a été correctement dimensionné, la surintensité ainsi provoquée en entraînera la fusion. Dans le cas contraire, c'est la résistance R_S qui jouera peut-être le rôle de fusible — si elle n'a pas été surdimensionnée. Il y a donc de grandes chances pour que le transformateur et les diodes d'alimentation sortent indemne de l'aventure.

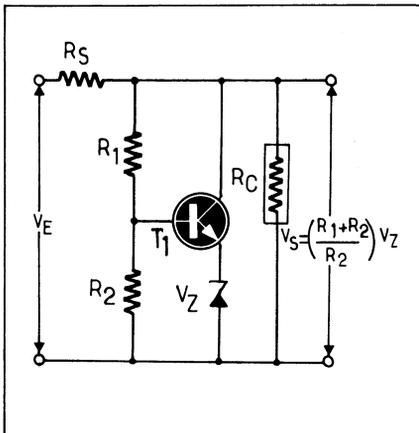


Fig. V-9. — Avec ce montage il est possible d'obtenir une tension de sortie supérieure à celle délivrée par la diode de Zener seule.

Il est possible avec le montage parallèle, d'obtenir des tensions de sortie supérieures à celle fournie par la diode de Zener en ayant recours au schéma de la figure V-9 dans lequel la base du transistor est alimentée par un diviseur de tension $R_1 R_2$ et la diode de Zener montée en série avec l'émetteur du transistor. La tension de sortie est alors déterminée par le rapport de ces deux résistances :

$$V_S = V_Z (R_1 + R_2 / R_2) + V_{BK}$$

En ce qui nous concerne, ce montage, dans lequel la diode de Zener est parcourue par le courant d'émetteur du transistor ne nous paraît pas très avantageux, nous lui préférons une version à composants discrets du schéma du circuit intégré D 13 V que nous avons décrit au chapitre IV.

EXEMPLE DE CALCUL

Soit à alimenter un récepteur à transistors équipé d'un étage de sortie en push — pull classe B dont la consommation varie entre 20 et 150 mA sous 6 Volts à partir d'un réseau alternatif dont la tension peut varier de $\pm 20\%$.

En utilisant un transformateur fournissant 2×8 Volts efficaces suivi d'un redressement double alternance avec filtrage par condensateur en tête nous disposerons à l'entrée du stabilisateur d'une tension comprise entre 8,35 Volts et 12,87 Volts (1).

Pour obtenir la tension requise il nous faut trouver une diode de Zener dont la tension nominale soit de 6 Volts — 0,6 (V_{BE} du transistor) soit 5,4 Volts.

Nous choisirons l'une des deux valeurs normalisées les plus proches : soit 5,1 Volts soit 5,6 Volts selon que nous admettrons que le récepteur soit sous — ou bien sur — alimenté. Dans la plupart des cas cela lui est indifférent ; ce que nous recherchons c'est surtout une bonne stabilité de la tension d'alimentation qui assurera une bonne stabilité dans la réception des ondes courtes. Prenons une diode de Zener 5,6 Volts nous aurons donc une tension nominale de sortie de 6,2 Volts. Une BZX 55 C 5V6 fera l'affaire.

Nous sommes maintenant en mesure de calculer la valeur de la résistance R_S .

$$R_S = (V_{E \min} - V_S) / 1,1 I_{C \max} = (8,35 \text{ V} - 6,2 \text{ V}) / 1,1 \times 0,15 \text{ A} = 14,33 \Omega$$

La valeur normalisée la plus proche est 15Ω (2). La puissance dissipée dans cette résistance sera

$$P_R = (V_{E \max} - V_S)^2 / R_S = (12,87 \text{ V} - 6,2 \text{ V})^2 / 15 \Omega = 2,96 \text{ W}$$

Un modèle bobiné 3 à 4 W conviendra.

Calculons la puissance dissipée dans le transistor associé à la diode de Zener :

$$\begin{aligned} P_{Tr} &= \left(\frac{V_{E \max} - V_S}{R_S} - I_{C \min} \right) V_S \\ &= \left(\frac{12,87 \text{ V} - 6,2 \text{ V}}{15 \Omega} - 0,02 \right) \times 6,2 \text{ V} = 2,63 \text{ W} \end{aligned}$$

Un modèle du genre 2 N 3053 capable de dissiper — à condition d'être muni d'un radiateur *ad hoc* — une puissance de 5 W avec un courant maximal de 0,7 A fera tout à fait l'affaire.

(1) Soit respectivement : $[(8 \text{ V} - 20\%) \sqrt{2}] - 0,7 \text{ V}$ et $[(8 \text{ V} + 20\%) \sqrt{2}] - 0,7 \text{ V}$. $0,7 \text{ V} = V_D$ chute de tension dans les diodes de redressement.

(2) Compte-tenu de la résistance interne du transformateur que nous ne connaissons pas a priori mais qui peut toujours être mesurée, une valeur de 10Ω ou peut-être moins sera peut-être suffisante.

Il est une méthode simple et économique pour obtenir une tension redressée stabilisée : utiliser les diodes de Zener « dans les deux sens » : dans le sens passant pour redresser et dans le sens inverse pour écrêter la tension alternative appliquée au redresseur. Dans un montage redresseur en pont il suffit de remplacer deux des diodes redresseuses par des Zener et dans un montage va et vient d'utiliser simplement des Zener comme redresseuses. Ce type de montage n'étant intéressant que pour des alimentations de faible puissance (10 à 15 V.A. au plus) la résistance interne du transfo est souvent suffisante pour limiter le courant dans les diodes de Zener.

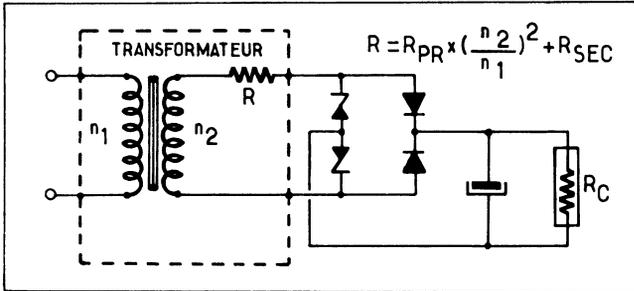


Fig. V-10. — Dans un montage à faible puissance (inférieure à 15 watts) on peut s'arranger pour que la résistance interne du transformateur serve de résistance de limitation.

CONFIGURATION SÉRIE (fig. V-11)

Dans ce montage, le transistor auxiliaire est monté en série avec la source, sa base est portée à un potentiel fixé par la diode de Zener alimentée soit directement par ladite source à travers une résistance R_B soit, après pré-régulation, par un premier étage à diode de Zener (fig. V-12).

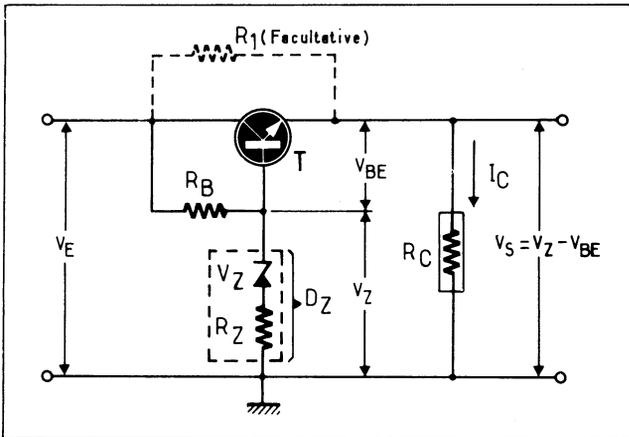


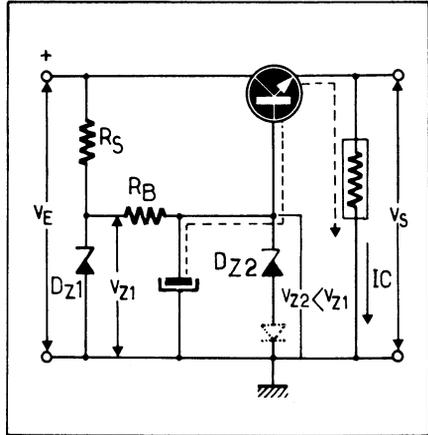
Fig. V-11. — Dans la configuration série, le transistor stabilisateur est parcouru par la totalité du courant dans la charge. La chute de tension V_{EB} se déduit de la tension de Zener de la diode stabilisatrice.

Afin de « soulager » le transistor série, certains auteurs — allemands en particulier — préconisent de placer une résistance en parallèle avec ledit transistor : résistance R_1 de la figure V-11.

Cette disposition ne nous paraît personnellement intéressante que dans les cas où la charge ne varie que dans des proportions restreintes. En effet la formule donnée par son calcul :

$$R_1 = \frac{V_{E \max} + R_i (I_{C \max} - I_{C \min}) - V_S}{0,9 I_{C \min}}$$

Fig. V-12. — *Avantages de la configuration série : il est possible de préstabiliser la tension de Base au moyen d'un premier étage : diode D_{Z1} , d'autre part la valeur du condensateur C placé entre base du transistor et masse est multiplié par le β du transistor. Il en résulte un bien meilleur filtrage.*



dans laquelle R_i : Résistance interne de la source, montre que cette résistance doit laisser passer environ les 9/10 du courant minimal de charge. Si ce courant minimal dans la charge $I_{C \text{ min}}$ est très faible devant la valeur maximale $I_{C \text{ max}}$ le gain apporté par la résistance shunt devient illusoire.

Comme nous l'avons fait pour le montage parallèle nous n'insisterons pas sur l'amélioration des caractéristiques apportées par ce montage, priant le lecteur intéressé de se reporter à l'annexe en fin de chapitre où sont reproduites les formules qui permettent de les apprécier.

Dans cette configuration, dans laquelle le transistor est en fait monté en collecteur commun, la tension de sortie V_S est égale à la tension de Zener de la diode de Zener V_Z moins la chute de tension émetteur-base V_{BE} du transistor

$$V_S = V_Z - V_{BE}$$

En prélevant la tension de base du transistor aux bornes d'un potentiomètre placé en parallèle sur la diode de zener, ce montage permet d'obtenir des tensions de sortie comprises entre 0 Volt et $V_Z - V_{BE}$ (fig. V-13).

D'un bien meilleur rendement aux faibles charges, puisque le transistor auxiliaire est parcouru par le même courant que la charge, ce montage alimenté par une source de

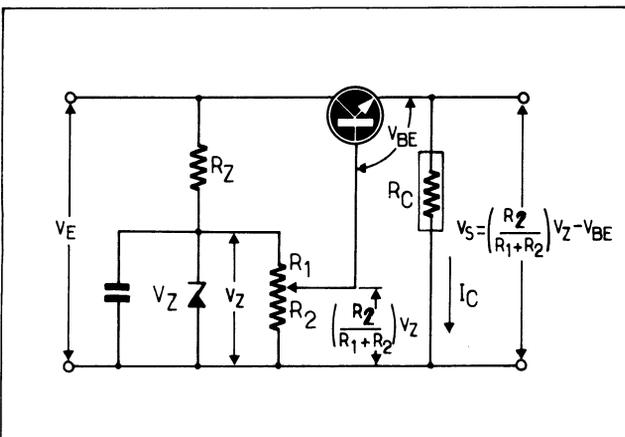


Fig. V-13. — *Une tension de sortie ajustable entre 0 et $V_Z - V_{BE}$ peut être obtenue en sortie du montage à transistor série en alimentant la base dudit transistor à partir d'un potentiomètre monté en parallèle sur la diode stabilisatrice.*

résistance interne non négligeable fournira une moins bonne stabilisation en fonction de la charge puisque les variations du courant dans cette dernière seront intégralement appliquées à la source.

Par contre, avantage non négligeable, si l'on shunte la diode de Zener par un condensateur, la valeur de ce dernier se trouve multipliée par le β du transistor ce qui améliore considérablement le filtrage (Voir chap. II : Filtrage électronique) (1).

En contrepartie, les défauts par court-circuit du transistor étant plus probables que ceux par coupure, un tel défaut entraînera une surtension aux bornes des circuits alimentés ce qui pourra parfois être cause de pannes en cascade, d'autant plus que le courant ne sera pas limité comme dans le montage shunt par la résistance R_S .

Autre défaut de la configuration série : une plus grande influence de la température :

— Dans le montage shunt le V_{BE} du transistor s'ajoute à la tension de Zener V_Z dont les variations en fonction de la température sont le plus souvent de signe contraire à celles de V_{BE} (ΔV_Z généralement positif et ΔV_{BE} toujours négatif) il en résulte une certaine compensation, surtout si l'on couple thermiquement ces deux composants sur un même radiateur.

— Dans le montage série, la tension V_{BE} se retranchant de V_Z c'est l'inverse qui se produit : les variations de ces deux tensions en fonction de la température s'additionnent :

$$(V_Z + \Delta V_Z) - (V_{BE} - \Delta V_{BE}) = V_Z - V_{BE} + \Delta V_Z + \Delta V_{BE}$$

Si la diode de Zener utilisée est à très faible coefficient de température (Zener compensée en température ou bien fonctionnant avec le courant pour lequel le coefficient de température est quasi - nul) il sera bon de compenser celui de la jonction base-émetteur du transistor au moyen d'une diode montée en direct avec la Zener. En pointillé sur la figure V-12.

EXEMPLE DE CALCUL

Reprenons l'exemple précédent : alimenter le même récepteur sous 6 Volts avec un débit pouvant varier entre 20 et 150 mA.

Nous avons déjà calculé les tensions à l'entrée du stabilisateur : 8,35 à 12,87 Volts.

Le V_{BE} du transistor se retranchant de la tension de Zener V_Z cette dernière devra donc être de $6 \text{ V} + V_{BE} = 6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 6,6 \text{ V}$. La valeur normalisée la plus proche est 6,8 Volts nous aurons donc une tension nominale de sortie de 6,2 Volts comme dans l'exemple précédent. Nous choisissons une diode BZX 55 C 6V8.

Nous pouvons calculer la puissance maximale dissipée par le transistor :

$$P_{TR} = (V_{E \text{ max}} - V_S) I_{C \text{ max}} = (12,87 \text{ V} - 6,2 \text{ V}) \times 0,15 \text{ A} = 1 \text{ W environ}$$

Muni d'un radiateur suffisant, le 2 N 1613 est capable de dissiper 3 W c'est vers ce transistor que se porte notre choix. Son gain en courant minimal pour un courant de collecteur de 150 mA est de l'ordre de 40. Il faudra donc lui fournir un courant minimal de base (pour $V_{E \text{ min}}$) de $150 / 40 = 3,75 \text{ mA}$.

Il n'est pas question ici de faire parcourir la diode de Zener par le dixième de ce courant, nous placerions le point de fonctionnement trop près du coude pour avoir une bonne stabilité. La tension V_Z de la diode de Zener BZX 55 C 6V8 est spécifiée à 5 mA. Nous décidons donc de lui fournir ces 5 mA pour la tension V_E d'entrée minimale. Nous pouvons donc calculer R_B

$$R_B = (V_{E \text{ min}} - V_Z) / (I_B + I_Z) = (8,35 \text{ V} - 6,8 \text{ V}) / (0,005 \text{ A} + 0,00375 \text{ A}) = 179,4 \Omega$$

(1) *Attention Danger!* Si la constante de temps $C(R_S + R_B)$ était supérieure à celle de décharge des condensateurs de la source d'alimentation, la tension appliquée au collecteur du transistor disparaissant avant celle de la base, la charge serait alimentée, lors de la mise hors tension, par le seul condensateur de base et à travers la jonction base-émetteur du transistor qui n'est pas nécessairement apte à véhiculer un courant suffisant — Ligne en trait interrompu sur la figure V-12 — d'où risque de claquage de la jonction base-émetteur du transistor. Expérience faite à nos dépens ! Il nous a fallu un certain temps pour découvrir la cause des claquages répétés des transistors.

La valeur normalisée la plus proche est 180 Ω.

Précisons que dans le cas où un très fort courant est nécessaire, il est possible d'utiliser non pas un, mais deux ou même trois transistors, en configuration Darlington. C'est alors 2 ou 3 V_{BE} qu'il sera nécessaire d'ajouter à la tension désirée en sortie pour connaître la tension de la diode de Zener. Pour le calcul du courant de base du transistor directement commandé par la diode de Zener il faudrait diviser le courant maximal dans la charge par le produit des h_{FE} des transistors. Pour le reste le calcul est le même.

COMPARAISON ENTRE LES DEUX CONFIGURATIONS

Cette comparaison a déjà en partie été faite au cours des lignes qui précèdent. Nous nous bornons donc à les résumer dans le tableau ci-après complété par les courbes et relevés de valeurs de la figure V-14. Relevés effectués sur deux montages — parallèle (P) et série (S) réalisés avec les mêmes éléments: même diode de Zener et même transistor.

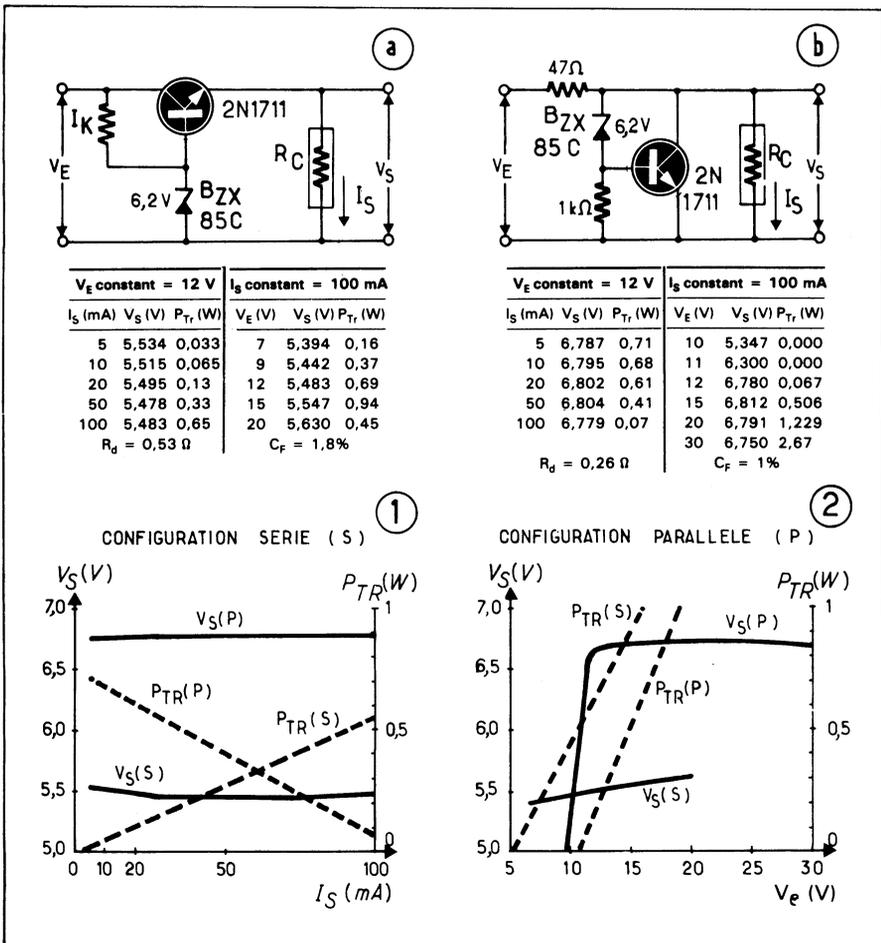


Fig. V-14. — Eléments pour la comparaison des montages stabilisateurs série et parallèle. Les indices (P): parallèle et (S): série, portés sur les courbes (C) et (D) se rapportent évidemment aux configurations correspondantes. Les courbes 1 correspondent au cas où l'on a V_E constant et I_S variable, et les courbes 2 au cas inverse: V_E variable et I_S constant.

Paramètres	Parallèle	Série
Facteur de régulation à charge constante C_F	+ (1)	-
Résistance dynamique de sortie R_d	+	-
Stabilité en fonction de la température	Généralement +	-
Rendement $\eta = P_S / P_E$ (2)	Médiocre aux faibles charges	+ Aux faibles charges
Protection des circuits aval	+	-
Filtrage de la composante alternative		+ C de filtrage multiplié par le β du transistor

(1) + : Meilleur ; - : Moins bon.

(2) P_E puissance appliquée à l'entrée du stabilisateur ; - P_S puissance utile en sortie.

COMBINAISON DES MONTAGES SÉRIE ET PARALLÈLE

Il est possible de combiner les qualités des montages série et parallèle en ayant recours au montage de la figure V-15 dans lequel les transistors T_2 et T_3 constituent un pseudo — push-pull série commandé par la sortie de l'étage — collecteur commun T_1 qui reproduit sur son émetteur la tension de la diode de Zener — compensée en température par les diodes D_1 et D_2 . Les chutes de tension aux bornes de ces diodes compensant également la tension V_{BE} de T_1 et de T_2 — c'est une tension égale à celle de la Zener que l'on retrouve en sortie.

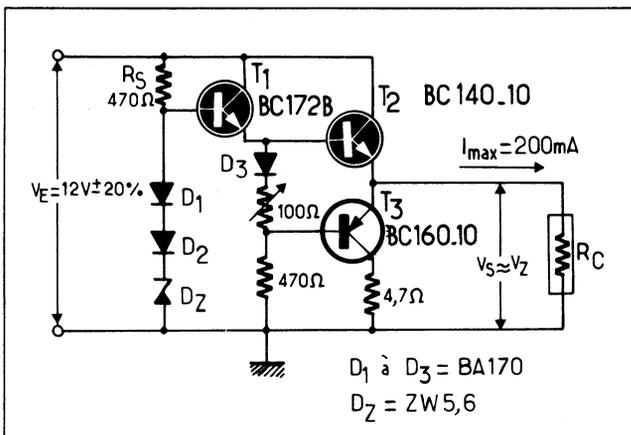


Fig. V-15. — Mettant en œuvre un étage de sortie push-pull série, ce montage combine les avantages des configurations série et parallèle.

Ce montage dont la résistance dynamique de sortie est très faible (20 mΩ) est capable de délivrer un courant de 200 mA avec un facteur de régulation de l'ordre de 50.

DEUX MONTAGES ASTUCIEUX

Nous avons relevé dans la presse technique les deux montages ci-après qui nous ont paru assez « futés » pour mériter d'être présentés ici.

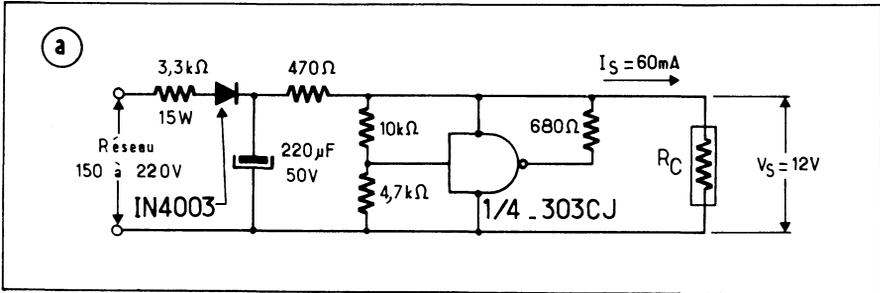
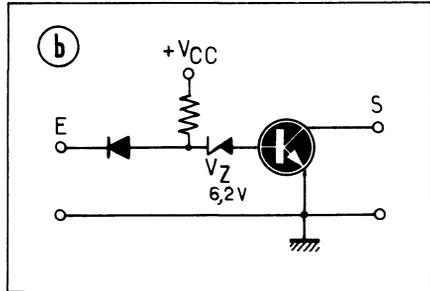


Fig. V-16. — Une porte D.T.L. haut niveau est ici utilisée comme stabilisateur des autres circuits de logique du même type d'un montage directement alimenté par le réseau (a et b).



Le premier (fig. V-16) utilise une porte D.T.L. haut niveau du type 303 CJ (*Almecco*) — dont le schéma de principe (b) montre qu'elle comporte une diode de Zener 6,2 Volts dans le circuit de base — pour stabiliser la tension de l'alimentation sous 12 Volts d'autres circuits de logique du même type jusqu'à concurrence d'un courant de 60 mA. Si l'on examine bien le schéma, on constate qu'il s'agit d'un stabilisateur du type shunt comparable à celui de la figure V-9 (1).

Le second montage (fig. V-17), directement alimenté en alternatif fournit une tension continue égale à celle de la diode de Zener moins la chute de tension dans la jonction cathode-gâchette du thyristor. A la mise sous tension, le condensateur de filtrage en sor-

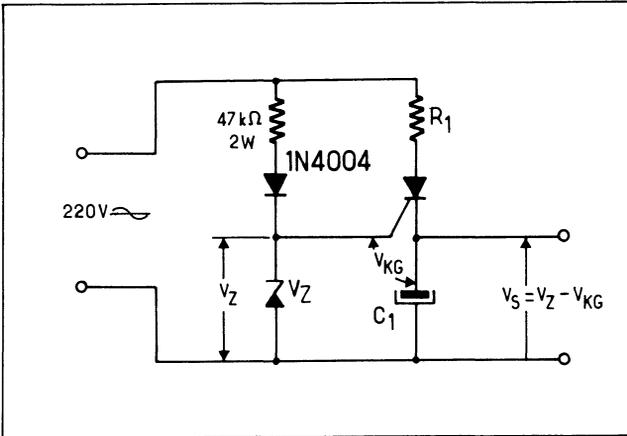


Fig. V-17. — Mettant en œuvre un thyristor à la fois comme redresseur et comme «buffer» pour la diode de Zener, ce montage ne consomme à vide que 5 mA sous 220 V.

(1) Voici un bon moyen de débarrasser de leurs stocks ceux qui comme nous ont progressivement remplacé la D.T.L. haut niveau par de la logique M.O.S. : utiliser les C.I. D.T.L. pour stabiliser la tension d'alimentation des M.O.S.

tie étant déchargé le thyristor, dont la cathode est à un potentiel inférieur à la tension de gachette (égale à V_Z) est conducteur. Le condensateur se charge jusqu'à cette tension moins la chute de tension cathode - gachette puis cesse de conduire jusqu'à ce que la charge ait prélevé sur le condensateur une quantité d'électricité suffisante pour rendre le thyristor à nouveau conducteur. Ce montage présente un petit inconvénient : sa tension de sortie est affectée d'une légère ondulation (quelques dixièmes de volt) à très basse fréquence. Fréquence qui dépend de la valeur de C_1 et du courant demandé en sortie. Ce qui est souvent admissible. Par contre il présente l'avantage de ne consommer qu'un très faible courant en l'absence de charge. Nous le voyons personnellement fort bien utilisé comme préstabilisateur devant un régulateur intégré.

«BLEEDERS» ÉLECTRONIQUES POUR REDRESSEURS AVEC FILTRAGE PAR INDUCTANCE EN TÊTE

Nous avons vu au chapitre II que la tension de sortie d'un montage redresseur avec filtrage par inductance en tête est pratiquement constante en fonction de la charge à par-

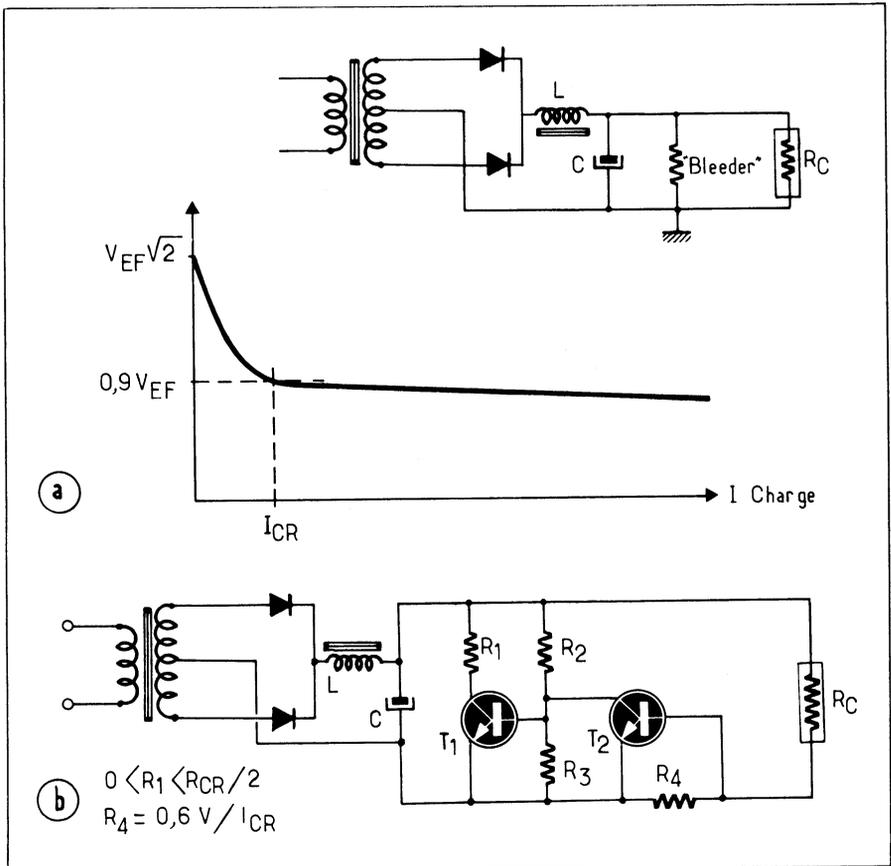


Fig. V-18. — Dans un montage redresseur avec inductance en tête, à partir d'un certain courant critique I_{CR} la tension de sortie varie peu avec la charge (a).

Un transistor T_1 polarisé par le pont $R_2 - R_3$ joue ici le rôle de «bleeder» actif tant que le transistor T_2 n'a pas mesuré aux bornes de sa résistance de base une chute de tension correspondant au courant critique : T_1 se bloque alors progressivement et l'effet bleeder disparaît laissant le courant qui le parcourait disponible pour la charge (b).

tir d'une certaine valeur de la résistance de charge appelée Résistance critique R_{cr} , ce qui impose qu'un tel redresseur soit muni d'une résistance dite « Bleeder » de valeur égale ou légèrement inférieure à R_{cr} (fig. V-18).

Lorsque la valeur de l'inductance de tête de filtre est relativement faible — et c'est ce qui se passe dans les alimentations basse tension — la valeur de R_{cr} est relativement faible et dérive une partie importante du courant fourni par le redresseur. Par exemple avec une inductance de filtrage de 0,1 H (valeur courante pour les redresseurs capables de débiter de 1 à quelques ampères) la valeur de R_{cr} se situe en dessous de 100 Ω , ce qui conduit pour un montage destiné à fournir par exemple 15 Volts, à un courant dans le bleeder de 0,15 A, soit environ 1/6 du courant disponible pour une alimentation 1 A.

Pourquoi donc laisser le bleeder en service lorsque le courant absorbé par la charge devient égal ou supérieur à celui normalement absorbé par la résistance critique ?

Deux montages simples permettent d'éliminer le bleeder dès que le courant consommé par la charge devient suffisant.

Le premier fonctionne en courant (fig. V-18-b). Le transistor T_1 , éventuellement protégé par la résistance de collecteur R_1 , joue le rôle de bleeder actif. Il est polarisé par le pont de résistance R_2, R_3 ajusté de telle manière que T_1 débite juste le courant nécessaire pour maintenir la tension de sortie à vide à la valeur voulue de 0,9 U efficace. Le transistor T_2 lui joue le rôle de capteur : il mesure le courant total consommé par la charge. Tant que la chute de tension provoquée par I_C dans la résistance R_4 est inférieure à 0,6 Volts environ — ou 0,3 Volt si T_2 est un transistor au germanium — T_2 est bloqué. Ce transistor devient progressivement conducteur lorsque I_C croît ce qui entraîne le blocage progressif de T_1 et par conséquent l'élimination du bleeder.

Le second montage fonctionne en tension et son action est beaucoup moins progressive que celle du montage précédent. Tant que la tension aux bornes du montage est inférieure à 0,9 U efficace, la diode de Zener ne conduit pas et le transistor T_1 est bloqué. Ce transistor se sature dès que le courant dans la charge tombe en-dessous de la valeur critique et met ainsi en service la résistance bleeder R_1 . En fait par un choix judicieux de la diode de Zener on peut rendre le fonctionnement de ce montage relativement progressif ainsi que le montre les courbes de la figure V-19-b relevées sur le montage V-19-a.

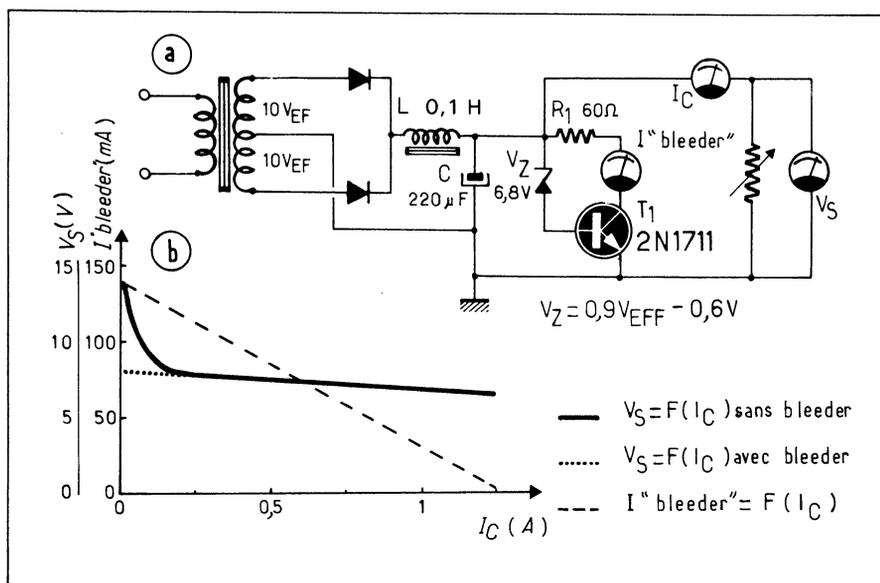


Fig. V-19. — Exemple de bleeder actif shunt (a) et courbes relevées sur le montage (b).

EMPLOI DES DIODES DE ZENER POUR LA STABILISATION DES TENSIONS ALTERNATIVES

Contrairement à ce qui se passe pour les sources de références de tension, lorsque l'on utilise un stabilisateur pour maintenir aussi constante que possible la tension alternative aux bornes d'une charge, le fait que le stabilisateur introduise une distorsion importante au signal de sortie est le plus souvent sans importance. Cette distorsion se traduisant le plus souvent par un écrêtage plus ou moins prononcé du signal il arrive même qu'elle soit favorable: c'est ce qui se passe lorsque, pour obtenir une préstabilisation de la tension continue adressée à un régulateur on effectue le redressement de la tension fournie par le transformateur au moyen d'un pont de diodes comportant deux diodes de Zener.

Dans ce cas, plutôt que de dissiper de l'énergie dans une résistance chutrice on dispose de deux solutions:

— pour les alimentations de faible puissance, la résistance interne du transformateur est souvent suffisamment importante pour qu'il ne soit pas nécessaire d'avoir recours à une résistance extérieure (voir plus haut). Lorsque la résistance du primaire est insuffisante elle peut être complétée par une résistance placée en série dans celui-ci.

— On peut limiter le courant de crête au moyen d'un condensateur monté en série avec le primaire. Le condensateur devra être quant à lui d'un modèle au papier ou à film plastique suffisamment isolé. Ce montage fait appel à la ferrorésonance et demande beaucoup de précautions de la part de l'utilisateur.

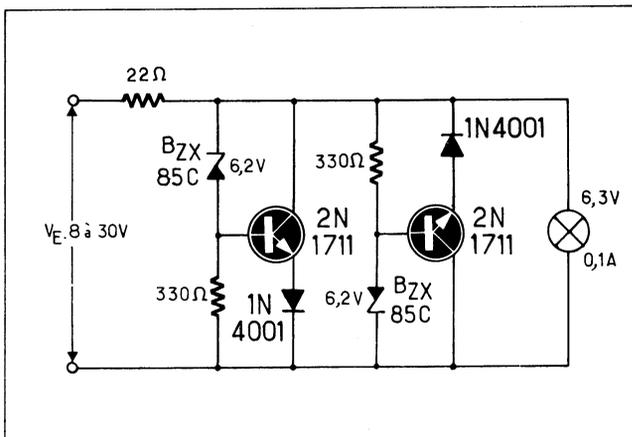
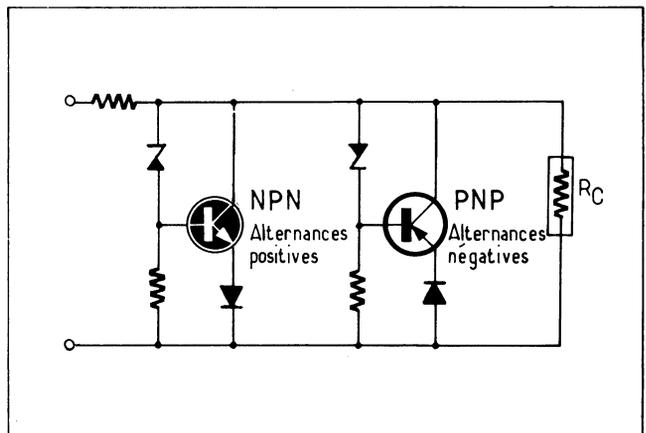


Fig. V-20. — Stabilisateur de tension de crête d'une alimentation en alternatif au moyen de deux circuits à diode de Zener et transistor à transistors montés tête-bêche.

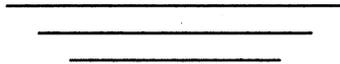
Fig. V-21. — Ce montage équipé de transistors complémentaires est sensiblement équivalent au précédent.



L'idée nous est venue qu'en montant tête-bêche deux stabilisateurs à diode de Zener et transistor analogues à celui de la figure V-7.

Nous pourrions aussi bien stabiliser la tension de crête d'une alimentation en alternatif. C'est ce que nous avons expérimenté avec le schéma de la figure V-20. Pour une tension efficace d'entrée variant entre 8 et 30 Volts l'intensité lumineuse de la lampe à incandescence 6,3 Volts - 100 mA utilisée comme charge ne variait pas dans des proportions importantes pour l'œil. Les diodes montées en série avec les émetteurs des transistors sont destinées à protéger la jonction base-émetteur contre les risques de claquage.

On pourrait envisager de monter en parallèle deux étages équipés de transistors complémentaires (fig. V-21). L'étude de ce schéma montre qu'il ne présente pas d'avantage particulier par rapport au précédent.



Références bibliographiques

- Silicon Zener Diode Handbook - Publication Motorola - 1959.
- International Rectifier Zener Diode Handbook - 1961.
- Applications des Semiconducteurs: Les Diodes de Zener et leurs applications - Cahier N° X - 1964 - Publication R.T.C.
- Diodes régulatrices de tension Zener - Publication R.T.C. - 1967.
- «Pense-bête»: Diodes de Zener R. DUGÉHAULT - Electronique Professionnelle - Juillet 1971.
- Spare I.C. Gate Serves as Regulator - Bob HORN - E.E.E. - Février 1970.
- Demand Power Supply Draws Low Standby Current - George W. MASTER - *Electronic Design* - 13 Septembre 1977.

CHAPITRE VI

LES RÉGULATEURS DE TENSION CONTINUE LINÉAIRES POUR BASSES ET MOYENNES TENSIONS (0 à 1000 VOLTS)

Il est différentes manières pour réguler une tension continue, mais toutes reposent sur un même principe général: celui de tous les automatismes en boucle fermée. Seules changent les modalités d'application de ce principe: fonctionnement « en linéaire » (mettant en œuvre des composants ou sous-ensembles discrets ou bien des régulateurs intégrés monolithiques) ou bien en tout ou rien.

Dans un montage alimenté à partir du secteur l'action du régulateur peut s'appliquer à l'entrée, c'est-à-dire avant redressement, au cours du redressement au moyen de thyristors (redresseurs contrôlés) ou bien enfin à la sortie, c'est-à-dire après redressement.

Dans ce chapitre nous ne nous intéresserons qu'aux régulateurs linéaires agissant après redressement et en linéaire, à l'exclusion de ceux mettant en œuvre les régulateurs intégrés monolithiques.

Nous verrons qu'il est deux manières au moins d'envisager le fonctionnement d'un régulateur linéaire, les ayant étudié l'une et l'autre, nous nous pencherons sur le cas des alimentations dites « bipolaires ».

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE ALIMENTATION RÉGULÉE EN TENSION

Nous reproduisons à la figure VI-1 les deux principaux schémas de principe pour une alimentation régulée en tension. Nous reconnaissons les deux configurations que nous avons trouvées au chapitre des stabilisateurs: la configuration série (a) et la configuration shunt (b). Précisons tout de suite que malgré ses importantes qualités (1) la version shunt est rarement mise en œuvre dans les systèmes d'alimentation classiques vraisemblable-

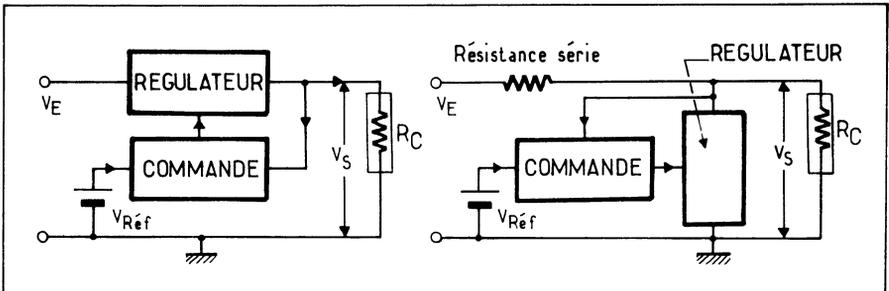


Fig. VI-1. — Un régulateur de tension peut, en principe, mettre en œuvre l'une ou l'autre des deux configurations: (a) série, parallèle (ou shunt).

(1) Voir chapitre « Stabilisation ».

ment à cause de son moins bon rendement énergétique. C'est donc sur la version série que nous établirons les explications qui vont suivre. Explications qui sont immédiatement transposables à la version shunt, du reste.

Une alimentation régulée n'est rien d'autre qu'un dispositif d'asservissement dont la figure VI-2 rappelle le synoptique de principe. La grandeur de sortie — ici la tension V_S — est comparée en permanence à une grandeur d'entrée dite de *commande* ou de *consigne* ou bien encore de *référence* : ici c'est la source de tension de référence V_{REF} . Ce n'est parfois qu'une fraction H V_S de la tension de sortie qui est comparée à V_{REF} mais le principe reste le même. De cette comparaison il résulte un signal d'erreur

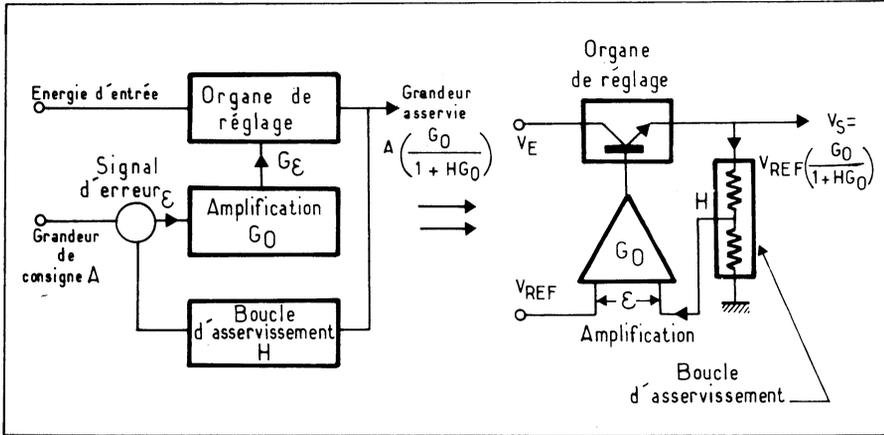


Fig. VI-2. — Un régulateur de tension n'est rien d'autre qu'une application de tout schéma classique d'automatisme.

$$\epsilon = V_{REF} - H.V_S$$

qui, après traitement (le plus souvent amplification) est adressé à un organe de réglage chargé d'effectuer les corrections nécessaires pour maintenir la grandeur de sortie aussi semblable que possible à la grandeur de consigne. Dans une alimentation régulée c'est le — ou les — transistors *ballast* qui remplissent ce rôle.

Le schéma le plus simple d'alimentation régulée est celui de la figure VI-3. Le transistor T_1 est l'organe de réglage (ballast) et le transistor T_2 cumule les fonctions de compa-

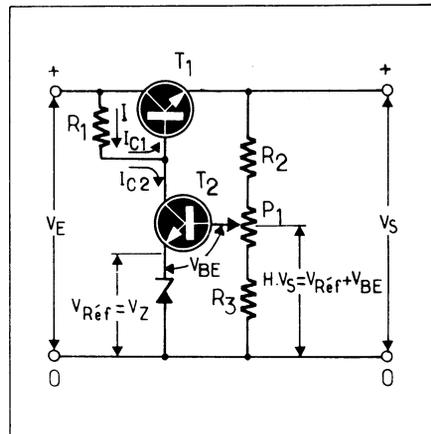


Fig. VI-3. — Le schéma de principe le plus simple de régulateur de tension : le transistor T_1 (ballast) constitue le régulateur. Les fonctions de comparaison et d'amplification sont confiées à T_2 .

raison entre la référence constituée par la diode de Zener V_Z montée en série avec son émetteur et la fraction $H.V_S$ de la tension de sortie prélevée sur le pont de résistances R_2, P_1, R_3 branché en parallèle sur la sortie d'une part et d'amplificateur d'autre part.

Le fonctionnement de ce montage peut être étudié selon différents points de vue. Adoptons en un pour le moment nous en examinerons un autre un peu plus loin.

Le transistor ballast T_1 ne laisse passer le courant nécessaire à la charge que si on lui fournit un certain courant de base :

$$I_{B1} = I_C / h_{21e}$$

Courant qui lui est fourni à partir de la source non régulée à travers la résistance R_1 . Toute augmentation de la tension de sortie V_S se traduira par une augmentation concomitante de la tension d'erreur ϵ appliquée à la base de T_2 , d'où augmentation du courant de collecteur de ce transistor *au détriment du courant de base de T_1* ce qui aura pour effet de ramener la tension de sortie à une valeur plus proche de la valeur de consigne.

On peut donc écrire la variation du courant I_{B1} :

$$\Delta I_{B1} = s \Delta \epsilon$$

— s étant la pente du transistor amplificateur T_2 : $s = h_{21e} / h_{11e}$

A partir de ces données il nous est loisible de calculer l'une des caractéristiques les plus importantes du régulateur : sa résistance dynamique de sortie.

Supposons en principe la source de référence V_{ref} parfaitement stable et, par ailleurs, que les variations de la tension d'entrée sont sans effet sur le gain en courant du transistor T_1 .

Toute variation de la charge conduira à une variation ΔI_C du courant de sortie I_C . Cette variation ne sera possible que si une variation correspondante $\Delta I_{B1} = \Delta I_C / h_{21e}$ est fournie à la base de ce transistor.

Cette variation n'est autre que celle du courant de collecteur de T_2 due à la variation ΔV_{BE} de sa tension d'entrée. Mais puisque la tension d'émetteur égale à V_{Ref} est fixe par construction on peut écrire que :

$$\Delta V_{BE} = \Delta \epsilon = \Delta (H.V_S)$$

La variation ΔV_S de la tension de sortie due à une variation du courant dans la charge ΔI_C a donc pour valeur :

$$\Delta V_S = \Delta I_C (1 / s h_{21e} H)$$

expression d'où l'on peut tirer la résistance dynamique :

$$R_d = \frac{1}{s} \frac{h_{21e} H}{\begin{matrix} \nearrow & \searrow \\ \text{de } T_2 & \text{de } T_1 \end{matrix}}$$

Nous pouvons donc conclure que la résistance dynamique sera d'autant plus faible que les gains des transistors seront plus grands et que le coefficient d'affaiblissement H sera plus près de l'unité ou en d'autres termes que la tension V_S de sortie sera plus voisine de V_{Ref} (1).

(1) Dans un régulateur à tension fixe, on peut obtenir que $\Delta \epsilon \approx \Delta V_S$ (c'est-à-dire éliminer le terme H de cette équation) en remplaçant la résistance R_2 par une diode de Zener dont la tension de Zener sera approximativement égale à $V_S - V_{Ref}$. Un potentiomètre de faible valeur permettant d'ajuster fin de V_S (fig. VI-4).

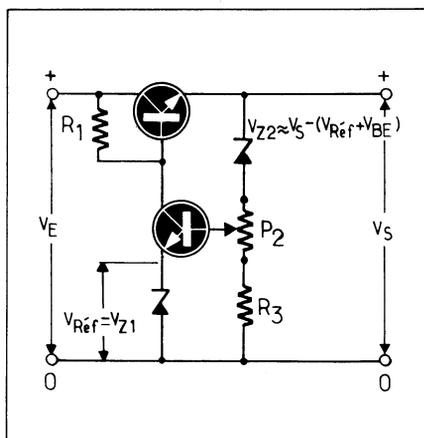


Fig. VI-4. — Si l'on remplace la résistance R_2 de la figure V-3 par une diode de Zener dont la tension de coude est approximativement égale à la différence de la tension de sortie et de celle de référence on obtient un gain supplémentaire.

COMMENT DÉTERMINER LES VALEURS DES ÉLÉMENTS D'UNE ALIMENTATION RÉGULÉE ?

Essayons de le faire ensemble pour un montage devant fournir une tension de sortie de 10 Volts sous 1 A à partir d'une source dont la tension peut varier entre 15 et 20 Volts.

— 1°) Il faut déterminer le type du transistor T_1 :

Lorsque la tension à l'entrée du régulateur et le courant qu'il délivrera seront simultanément maximaux la puissance dissipée dans T_1 sera =

$$\begin{aligned} P &= (V_{E \text{ max}} - V_S) \times I_{C \text{ max}} \\ &= (20 \text{ V} - 10 \text{ V}) \times 1 \text{ A} = 10 \text{ W} \end{aligned}$$

Il faut choisir un modèle capable de dissiper cette puissance avec un courant maximal de collecteur supérieur ou égal à 1 A et un V_{CE} supérieur à 20 V (car la charge comportera sans doute une composante capacitive (découplages par exemples) qui se présentera comme un court-circuit à la mise sous tension).

Bien que les feuilles de caractéristiques fournies par les constructeurs nous laissent l'embarras du choix, nous préférons utiliser un bon vieux 2 N 3055 que nous avons sous la main et qui est bon marché. Il est notablement surdimensionné mais qu'importe.

Il nous faut ici ouvrir une parenthèse : nous nous sommes placé dans cet exemple devant le cas simple où l'on dispose d'un transistor capable à lui seul de supporter et la tension et le courant nécessaire au bon fonctionnement du régulateur mais il n'est pas forcément toujours ainsi. Il se peut que les transistors disponibles présentent soit un courant maximal de collecteur, soit une tension maximale collecteur - émetteur trop faibles. Que faire dans ces deux cas ?

Si c'est le courant maximal de collecteur des transistors qui est trop faible, il est facile d'en monter deux ou plusieurs en parallèle, le montage est bien connu. Toutefois il est une précaution qu'il est indispensable de ne pas oublier : les V_{BE} des transistors pouvant varier d'un échantillon à l'autre de plusieurs dizaines de millivolts il faut égaliser au mieux les courants supportés par les transistors de régulation en introduisant en série avec les émetteurs de petites résistances. Comme les constructeurs donnent rarement les valeurs extrêmes des V_{BE} il n'est guère facile de calculer la valeur à donner à ces résistances ; l'expérience a montré que pour les transistors de puissance moyenne mis en œuvre dans les alimentations régulées cette valeur peut être comprise entre 0,1 et 1 Ω . Moyennant cette précaution il est pratiquement acquis que le courant de sortie de l'alimentation se répartira équitablement entre les transistors (fig. VI-5-a).

Bien que le $V_{CE \text{ Max}}$ et le courant maximal de collecteur du transistor soient suffisants, il se peut que ce soit la puissance maximale qu'il est capable de dissiper qui soit trop

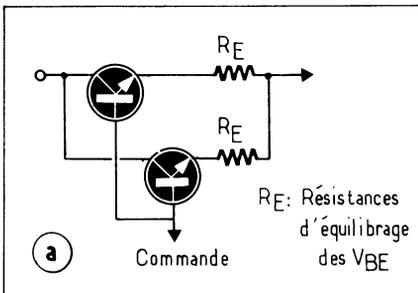
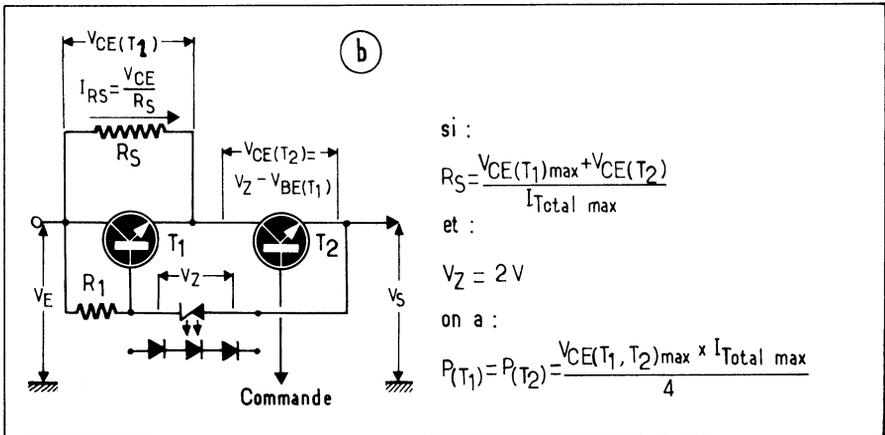


Fig. VI-5. — Lorsque l'on monte deux ou plusieurs transistors en parallèle, il est indispensable de monter en série avec les émetteurs des résistances d'équilibrage des V_{BE} (a). Une autre méthode pour répartir entre les transistors la puissance dissipée par l'étage de régulation : les monter en série en maintenant un V_{CE} constant de quelque 2 à 3 Volts aux bornes de l'un d'entre eux, et en soulageant l'autre au moyen d'une résistance shunt (b).



faible. Le montage à mettre en œuvre est alors celui reproduit à la figure VI-5-b. Le transistor T_1 est shunté par une résistance R_S capable de laisser passer une fraction importante du courant qui devra être délivré par le montage. Sa base est ramenée à la tension de sortie régulée à travers une diode de Zener ou un ensemble de diodes en direct alimentées à partir de la tension non régulée à travers la résistance R_1 . Le transistor T_2 est quant à lui commandé par la sortie de l'amplificateur - comparateur. On conçoit que la tension aux bornes de T_2 va rester constante et égale à la tension de Zener de la diode moins le V_{BE} de T_1 quelle que soit la tension de sortie. En ce qui concerne T_1 c'est la tension V_{CE} à ses bornes qui va varier puisque sa base est fixée à la tension de sortie V_S moins la tension de la diode de Zener mais le courant qui le traverse varie en fonction de la tension à ses bornes car une fraction du courant total proportionnelle à V_{CE} va traverser la résistance shunt R_S . Pour un choix judicieux des éléments du montage les puissances dissipées par les deux transistors vont s'équilibrer à une valeur égale à un quart de la puissance totale dissipée par le régulateur les deux quarts restant étant dissipés dans la résistance R_S . Autre avantage du montage : le transistor T_1 joue en même temps le rôle de préstabilisateur : puisque sa base est ramenée à la tension régulée en sortie la tension recueillie sur son émetteur est, pour un réglage donné de V_S , pratiquement constante.

Si c'est le $V_{CE\ Max}$ du transistor disponible qui est insuffisant, la solution consiste à monter deux ou plusieurs transistors en série selon le schéma de la figure VI-6-a sur laquelle on peut remarquer qu'un diviseur résistif est prévu pour répartir les tensions de base des divers transistors. On trouvera en (b) sur la même figure un schéma proposé par les laboratoires d'application Siemens et qui met en œuvre quatre transistors (T_4 à T_7) ainsi montés en série. Ils sont associés selon une configuration dérivée du montage Darlington au transistor T_3 pour en augmenter le gain en courant. Bien que des transistors capables de supporter des V_{CE} de plusieurs centaines de volts soient actuellement disponibles sur le marché cette configuration présente cependant un certain intérêt du fait que la puissance dissipée par le régulateur est répartie entre plusieurs transistors.

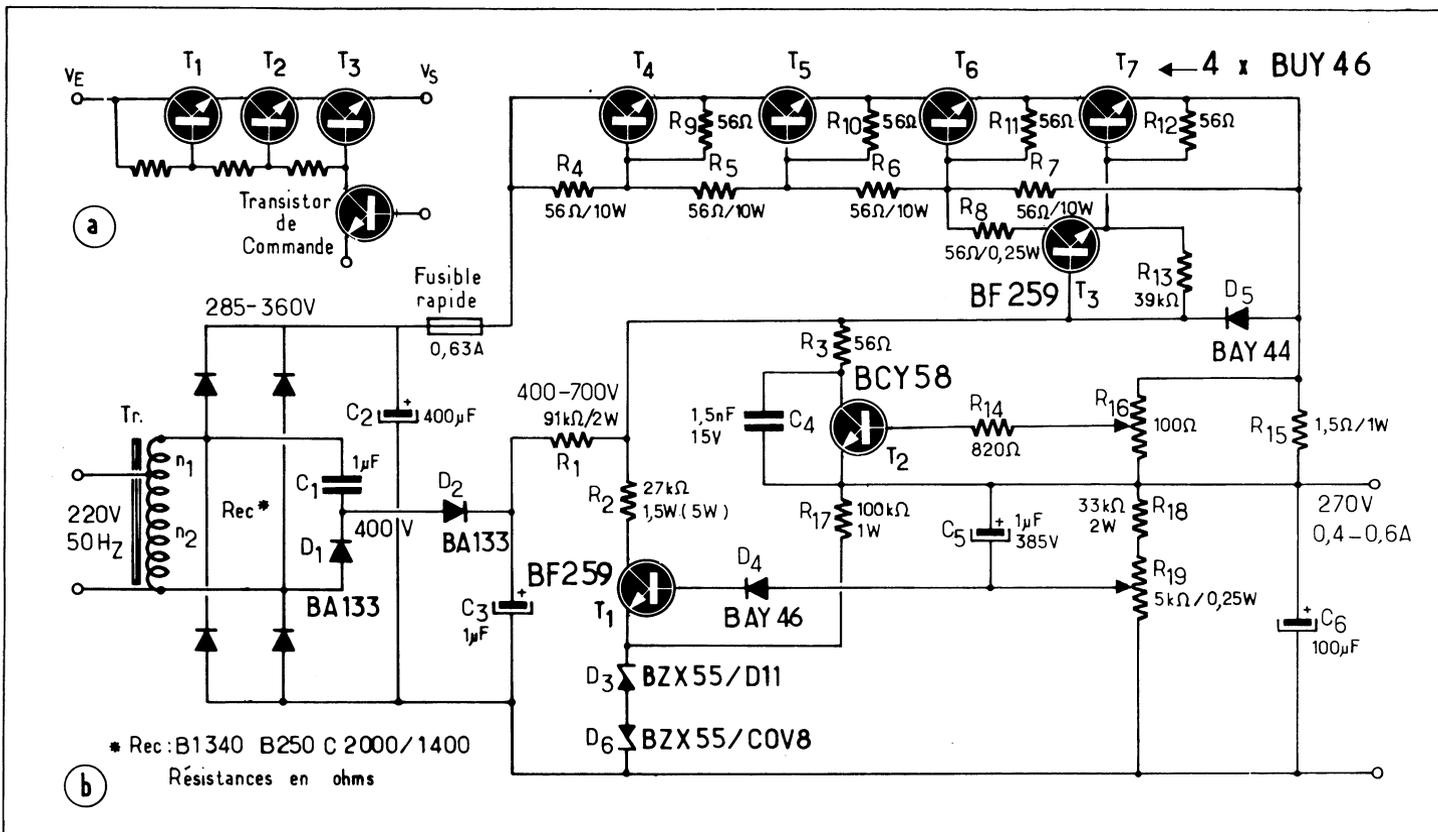


Fig. VI-6. — Lorsque le $V_{CE\ max}$ des transistors disponibles est trop faible, on peut les monter en série avec un diviseur de tension pour répartir les potentiels des bases (a). En (b) montage pratique mettant en œuvre un régulateur constitué par quatre transistors en série.

De même, du point de vue économique, il est sûrement plus intéressant de monter en série trois ou quatre transistors courant du genre 2 N 3055 que d'utiliser, s'il est disponible sur le marché, un unique transistor capable de dissiper 300 à 400 W et dont le V_{CE} se situe vers 200 - 250 Volts !

Que les transistors soient montés en série ou en parallèle il est recommandé de les monter sur un même radiateur de manière à équilibrer leur température. Est-il nécessaire de rappeler que dans le cas de montage série il est nécessaire d'isoler chaque transistor du radiateur au moyen d'une plaquette de mica. Oui, cela est évident, mais l'expérience nous a souvent prouvé que se sont les choses les plus évidentes qu'il est le plus facile d'oublier...

Mais revenons à notre calcul des éléments d'une alimentation régulée :

— 2°) Le pas suivant consiste à calculer la valeur de la résistance de base R_1 :

Dans le plus mauvais des cas possibles (le plus mauvais transistor de la série dans les conditions de température les plus défavorables) le paramètre h_{21e} du 2 N 3055 est de l'ordre de 30. Pour fournir le courant maximal il faudra un courant de base de

$$I_{B1 \max} = I_{C \max} / h_{21e} = 1 \text{ A} / 30 = 0,033 \text{ A}$$

et cela lorsque la tension d'entrée sera minimale. On peut donc écrire :

$$R_1 = [V_{E \min} - (V_S - V_{BE})] / I_{B1 \max} = [15 \text{ V} - (10 \text{ V} - 0,7 \text{ V})] / 0,033 \text{ A} = 133 \Omega$$

nous prenons la valeur normalisée immédiatement inférieure : 120 Ω .

— 3°) Nous sommes maintenant en mesure de choisir le type de T_1 . Il faut un transistor présentant un h_{21e} intéressant et capable de délivrer un courant de collecteur supérieur ou égal à 33 mA. Ici encore ce sont des considérations économiques plus que techniques qui nous ont conduits à choisir un 2 N 1711. En fait un 2 N 2222 aurait été mieux adapté.

— 4°) Le h_{21e} de ce transistor étant dans les plus mauvaises conditions possibles de l'ordre de 35 nous pouvons affirmer que son courant de base ne sera jamais supérieur à 33 mA / 35 = 0,94 mA \approx 1 mA. Si nous voulons que ce courant ne perturbe pas trop le pont diviseur aux bornes duquel sera prélevé le signal $H.V_S$ de contre-réaction, il faudra que ce dernier soit parcouru par un courant de 10 mA au moins. Ce qui permet de calculer la valeur de la résistance de ce pont.

$$R_2 + R_3 + P_2 = 10 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 1 \text{ k}\Omega$$

— 5°) Choisissons la diode de Zener de référence : la BZX 85C 6V2 offre une résistance dynamique assez faible et un faible coefficient de température (0,01 à 0,055% / °C). Sa tension de Zener de 6,2 V est définie pour un courant ($I_Z = 35 \text{ mA}$) voisin du courant maximal d'émetteur de notre transistor T_2 . C'est donc vers elle que se portera notre choix.

— 6°) Nous pouvons donc maintenant calculer les valeurs des résistances du pont diviseur de tension de sortie. Pour obtenir une tension de sortie de 10 Volts la base du transistor T_2 devra se trouver par rapport à la masse à une tension égale à

$$V_{BB} = V_{Ref} + V_{BE} + \epsilon$$

ϵ ne nous est pas connu mais nous pouvons le considérer comme négligeable dans un calcul approché d'ou :

$$V_{BB} \approx V_{Ref} + V_{BE} \approx 6,2 \text{ V} + 0,6 \text{ V} \approx 6,8 \text{ à } 7 \text{ V}$$

ce qui conduit aux valeurs suivantes pour les résistances :

$$R_2 = 220 \Omega$$

$$R_3 = 560 \Omega$$

$$P_1 = 220 \Omega$$

Nous pouvons maintenant, si nous le désirons, calculer ce que devra être la résistance dynamique du montage dans le cas le plus défavorable.

Les feuilles de caractéristiques nous donnent pour le 2 N 1711 la valeur du h_{11b} (4 à 8 Ω) et celle du h_{21e} : 35. De ces deux valeurs nous pouvons déduire, d'abord le $h_{11e} \approx h_{11b} \times h_{21e} \approx 280 \Omega$ puis la pente $s = h_{21e} / h_{11e} = 0,125 \text{ A/V}$. La valeur de H est facile à déterminer $H = 0,7$ puisque pour une tension V_S de 10 Volts on a environ 7 Volts sur la base de T_2 . Nous connaissons également le h_{21e} de T_1 . Nous pouvons donc calculer pour le plus mauvais des cas :

$$R_d = 1 / (s h_{21e} H) = 1 / (0,125 \times 35 \times 0,7) = 0,32 \Omega$$

Nous avons réalisé le montage expérimentalement, les résultats obtenus sont consignés sous forme de courbes à la figure VI-7. Alors que le transistor T_2 présentait un h_{21e} de 120 environ et que le h_{21e} de t_1 était de l'ordre de 50 nous trouvons d'après les courbes une résistance dynamique de 0,22 Ω tandis que nous étions en droit d'attendre mieux que 0,15 Ω . Que s'est-il passé, où sont les pièges, c'est-à-dire les paramètres indésirables qui viennent entacher d'erreur les évaluations que nous avons faites? Et que pouvons nous faire pour y remédier?

Nous trouvons un commencement de réponse dans les courbes de la figure VI-7 qui montrent que les principales causes d'erreur sont :

— La variation de la tension de référence V_Z en fonction du courant d'émetteur de T_1 : ce courant varie d'une part en fonction de la tension d'entrée et d'autre part en fonction de la charge, sans compter les variations dues à la température.

— La variation de la tension émetteur - base de T_1 en fonction des paramètres précités.

Remarquons que les variations des paramètres propres aux transistors T_1 et T_2 (h_{21e} de T_1 et de T_2 ainsi que le V_{BE} de T_2) qui se trouvent à l'intérieur de la boucle de régulation, sont en grande partie compensés par la contre-réaction.

Quelles améliorations pouvons nous apporter au montage? Nous constatons en étudiant les courbes VI-7-b et c que V_Z et V_{BE} sont surtout influencées par les variations de la tension d'entrée.

La première idée qui vient à l'esprit est de stabiliser la tension d'alimentation du collecteur de T_2 . Ceci peut être obtenu en recourant au schéma (a) de la figure VI-8, dans lequel le point A d'alimentation de la résistance de base de T_1 (ou de collecteur de T_2) est référencé par rapport à la tension régulée de sortie au moyen de la diode de Zener D_{Z2} . Cela implique naturellement que la chute de tension aux bornes de T_1 soit supérieure à V_{Z2} .

Si nous augmentons le gain en courant de T_1 , T_2 aurait un courant moins important à commander; dans ces conditions il serait possible de mieux fixer le potentiel de son émetteur en fournissant la plus grande partie du courant qui traverse la diode de Zener à travers une résistance ramenée non plus à la tension d'entrée mais à celle régulée de sortie. Cela nous conduit au schéma (b) de la figure VI-8 dans lequel c'est aux transistors T_1 et T'_1 en configuration Darlington qu'a été confié la fonction de réglage. Le courant de base nécessaire pour assurer le courant de sortie maximal se trouve, par rapport au schéma de la figure VI-7 divisé par le h_{21e} de T'_1 . Ceci conduit aux améliorations suivantes :

— La valeur de R_1 se trouve pratiquement divisée par h_{21e} ce qui permet d'augmenter confortablement le gain de tension en boucle ouverte de T_2 .

— Les variations du courant dans la diode de référence sont considérablement diminuées d'où une bien meilleure régulation en fonction de la tension d'entrée, et par conséquent un filtrage amélioré de la résiduelle de ronflement par-dessus le marché.

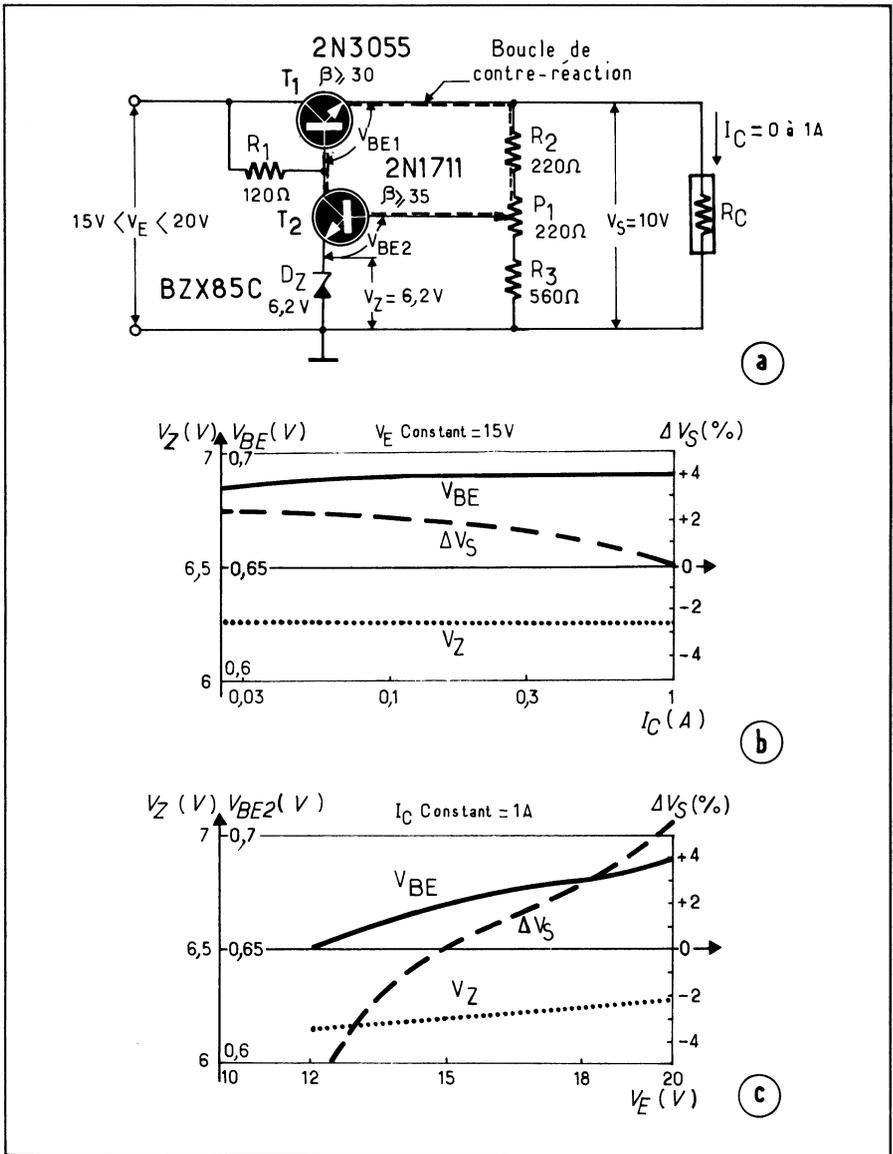


Fig. VI-7. — Les courbes (b et c) relevées sur le montage de la figure (a) dont on trouve le calcul dans le texte, montrent que les résultats obtenus ne sont pas tout à fait ceux escomptés, mais elles nous fournissent les éléments de réponses à la question « Pourquoi en est-il ainsi ? ».

Nous pouvons combiner les montages (a) et (b) de diverses manières. Par exemple nous pouvons remplacer la résistance de base de $T_1 - T_1$ (R_1 des schémas cités) par une source à courant constant constitué par le transistor T_3 dans le schéma (c) de la même figure. Ce transistor p - n - p voit son potentiel de base fixé par rapport à son émetteur au moyen de la diode de Zener D_{Z2} . Le retour de la résistance R_5 peut être ramené soit au pôle négatif de la tension d'entrée soit à la tension régulée de sortie.

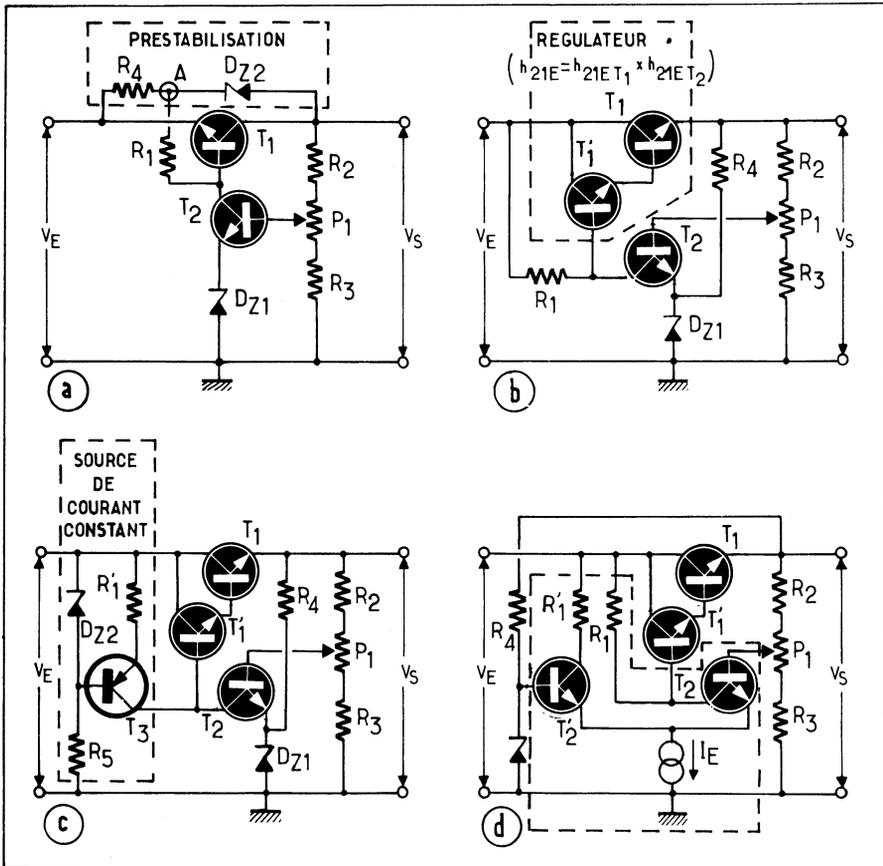


Fig. VI-8. — Petit à petit le schéma de principe s'améliore: On commence par préstabiliser la tension d'alimentation de la base de T_1 (a), puis on augmente le gain en courant du régulateur en utilisant deux transistors en Darlington (b). Une source de courant constant (T_3), vient prendre la place de la résistance de base de T_1 (c). Enfin un amplificateur différentiel permet de séparer les fonctions de comparaison et d'amplification (d): c'est le dernier pas avant de passer à l'emploi de l'amplificateur opérationnel.

La seconde disposition assure une meilleure régulation en fonction des variations de la tension d'entrée mais implique que l'on admette une chute de tension plus importante aux bornes de T_1 . Cette chute de tension pouvant descendre aux environs de 3 Volts dans la première disposition (1).

La source à courant constant dont la résistance dynamique est très élevée contribue: 1°) à améliorer le filtrage de la composante résiduelle de ronflement; 2°) en augmentant le gain de l'amplificateur, à améliorer également le facteur de régulation en fonction de la tension d'entrée ainsi qu'à diminuer la résistance dynamique de sortie du régulateur, donc la régulation en fonction de la charge.

(1) Cette remarque est du reste valable pour le montage (b) et pour la plupart des montages dans lesquels la tension de sortie est suffisamment supérieure à la référence, lorsque cette dernière est alimentée par la tension de sortie. Cette disposition présente un autre avantage: en cas de court-circuit la tension de référence tombe à zéro et par conséquent il y a auto-protection du montage.

Mais dans tous ces montages la diode de référence est traversée par le courant d'émetteur *variable* de T_1 . Nous pouvons remédier à cet inconvénient en remplaçant l'amplificateur à transistor unique constitué par T_2 par un amplificateur différentiel T_2, T_2' . Si nous utilisons pour réaliser cet amplificateur différentiel deux transistors appariés ou mieux un transistor double de manière que leurs V_{BE} soient aussi voisins que possible nous aurons des chances de voir les variations de ce paramètre en fonction de la température partiellement compensées. De plus il nous sera possible d'alimenter la diode de référence sous le courant pour lequel elle présente le plus faible coefficient de température et, à l'amélioration des caractéristiques en fonction de la tension d'entrée et de la charge, nous aurons ajouté une meilleure stabilité en fonction de la température. Ceci nous conduit au schéma de la figure VI-8 (d) dans lequel il n'y a plus d'inconvénient à alimenter les collecteurs de $T_2 - T_2'$ à partir de la tension d'entrée non régulée grâce aux vertus de l'amplificateur différentiel. La source à courant constant figurée en série avec les émetteurs de $T_2 - T_2'$ peut être constituée par une simple résistance ramené au « moins » de l'alimentation, ou mieux à une source auxiliaire négative par rapport au commun, ce qui permet d'augmenter la valeur de la résistance précitée. Ce peut être également une *vraie* source à courant constant constituée par un transistor ramené soit au commun soit à une source négative (auxiliaire). Nous trouverons quelques exemples de ces diverses dispositions dans les schémas pratiques qui suivront.

Tout ce qui précède nous conduit tout droit à l'emploi des amplificateurs opérationnels dans les sources d'alimentation régulées. Mais avant, marquons une pause pour présenter quelques schémas pratiques d'alimentations régulées simples.

QUELQUES MONTAGES PRATIQUES

Le premier montage (fig. VI-9) destiné à fournir une tension régulée de 5 Volts sous 400 mA à partir d'un transformateur standard de chauffage de filament fournissant une tension secondaire nominale de 6,3 Volts. Cependant lorsque la tension fournie au primaire par le secteur baisse de 10% la tension à l'entrée du régulateur risque de ne plus être suffisante pour en assurer un fonctionnement convenable. Pour parer à cette fâcheuse éventualité on a eu l'idée d'alimenter le transistor amplificateur du courant de base du ballast (T_2) ainsi que le transistor amplificateur de la tension d'écart T_3 à partir d'une source auxiliaire obtenue au moyen d'un redresseur doubleur de tension constitué par les diodes D_5 et D_6 . Autre amélioration, la résistance de base de T_2 a été remplacée par une source à courant constant (dont nous avons vu plus haut les avantages) constituée par le transistor à effet de champ T_4 dont on a réuni la grille à la source selon la méthode classique. La tension de la diode de référence (4,3 Volts) a été choisie de telle manière que, ajoutée à la chute de tension V_{BE} de T_3 , on obtienne pratiquement les 5 Volts souhaités : double avantage =

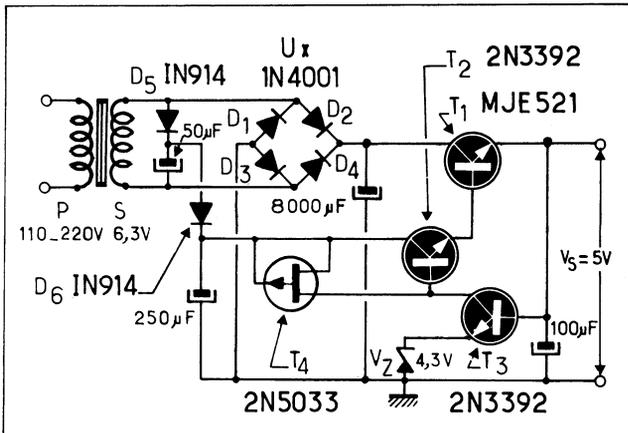


Fig. VI-9. — Grâce à l'emploi d'un doubleur de tension (diodes D_5 et D_6) pour alimenter la partie « amplification - comparaison » ce montage est capable de fournir une tension régulée de 5 Volts à partir d'un petit transformateur 6,3 Volts de chauffage pour tubes à vide.

— 1°) le coefficient H est égal à l'unité. Et l'on a vu que cela est favorable à l'obtention d'une faible résistance dynamique.

— 2°) on économise les résistances du pont diviseur de sortie.

Naturellement cela n'est possible que parce que ce qui était recherché était la *stabilité* d'une tension à laquelle on ne demandait pas une grande précision. Sinon il aurait été nécessaire d'avoir recours à une diode de référence de tension plus basse (3,9 Volts par exemple) et à un pont diviseur.

Les résultats obtenus sont les suivants :

— En fonction de la tension d'entrée: $\Delta V_S = 6$ mV pour une tension secteur variant de $\pm 15\%$.

— En fonction de la charge: $\Delta V_S = 3$ mV pour I_C variant de 0 à 400 mA.

Classique dans sa conception, le montage de la figure VI-10 se distingue par le fait qu'une tension régulée de 270 Volts en sortie est contrôlée au moyen de seulement deux transistors 2 N 3055 prévus pour un V_{CE0} de 60 Volts seulement grâce à un dispositif de protection contre les courts-circuits qui élimine le circuit de régulation en cas de surcharge. Le principe de fonctionnement de ce dispositif de protection sera étudié en détail au cours d'un chapitre ultérieur uniquement consacré aux protections. En attendant occupons nous simplement de la partie régulation qui est classique. Les transistors T_4 et T_5 associés au transistor T_3 qui commande leur courant de base, constituent l'élément de contrôle (ballast) du montage. Le montage devant fournir un courant variant dans d'assez faibles proportions (0,6 à 0,8 A) il était avantageux de «soulager» les transistors ballast en les shuntant par les résistances R_4 et R_5 qui tout en constituant un diviseur de tension pour fixer le potentiel de la base de T_4 laissent passer un courant permanent de l'ordre de 0,5 A, l'action des transistors ballast s'appliquant sur le surplus de l'intensité traversante du régulateur.

Les fonctions de comparaison et d'amplification du signal d'erreur sont confiées au transistor T_1 alimenté par une source séparée de la source principale (diodes D_1 et D_2 qui associées au condensateur C_1 constituent un montage doubleur de tension). La tension de référence est fournie par la diode de Zener D_3 compensée en température au moyen de la diode D_6 polarisée en direct.

Le transistor T_2 associé aux résistances R_8 et R_9 constitue l'élément sensible du dispositif de protection contre les surintensités: lorsque l'intensité qui traverse ces deux résistances atteint la valeur critique pour laquelle R_8 a été ajustée, T_2 devient conducteur et élimine le circuit de contrôle (T_3 , T_4 , T_5). Mais nous reviendrons en détail sur ce dispositif dans un chapitre ultérieur.

Si l'ensemble est alimenté au moyen de deux sources montées en série — ponts redresseurs alimentés respectivement par le secteur direct et par le secondaire du transformateur d'alimentation, cela fait également partie du dispositif de protection. Donc patience, vous en comprendrez la nécessité un peu plus tard.

Si le montage précédent était destiné à fournir une tension de sortie élevée et fixe, c'est une tension variable et ne dépassant pas 3 Volts que fournit celui qui va suivre (fig. VI-11). Nous reconnaissons du premier coup d'œil le circuit réglage constitué par les transistors T_1 - T_2 montés en configuration Darlington. Le circuit de comparaison et d'amplification est constitué par les transistors T_3 et T_4 montés en amplificateur différentiel avec T_5 comme source de courant constant pour alimenter leurs émetteurs, ce transistor est alimenté par une source auxiliaire négative: c'est ce qui permet d'annuler la tension de sortie du régulateur si on le désire. C'est la totalité de la tension de sortie qui est appliquée à l'entrée de l'amplificateur de comparaison tandis que la tension de référence appliquée à l'autre entrée (base de T_3) est variable. Ceci est rendu possible grâce à la haute impédance d'entrée du montage différentiel qui ne perturbe pas la tension variable prélevée sur le curseur du potentiomètre placé en parallèle sur la diode de Zener BZY 83 C 7V5.

Une alimentation régulée de laboratoire doit répondre à certains critères: fournir une tension aussi stable que possible en fonction des différents paramètres (tension d'entrée et charge) cette tension devant être variable entre zéro et la tension maximale, si possible au moyen d'un dispositif à affichage numérique. Elle doit également être protégée contre les surcharges même prolongées, etc.

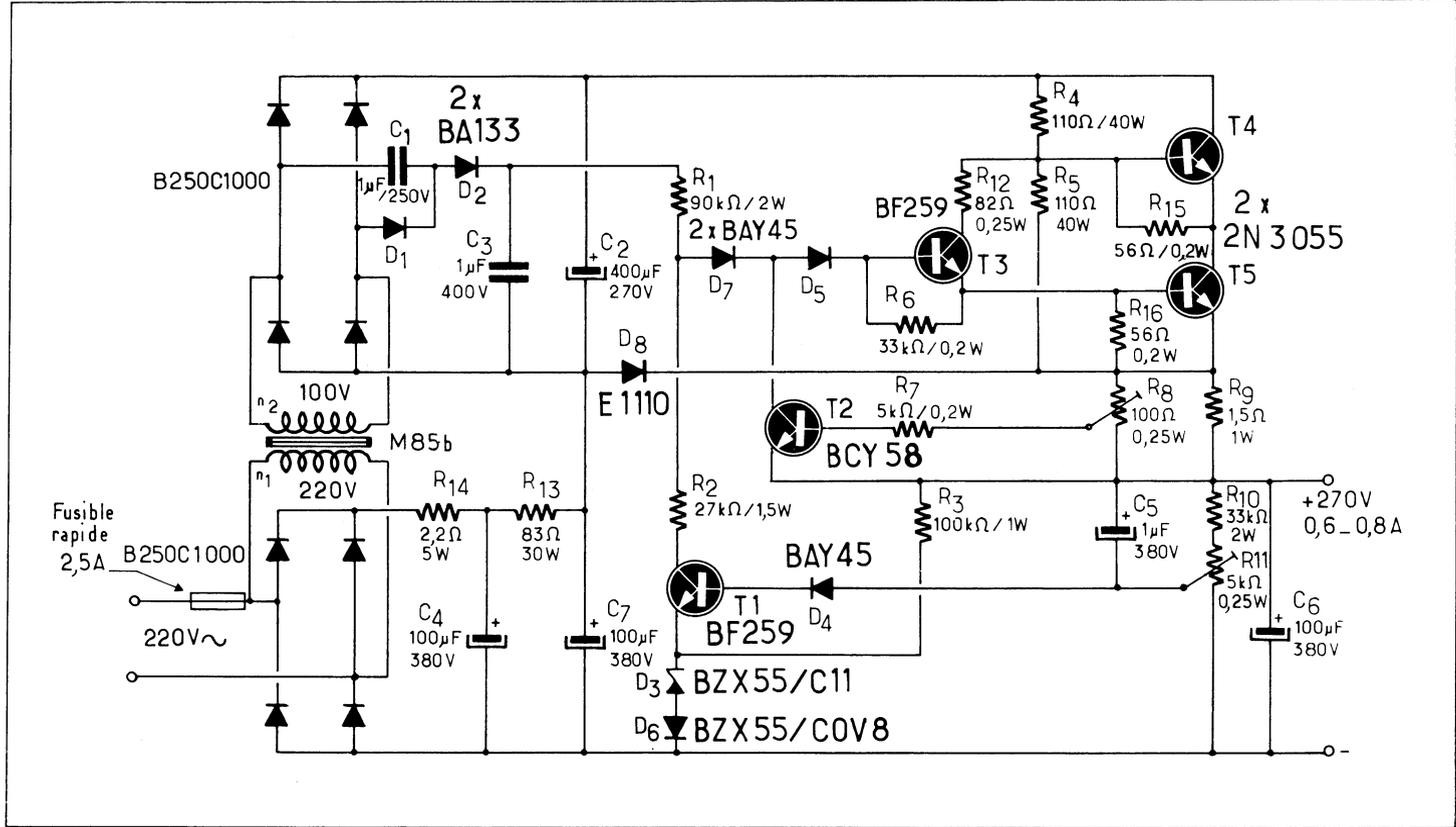


Fig. VI-10. — Régulateur 270 Volts - 0,8 A mettant en œuvre deux transistors ballast en série (D'après une documentation Siemens).

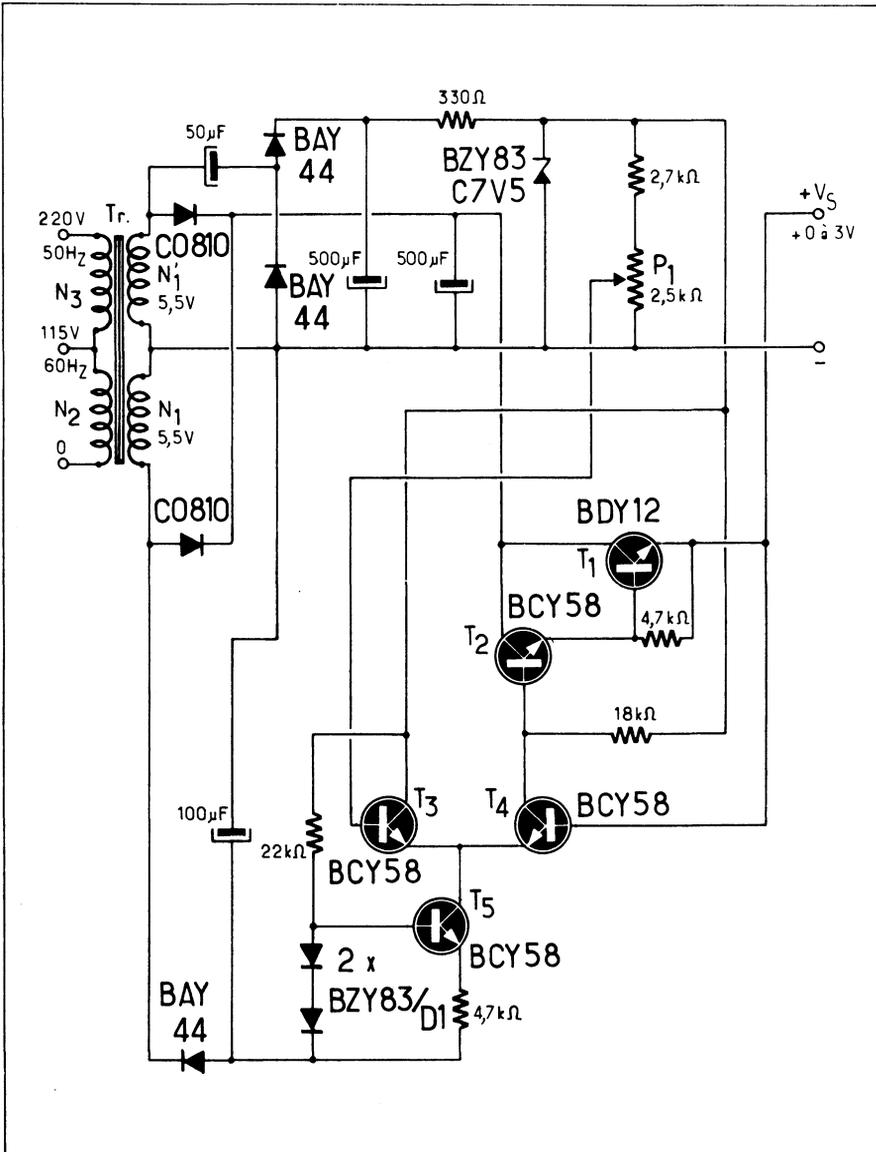


Fig. VI-11. — Un exemple d'utilisation d'un amplificateur - comparateur différentiel: alimentation régulée réglable de 0 à 3 Volts - 1 A (Schéma Siemens).

C'est à ce but que vise le montage de la figure VI-12. La partie « contrôle » est tout à fait classique (Transistors $T_1 - T_2$ montés en Darlington). Le montage étant muni d'un circuit limiteur d'intensité (Transistors $T_3 - T_4$ et résistances $R_7 - R_8$). Il est facile de calculer la puissance maximale que pourra être amené à dissiper le transistor ballast T_1 en cas de mise en court-circuit permanente de la sortie :

$$P_{T1 \max} = V_{E \max} \times I_{C \max}$$

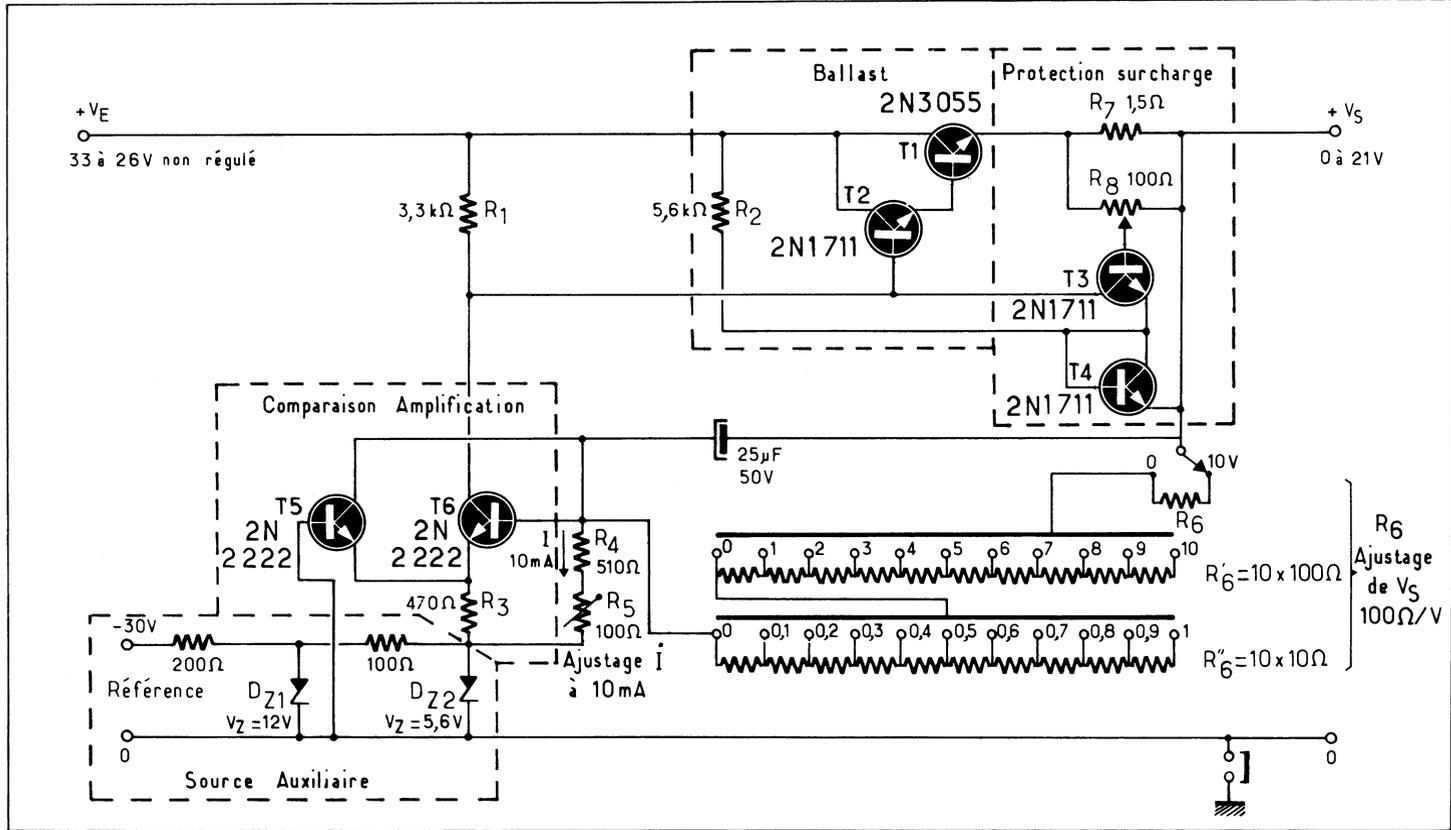


Fig. VI-12. — C'est la disposition particulière de l'amplificateur - comparateur, référencé par rapport à la source de tension étalon, qui permet à cette alimentation régulée de laboratoire de faire varier sa tension de sortie de 0 à 21 Volts par incréments de 0,1 Volts. (D'après un schéma Ferranti modifié par l'auteur).

et cette puissance étant connue, de déterminer le radiateur dont devra être muni ce transistor.

La seule particularité du circuit «comparaison-amplification» constituée par l'amplificateur différentiel $T_5 - T_6$ est d'avoir la base du transistor T_5 portée directement à la masse tandis que c'est le pied de la résistance commune aux émetteurs qui est porté à la tension de référence $-V_{Ref}$ fournie par une source auxiliaire de -30 Volts ramenée à $-5,6$ Volts au moyen de la diode de Zener D_{Z2} dont la tension d'alimentation a été préstabilisée au moyen de D_{Z1} .

Le dispositif de réglage de la tension de sortie comporte deux décades de résistances — respectivement de 10 et de $100 \Omega \pm 1\%$ ou mieux — plus une résistance de 1000Ω , associées à l'ensemble de résistances $R_4 - R_5$ placé entre la base de T_6 et la source de référence. Comment cela fonctionne-t-il? C'est très simple: il faut, pour que l'ensemble soit à l'équilibre que la base de T_6 soit au même potentiel que celle de T_5 c'est-à-dire celui de la masse. Les résistances $R_4 - R_5$ sont ajustées de telle manière que cela soit vrai lorsqu'un courant de 10 mA parcourt lesdites résistances. A partir de cette donnée, la tension de sortie sera égale à 1 Volt par 100Ω des résistances des décades de réglage. Si par exemple nous commutons R_6 pour obtenir 1670Ω , la tension de sortie sera obligatoirement $16,7$ Volts pour qu'un courant de 10 mA traverse l'ensemble $R_6 R_5 R_4$ et que la base de T_6 soit au potentiel de la masse. Si l'on voulait être en mesure d'ajuster la tension de sortie non plus par incréments de $0,1$ Volt comme c'est le cas avec les valeurs données à la dernière décade de R_6 mais par incréments de 10 mV, il suffirait d'ajouter une décade de R_6 de résistances de 1Ω , l'ensemble devant avoir une précision supérieure.

C'est ici une simple diode électroluminescente qui joue le rôle de comparateur entre la tension de sortie et la source de référence constituée par la diode de Zener D_Z . Cette diode électroluminescente, qui fait partie d'un photocoupleur, commande, au moyen du phototransistor T_2 , le courant de base du ballast T_1 . Ce montage a été étudié pour être utilisé comme chargeur pour une petite batterie cadmium - nickel: dans ce cas tant que la tension de sortie de la batterie est inférieure à $V_Z + V_D$ aucun courant ne traverse la diode électroluminescente et le transistor ballast laisse passer un courant de charge qui dépend de son β et de la valeur de sa résistance de base R_1 . Dès que la tension aux bornes de la batterie atteint $V_Z + V_D$ la diode électroluminescente entre en action et une tension de $12,7$ V (avec les valeurs du schéma) est maintenue aux bornes de la batterie. C'est le même mode de fonctionnement que celui d'une alimentation régulée.

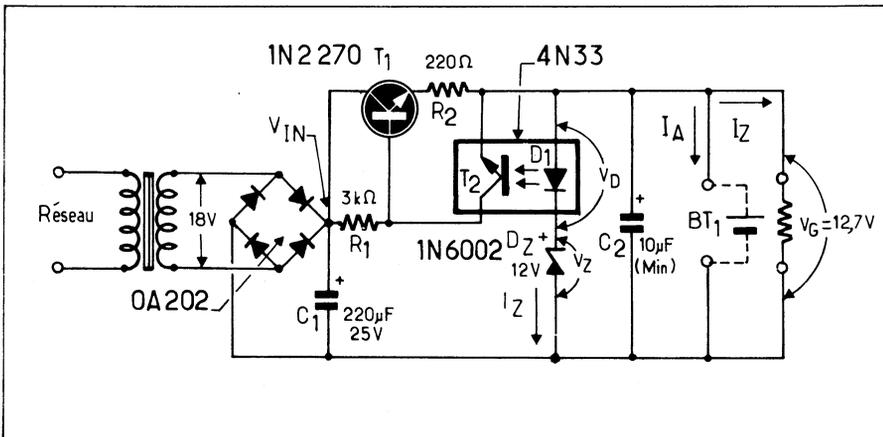


Fig. VI-13. — D'une grande simplicité, cette alimentation stabilisée met en œuvre la diode électroluminescente d'un photocoupleur comme comparateur entre la tension de sortie et la référence. Elle peut également être utilisée comme chargeur de petites batteries cadmium - nickel.

L'AMPLI «OP» ENTRE EN SCÈNE

Nous avons dit plus haut que l'on pouvait envisager le fonctionnement d'une alimentation régulée sous différents points de vue. Si dans ce schéma de principe de la figure VI-14 nous considérons le transistor ballast T_1 non plus comme une résistance variable (c'est en fait ce que nous avons fait jusqu'ici) mais comme un étage adaptateur d'impédance en collecteur commun, nous pouvons raisonner uniquement en termes de tensions ce qui est plus aisé que ce nous avons fait précédemment en faisant intervenir les paramètres hybrides des transistors.

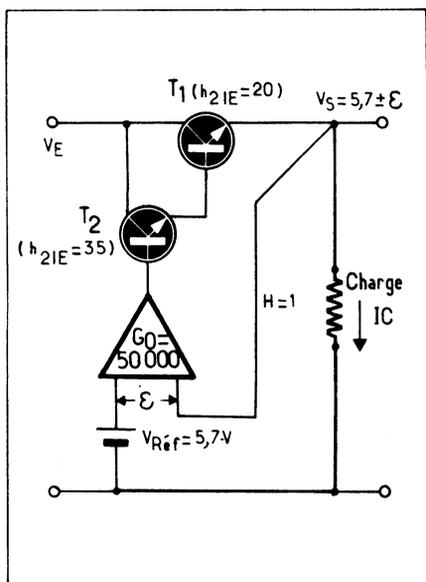


Fig. VI-14. — Si nous considérons les transistors ballast (T_1 , T_2) comme un simple adaptateur d'impédance en collecteur commun, il est possible d'expliquer plus simplement le fonctionnement de l'alimentation régulée. Ce montage sert de base de calcul au texte qui suit.

Désignons par G_0 le gain en boucle ouverte de l'amplificateur et par H la fraction de la tension de sortie qui est comparée à la référence, on peut écrire :

$$V_S = V_{\text{Ref}} (1 / 1 + H.G_0)$$

Dans le cas particulier où $H = 1$ la tension d'erreur $\epsilon = V_{\text{Ref}} - V_S$ est donnée par la relation :

$$\epsilon = V_{\text{Ref}} \left(\frac{1}{1 + G_0} \right)$$

Cela nous conduit à une première constatation : Plus grand sera le gain G_0 de l'amplificateur de la tension d'erreur, meilleure sera la régulation.

Autre constatation que nous avons déjà faite précédemment : plus la valeur de H sera proche de l'unité, meilleure sera également la régulation.

Revenons à notre amplificateur. Qu'y-a-t-il de mieux dans l'état actuel de la technique comme amplificateur capable d'effectuer la comparaison entre deux tensions et d'amplifier cette différence qu'un amplificateur opérationnel ? Les modèles intégrés courants (741, 308, etc.) sont capables de délivrer un courant de sortie de l'ordre de 5 mA bien suffisant pour commander un étage Darlington — à transistors discrets ou intégrés — dont le gain en courant h_{21E} est rarement inférieur à 1000. Connaissant les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel — gain en boucle ouverte G_0 et résistance dynamique de sortie R_d — on peut aisément calculer la résistance dynamique de l'ensemble :

$$R_d = R_d (\text{ampli op}) / [h_{21E} (T_1 T_2) (1 + H.G_0)]$$

Nous constatons de nouveau l'intérêt qu'il y a à utiliser un amplificateur à grand gain pour obtenir une faible résistance dynamique de sortie.

En supposant la tension de référence V_{Ref} parfaitement stable, nous pouvons calculer le facteur de régulation du montage en fonction de la charge :

$$\text{Facteur de régulation en } \% = (I_{\text{charge}} \times R_d) / E$$

E étant la force électromotrice du montage à vide (fig. VI-15).

A titre d'exemple nous sommes en mesure de calculer les caractéristiques du montage expérimental de la figure VI-14.

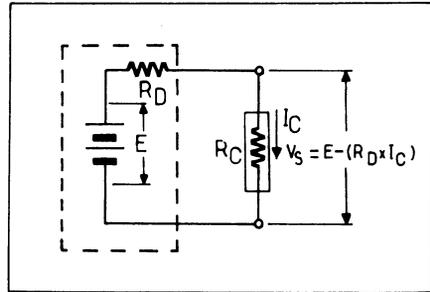


Fig. VI-15. — La tension de sortie V_S est égale à la f.e.m. déduite de la chute de tension dans la résistance dynamique de sortie.

En nous plaçant, comme d'habitude, dans le plus mauvais des cas (transistors et amplificateur opérationnel les plus mauvais de la série dans les conditions de températures les plus défavorables: G_0 de l'amplificateur = 50000, h_{21E} de $T_1 = 20$ et h_{21E} de $T_2 = 35$) et en envisageant le cas simple où la tension de sortie est égale à la référence ($H = 1$) nous pouvons écrire :

$$\epsilon = V_{\text{Ref}} (1 / 1 + G_0) = 5,7 \text{ V} (1 / 1 + 5 \cdot 10^4) = 1,14 \cdot 10^{-4} \text{ V} = 0,114 \text{ mV}$$

ce qui conduit à une résistance dynamique de sortie de :

$$R_d = R_{d(\text{ampli})} / [h_{21E}(T_1) \cdot h_{21E}(T_2) (1 + G_0)]$$

$$= 100 \Omega / [35 \times 20 \times 5 \cdot 10^4] = 2,85 \cdot 10^{-6} \Omega = 2,85 \mu\Omega$$

Nous pouvons également calculer son facteur de régulation en fonction de la charge lorsque cette dernière passe de 0 à 2 A :

$$F_{(\text{Régulation})} = (I_{(\text{Charge})} \cdot R_d) / E \times 100$$

$$= (2 \text{ A} \times 2,85 \cdot 10^{-6}) / 5,7 \text{ V} \times 100 = 0,0001 \%$$

Cela serait absolument merveilleux si c'était vrai, mais des mesures effectuées sur le montage réalisé d'après ces données et avec des composants qui n'étaient pas les plus mauvais de la série, ont donné des résultats qui divergeaient sensiblement de ces chiffres. Pourquoi? Où sont les pièges? Ils sont de deux types : les paramètres indésirables des composants (en particulier tension de décalage (offset) dérive thermique et réjection de mode commun de l'amplificateur) d'une part. Les paramètres propres aux transistors ballast étant à l'intérieur de la boucle de contre-réaction sont en grande partie corrigés par elle. Puis, d'autre part les sources d'erreur introduites par le câblage.

Commençons par ces dernières. Si nous réalisons le montage suivant le schéma de la figure VI-14 nous aurons de grosses et désagréables surprises. En effet, la chute de tension provoquée par le passage du courant dans la partie du circuit tracée en trait fort sur

le schéma, dont la résistance est loin d'être négligeable, viendra s'ajouter à la tension de référence. Et nous pourrions parfois avoir la surprise, pour certaines valeurs de la charge, de voir la tension non pas décroître... mais croître de quelques pour mille. Dans d'autres cas de figure — entendez pour un autre type de câblage — c'est la partie du circuit qui se trouve en amont de la charge qui sera prépondérante et on assistera bien à une baisse de la tension en fonction de la charge mais dans des proportions bien supérieures à celles que donne le calcul. Le remède ? C'est celui adopté dans les dispositifs de mesure de résistance par la méthode de l'ampèremètre et du voltmètre : séparer les circuits tension et courant de manière à éliminer les erreurs dues au passage du courant dans les connexions. C'est-à-dire aller prendre le signal de contre-réaction directement aux bornes de la charge selon le schéma de la figure VI-16 dans lequel les résistances du câblage, étant en amont de la mesure de la tension aux bornes de la charge, sont corrigées par la boucle de contre-réaction. On remarquera du reste que les alimentations de laboratoire de qualité comportent deux séries de bornes de sortie : les bornes « courant » auxquelles on raccorde la charge et celles de « mesure » qui, lorsque la charge est raccordée à l'appareil au moyen d'une seconde paire de conducteurs.

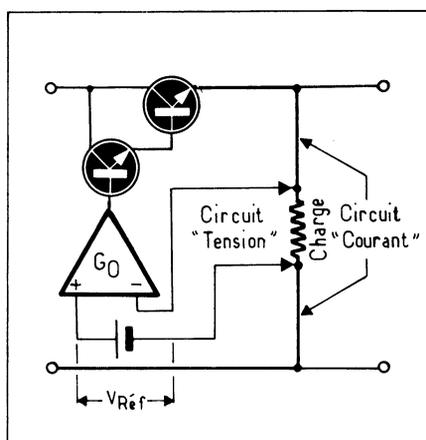


Fig. VI-16. — C'est en séparant les circuits « courants » (celui de la charge) et « tension » (celui de mesure) que l'on parvient à neutraliser les erreurs dues au passage du courant de charge dans les connexions communes à la charge et à la référence.

Effectuons un calcul simple : soit une alimentation régulée délivrant un courant variable de 0 à 2 A dans une charge située à 1,50 m à travers des conducteurs de 1 mm de diamètre. L'abaque de la figure VI-17 (que nous empruntons à une documentation « *Lambda Electronique* ») nous montre que pour un tel conducteur de 3 m de long (1,50 m aller et retour) la chute de tension sera de 120 mV environ. Si la tension de sortie de l'alimentation est réglée à 10 V c'est une variation de 1,3% que produira la variation de charge. Nous sommes loin du facteur de régulation de 0,0001% annoncé plus haut !

Intéressons nous maintenant aux erreurs dues aux paramètres « parasites » des composants.

Nous avons calculé que dans notre montage expérimental la tension d'erreur ϵ était de l'ordre de 0,1 mV. Or, nous rapportant aux feuilles de caractéristiques de l'amplificateur opérationnel considéré (un μA 741 en l'occurrence) nous constatons que sa tension de décalage d'entrée est de l'ordre de 2 à 6 mV.

Cette tension d'offset n'est pas gênante en soit puisque l'on sait bien la compenser (1). Mais c'est sa dérive en fonction de la température qui est plus inquiétante. Pour l'amplificateur opérationnel intéressé cette dérive est de l'ordre de $20 \mu V / ^\circ C$ nous allons voir immédiatement que cela n'est pas du tout négligeable.

(1) Ce sujet a été traité en détail dans notre ouvrage « L'Amplificateur Opérationnel » paru aux Editions Radio en 1972.

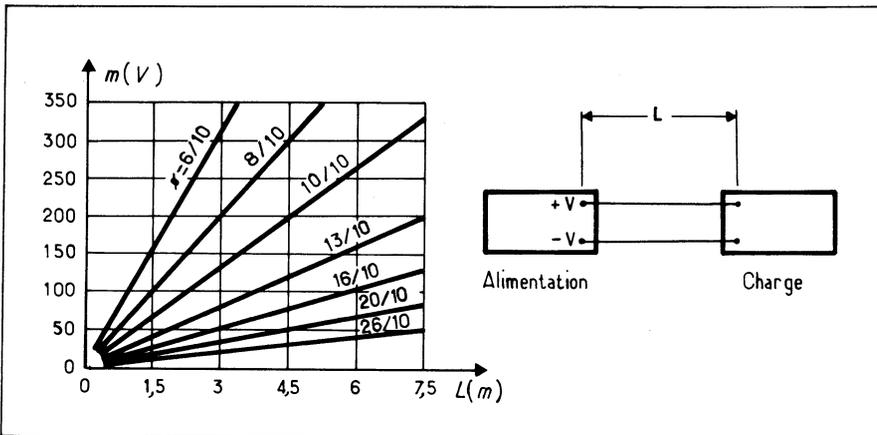


Fig. VI-17. — Abaque donnant la chute de tension dans les conducteurs de liaison entre l'alimentation et la charge en fonction de leur section et de leur longueur. (D'après une documentation Lambda Electronique).

Lorsque la charge de l'alimentation varie de 0 à 2 A celle de l'amplificateur opérationnel varie de 3 mA environ. La puissance dissipée par l'amplificateur alimenté sous 15 V variera donc de $15 \times 0,003 = 0,045$ W (45 mW). Si nous connaissons la conductance thermique du circuit intégré $\theta_{JA} = 4,6$ mW / °C nous pouvons en déduire l'augmentation de la température de la pastille de silicium sur laquelle est intégré l'amplificateur

$$\Delta \theta = P / \theta_{JA} = 45 / 4,6 \approx 10 \text{ } ^\circ\text{C}$$

ce qui entraînera une variation de la tension de décalage d'entrée 0,2 mV c'est-à-dire pratiquement *le double* de la valeur calculée de ϵ .

Ce n'est pas tout. L'amplificateur étant alimenté à partir de la tension d'entrée non stabilisée et la tension de référence mesurée par rapport à la masse c'est-à-dire au « moins » de l'alimentation et non par rapport à un point médian entre les tensions d'alimentation $+V_{CC}$ et $-V_{EE}$ de l'amplificateur opérationnel, elle constitue une tension de mode commun $[(V_{CC} + V_{EE}) / 2] - V_{Ref}$ qui peut constituer une nouvelle source d'erreur. Le taux de réjection de mode commun de l'amplificateur étant de 90 dB c'est une tension d'erreur de 30 μ V par volt de variation de la tension d'entrée qui viendra s'ajouter aux erreurs déjà signalées. Ainsi une variation de 3 V de la tension d'entrée viendra ajouter une tension d'erreur du même ordre de grandeur que ϵ .

De ce qui précède nous tirons une morale qui va plus loin que le simple cas des régulateurs de tension : ne pas croire lorsque l'on utilise les amplificateurs opérationnels avec un faible gain (taux de contre-réaction élevé) que l'on puisse toujours considérer comme négligeables — parce que compensés par la contre-réaction — des paramètres comme les tensions et courants d'offset ou comme le taux de réjection de mode commun.

D'autres paramètres peuvent également venir entacher d'erreur le beau calcul que nous avons effectué plus haut : la valeur non infinie de la résistance d'entrée de l'amplificateur opérationnel, son courant de décalage d'entrée son courant de polarisation, etc.

MODES D'AJUSTAGE ET DE PROGRAMMATION DE LA TENSION DÉLIVRÉE PAR UNE ALIMENTATION RÉGULÉE

Si nous considérons une alimentation régulée comme un amplificateur opérationnel de puissance nous pouvons établir différents schémas pour l'ajustage de sa tension de sortie. Nous avons résumés à la figure VI-18 les montages de base.

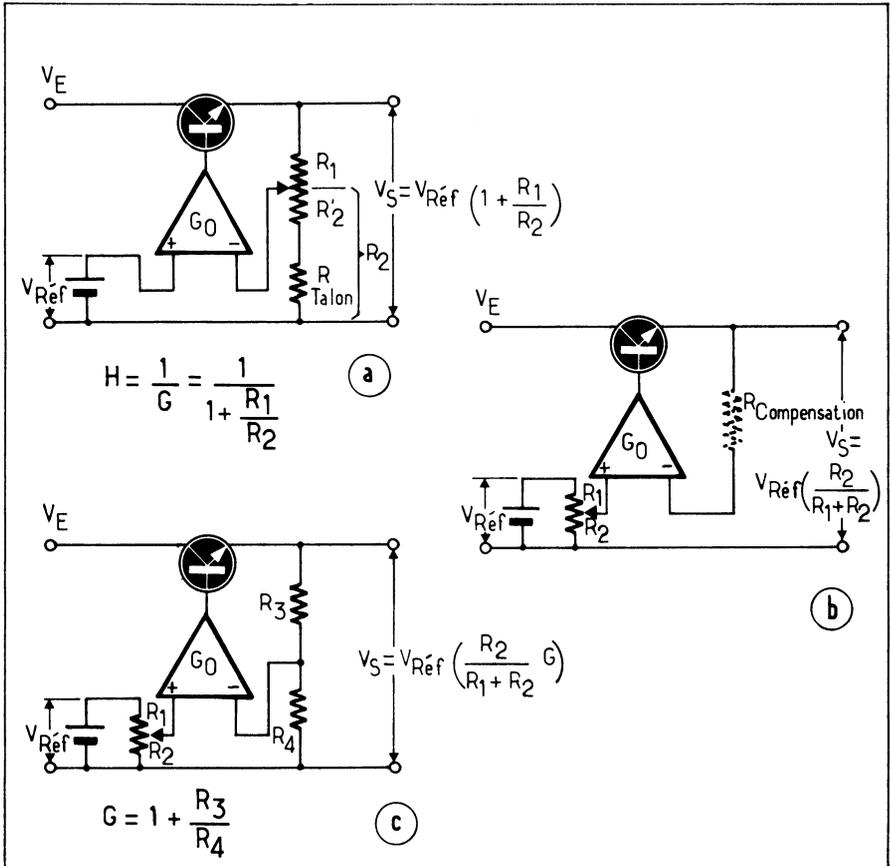


Fig. VI-18. — Les trois principaux modes de commande de la tension de sortie d'une alimentation régulée. En (a) la tension de référence est fixe et on agit sur le gain en boucle de l'amplificateur. En (b) l'amplificateur fonctionne en gain unité (suiveur de tension) et c'est une fraction variable de la tension de référence qui lui est appliquée. Un gain fixe (supérieur à l'unité) et une fraction variable de la tension de référence (c) permettent de faire varier V_S entre 0 et une tension supérieure à la référence.

Dans le schéma (a) la tension de référence est fixe et c'est en faisant varier le gain en boucle fermée $G = 1 + (R_1 / R_2)$ que nous pouvons faire varier la tension de sortie.

— Avantage : la source de référence ne débite que le courant (négligeable) de polarisation de l'amplificateur opérationnel.

— Inconvénient : la tension de sortie ne peut jamais être inférieure à celle de la référence. La résistance talon est obligatoire car sans elle on atteindrait des valeurs de gain telle que le transistor ballast serait saturé.

Autre inconvénient le paramètre $H = 1 / G$ étant variable la résistance dynamique de sortie R_d ainsi que le facteur de régulation varient *en raison inverse* de la tension de sortie.

Ce second inconvénient est supprimé dans le schéma (b) dans lequel le gain est égal à l'unité. C'est une fraction variable de la tension de référence qui est appliquée à l'entrée. Dans ces conditions si l'on veut que le courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel et, plus particulièrement, l'influence de ses variations en fonction de la température soient négligeables il importe que le diviseur de tension $R_1 - R_2$ présente une faible résistance. D'autant plus que les variations du courant de polarisation (dérive) en fonc-

tion de la température ne pourront être compensée — au moyen de la résistance $R_{\text{Compensation}}$ — que pour une valeur définie de R_1 et R_2 c'est-à-dire pour une tension de sortie donnée. Il faudra donc que la source de référence soit capable de débiter un certain courant.

Autre inconvénient de ce montage (b) : la tension de sortie ne pourra jamais dépasser celle de la référence. Ce schéma sera donc réservé aux alimentations à faible tension de sortie.

On peut obvier à ce dernier inconvénient en ayant recours à un hybride des montages (a) et (b) : c'est le montage (c) :

— grâce au diviseur $R_3 R_4$ le gain en tension de l'ensemble est supérieur à l'unité et la tension de sortie peut dépasser la référence $V_{S \text{ max}} = V_{\text{Ref}} \times [1 + (R_3 / R_4)]$.

— puisque la tension appliquée à l'entrée peut s'annuler ($R_2 = 0$) la tension de sortie peut également s'annuler.

— comme dans les deux montages précédents la dérive du courant de polarisation ne peut être compensée que pour une unique valeur de V_S .

A partir de ces schémas de base de nombreuses variantes sont possibles. Nous en avons déjà envisagé une dans le montage de la figure VI-12. L'amplificateur opérationnel de commande n'est plus alimenté entre le « plus » de la tension d'entrée et la masse mais entre ledit « plus » et une tension négative hautement régulée capable de fournir un certain débit. Son entrée non inverseuse étant alors simplement portée au potentiel de la masse selon le schéma de la figure VI-19.

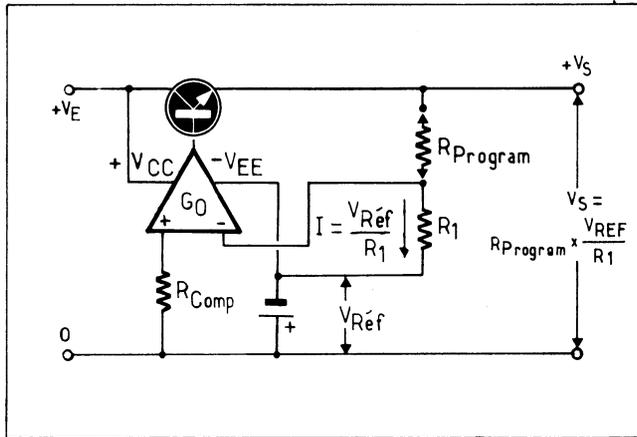


Fig. VI-19. — Une programmation par résistance variable (incorporée au montage ou extérieure) est possible grâce à ce schéma.

On dispose ainsi d'un moyen simple pour *programmer* la tension de sortie au moyen d'une résistance extérieure de programmation.

La tension de sortie sera alors directement proportionnelle à cette résistance de programmation R_{Prog} :

$$V_S = R_{\text{Prog.}} \times \frac{V_{\text{ref}}}{R_1}$$

Il va de soi que l'on choisira pour R_1 une valeur telle que le courant qui la traverse ait une valeur «ronde» pour que la valeur de la résistance de programmation soit aisée à déterminer.

Rappelons que la résistance de programmation doit être calculée de manière que le courant qui la traverse soit très grand devant le courant de polarisation de l'amplificateur. Si ce dernier est un modèle à transistors «superbêta» — genre LM 108 par exemple

(1) — son courant de polarisation est si faible qu'un courant de l'ordre de 1 mA dans R_1 sera suffisant pour assurer une bonne immunité vis-à-vis des variations du courant de polarisation.

Ce montage est bien pratique car il permet d'annuler la tension de sortie avec une source de référence fixe. Par contre il se prête mal à une programmation par voie numérique, la résistance de programmation n'étant pas référencée par rapport à la masse.

Nous voulons ici attirer l'attention du lecteur sur UN DÉTAIL IMPORTANT : Quel que soit le schéma mis en œuvre, que la résistance de programmation soit intérieure ou extérieure au montage, il importe, et plus particulièrement si l'alimentation n'est pas munie d'un dispositif de protection contre les surtensions en sortie (*crowbar*), que la commutation de cette résistance ne soit pas cause d'une surtension en sortie. Pour cela il est recommandé :

— 1°) de monter les divers éléments de la résistance de programmation en série et de les commuter selon le schéma de la figure VI-20-b. Le schéma (a) étant à proscrire.

— 2°) d'utiliser un commutateur à contact de passage (nommé «*make before break*» par les anglo-saxons). Dans ces conditions au moment de la commutation la ten-

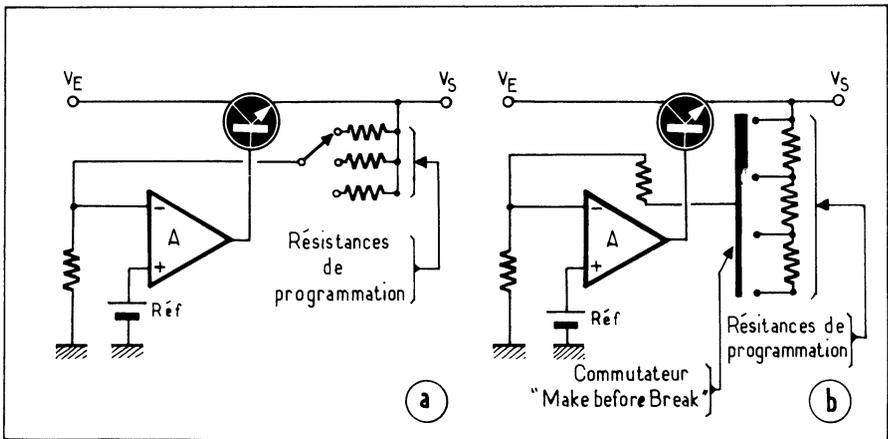
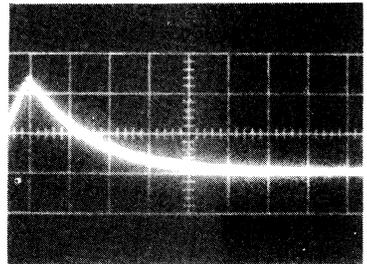


Fig. VI-20. — Si l'on veut éviter les surtensions en sortie les résistances de programmation ne peuvent pas être commutées n'importe comment. Le montage (a) est le plus mauvais, au moment de la commutation la boucle de contre-réaction est ouverte et la totalité de la tension d'entrée se retrouve à la sortie (au $V_{CE\text{ Sat}}$ 0,5 Volt du transistor ballast près). Le montage correct est celui du schéma (b) qui met en œuvre un commutateur à contact de passage («*make before break*»).

Osc. VI-1. — Malgré la présence à la sortie d'une alimentation d'un condensateur de $0,47\ \mu\text{F}$ (découplage H.F.) qui intègre partiellement les surtensions, on observe cependant au moment de la commutation de la résistance de programmation une surtension de 4 Volts. $X = 5\ \text{ms/cm}$, $Y = 2\ \text{V/cm}$, balayage déclenché monocourbe.



(1) Ou un «*Bifet*» comme le TL 081, dont le courant de polarisation est encore plus faible, sa résistance d'entrée étant de l'ordre de $10^{12}\ \Omega$.

sion de sortie *diminuera* temporairement tandis que dans les autres cas (montage (a) ou emploi d'un commutateur n'établissant pas un court-circuit temporaire entre les contacts au moment de la commutation. Le plus mauvais cas est celui du montage (a) avec un commutateur sans contact de passage car au moment de la commutation la boucle de contre-réaction est ouverte et c'est *la totalité* de la tension disponible à l'entrée qui se retrouve en sortie! Fort heureusement il y a généralement, en parallèle sur la sortie, un condensateur de faible valeur (0,1 à 1 μF) destiné au découplage aux fréquences élevées qui intègre partiellement cette brève surtension, et en limite l'amplitude (d'autant plus que lorsque la boucle de contre-réaction est ouverte la résistance dynamique de sortie augmente sensiblement). Toutefois ainsi que le montre l'oscillogramme VI-1 cette surtension n'est pas du tout négligeable.

D'autres montages permettent une commande par voie numérique de la tension de sortie nous en reproduisons deux à la figure VI-21.

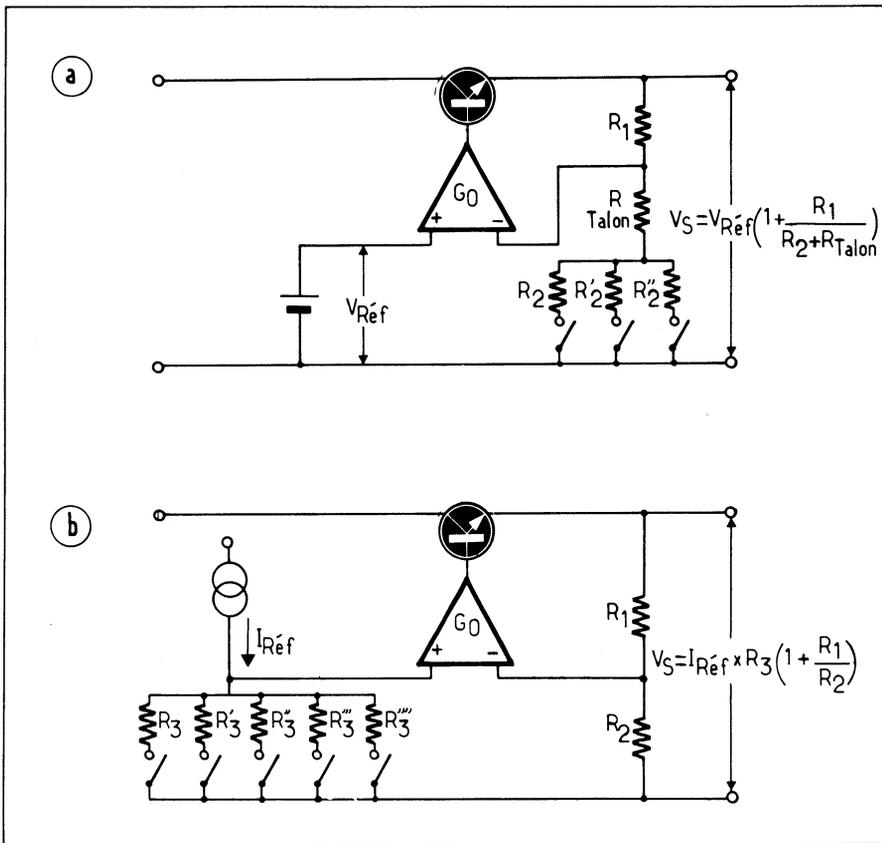


Fig. VI-21. — Deux méthodes pour permettre la programmation d'une alimentation régulée à partir des sorties d'un système numérique. Naturellement les «interrupteurs» sont des semi-conducteurs (transistors bipolaires ou M.O.S. bloqués ou saturés).

Le premier est directement dérivé du montage (a) de la figure VI-18: c'est la résistance R_2 qui est commutée au moyen d'interrupteurs (qui peuvent aussi bien être des contacts de relais, des transistors bipolaires ou des T.E.C. — à jonction ou M.O.S.

Dans le second, le gain en boucle de l'ensemble reste constant et c'est la tension de référence qui change. Cette tension est fournie par un courant constant qui traverse des résistances commutables.

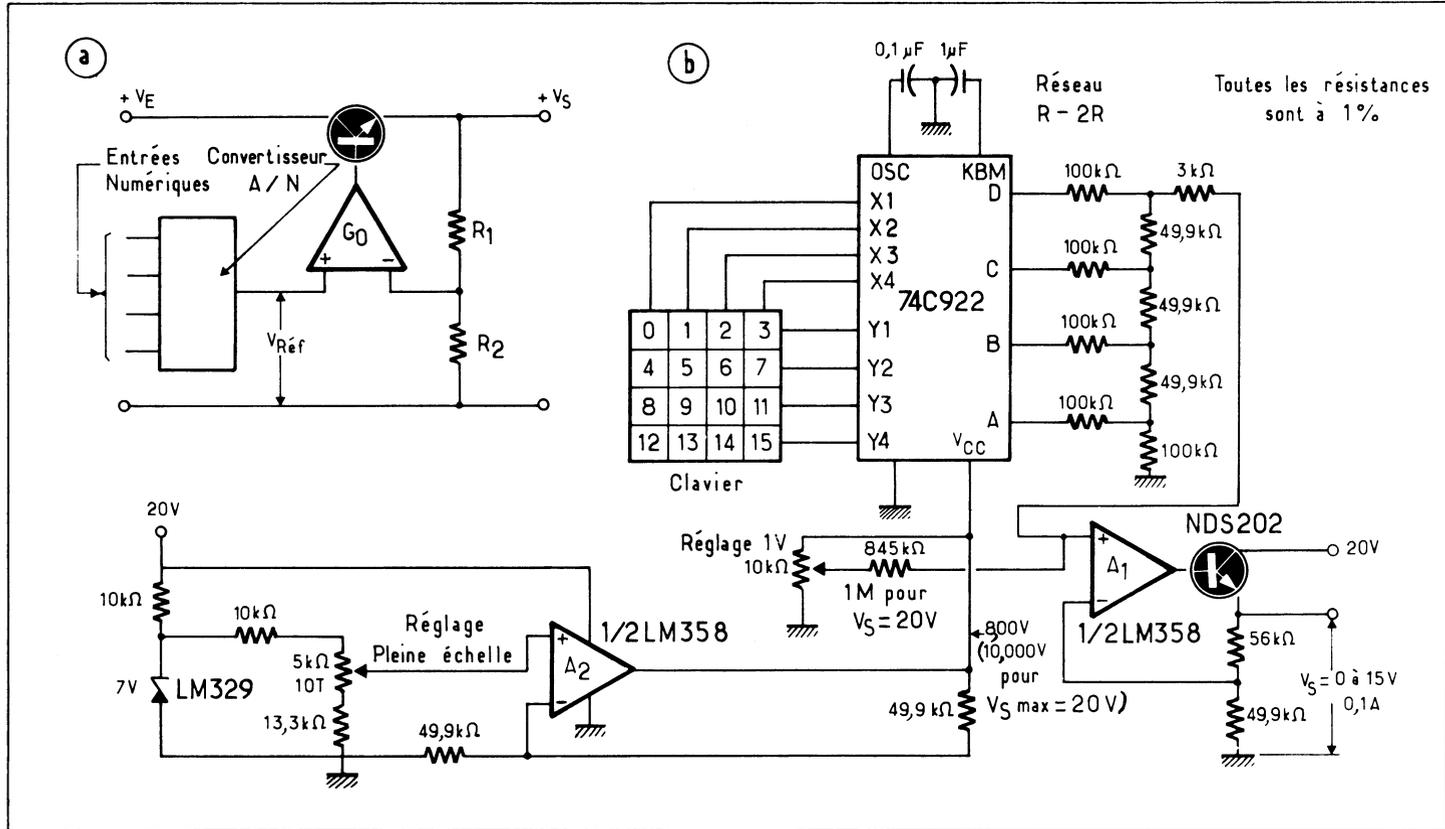


Fig. VI-22. — La tension de référence peut être fournie par la sortie d'un convertisseur numérique-analogique pour une programmation commandée par les sorties d'un ensemble numérique (a). En (b) programmation par clavier.

Notons que cette référence variable peut si on le désire être fournie par la sortie d'un convertisseur analogique-numérique (fig. VI-22). Mais n'entrons pas dans ce sujet car il est trop vaste et un peu en dehors de notre étude. Cependant il nous a paru intéressant de reproduire en (b) sur la même figure le schéma d'une alimentation 0 - 15 Volts programmable par incréments de 1 Volt au moyen d'un clavier à 16 touches. En remplaçant le C.I. de codage 74 C 922 par un 74 C 923 et un clavier à 20 touches on pourrait étendre à 20 Volts la tension de sortie de ce montage.

Nous ne pouvons également pas résister à reproduire à la figure VI-23 le schéma d'un diviseur numérique pour la tension de référence qui nous paraît des plus astucieux puisqu'il fournit une précision de l'ordre de 0,05% en ne mettant en œuvre que des composants ordinaires à l'exclusion de toute résistance de précision. Il est basé sur la haute symétrie des signaux carrés délivrés par les bascules bistables. Une double bascule J.K SN 74 L 73 est montée en compteur de modulo 4 attaqué par un multivibrateur constitué par deux des portes Nand contenues dans un SN 74L00 tandis que les deux autres portes sont utilisées pour combiner les signaux de sortie du compteur pour obtenir des signaux de rapport cyclique respectivement égaux à $1/3$, $1/2$ et $3/4$. Signaux qui sont adressés — ainsi que le potentiel de la masse et le $+V_{CC}$ à un dispositif de commutation analogique comportant les transistors à effet de champ T_3 et T_4 commandés par les transistors bipolaires T_1 et T_2 — qui délivre à l'entrée d'un intégrateur à amplificateur opérationnel un signal variant entre 0V et la tension de référence (fixée ici à 4 Volts) avec le rapport cyclique sélectionné au moyen du commutateur S_1 . Remarquons au passage qu'il serait possible d'envisager une version à circuits intégrés C. M. O. S. en utilisant par exemple un CD 4027 au lieu du SN 74L73 un CD 4011 pour le SN 74L00 et les commutateurs analogiques contenus dans un ou plusieurs CD 4066 pour remplacer le commutateur S_1 (ce qui permettrait une commande numérique du montage) et également pour remplacer les transistors T_3 et T_4 . L'ensemble présenterait alors l'avantage d'une faible consommation à partir d'une source d'alimentation unique.

ENCORE QUELQUES MONTAGES PRATIQUES

Nous sommes un peu fatigués de la théorie, n'est-ce pas, détendons-nous avec un peu de pratique.

Nous commencerons par décrire l'alimentation de laboratoire que nous avons réalisée pour notre propre usage. Le schéma en est reproduit à la figure VI-24. Nous ne nous occuperons pour le moment que de la partie source de tension positive, la source de tension négative, asservie ainsi que la source de courant, seront décrites ultérieurement.

Cette source est capable de délivrer au maximum une tension de 30 Volts avec une intensité de 2 A. La tension non régulée est obtenue par redressement double alternance au moyen d'un pont (BA 37 Silec) de la tension alternative 20 ou 30 Volts fournie par l'enroulement secondaire principal du transformateur. Selon la position du commutateur K_1 solidaire de K_2 (variation par bonds de 10 Volts) on alimente l'ensemble sous 20 ou 30 Volts efficaces. Cela dans le but de limiter la puissance dissipée par les transistors ballasts aux faibles tensions de sortie sous fort courant. Car dans ce cas c'est aux bornes de ces transistors que se trouve la majeure partie de la tension fournie par le redresseur. Le transformateur comportant également une prise à 10 Volts nous avons essayé d'alimenter l'ensemble sous 10 Volts pour la position 0 de K_1 mais nous avons constaté un défaut de fonctionnement du régulateur aux forts courants de sortie, défaut dû à une alimentation impropre de l'amplificateur opérationnel. Cette solution serait applicable en alimentant l'amplificateur opérationnel par une source séparée.

Nous n'avons pas jugé cette complication nécessaire: le ballast, constitué par deux 2 N 3055 (avec résistances d'égalisation de 0,25 Ω dans les émetteurs) ainsi que leur radiateur étant largement dimensionnés.

Les transistors ballasts sont pilotés par un 2 N 1711 en configuration Darlington, lui-même commandé par l'amplificateur d'erreur: amplificateur opérationnel μA 741 (ATTENTION! ne pas utiliser la version μA 741 C qui n'admet que ± 18 Volts d'alimentation, soit au maximum 36 Volts entre ses bornes $+V_{CC}$ et $-V_{EE}$), mais bien le μA 741 qui lui admet ± 20 Volts car dans le cas qui nous intéresse l'alimentation du 741

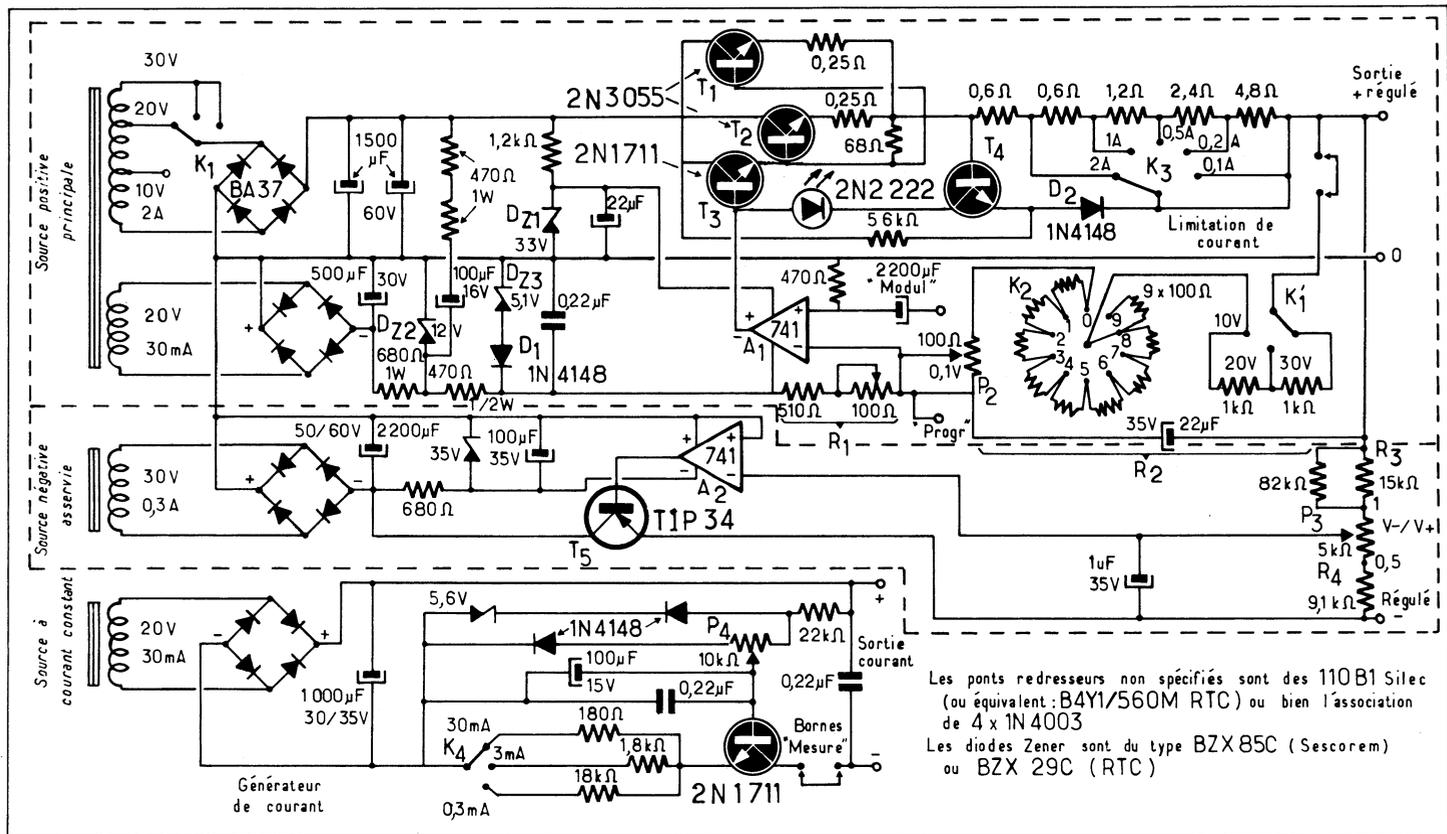


Fig. VI-24. — Schéma général de l'alimentation régulée de laboratoire réalisée par l'auteur. Seule nous intéresse pour le moment la source principale (encadrée sur le schéma).

s'effectue sous 38,7 Volts, soit les 33 Volts imposés par la diode de Zener qui protège la borne d'alimentation $+V_{CC}$ plus les 5,7 Volts de la source de référence à laquelle est ramenée la borne d'alimentation $-V_{EE}$. L'entrée « Non-inverseuse » de l'amplificateur opérationnel est ramenée à la ligne commune 0 Volt à travers une résistance de 470 Ω de compensation du courant d'offset tandis que la borne d'entrée « Inverseuse » est attaquée par un diviseur constitué par une résistance de pied $R_1 = 510 \Omega + 100 \Omega$ ajustable réglée une fois pour toutes et une résistance variable R_2 , constituée, quant à elle, par la mise en série des résistances de 1 k Ω et de 100 Ω respectivement sélectionnées par K_1 et K_2 et le potentiomètre de réglage fin P_2 . La tension aux bornes de R_1 étant de l'ordre de 5,7 Volts cette résistance est réglée pour être traversée par un courant de 10 mA on a alors une tension de sortie de 0,01 Volt par ohm de R_2 . On pourrait donc remplacer si on le désirait le potentiomètre P_2 par 9 résistances de 10 Ω pour avoir des incréments de 0,1 Volt et ajouter un potentiomètre de 10 Ω pour obtenir un réglage fin entre 0 et 0,1 Volt (1). Un condensateur de 22 μF est placé en parallèle avec R_2 , I_1 forme avec R_1 une constante de temps d'environ 10 ms qui a pour effet de minimiser la résiduelle de ronflement à 100 Hz.

Le ballast est constitué par un étage Darlington de puissance composé par deux 2 N 3055 en parallèle, avec résistance d'équilibrage des V_{BE} de 0,25 Ω dans les émetteurs, pilotés par un 2 N 1711.

La référence de tension est obtenue en ramenant à 5,7 Volts une tension négative de 28 Volts au moyen de deux étages de stabilisation à diodes de Zener : une préstabilisation à 12 Volts (Diode D_{Z2}) puis la stabilisation proprement dite à 5,7 Volts au moyen de la seconde diode de Zener D_{Z3} compensée en température au moyen d'une diode polarisée en direct (D_1).

Les résultats obtenus sont les suivants :

— Influence de la charge : pour la tension de sortie maximale et une variation de charge entre 0 et la charge maximale (2 A) on a une variation de, V_S de + 0,07% (on assiste à une légère surcompensation).

— Influence de la tension d'alimentation :

ΔV_E	ΔV_S
- 20%	- 0,68%
- 15%	- 0,02%
- 10%	- 0,01%
+ 10%	0
+ 20%	0

Le second montage (fig. VI-25) est une alimentation 100 Volts - 0,1 A dont l'intérêt, en ce qui nous concerne, réside dans le mode d'alimentation de l'amplificateur opérationnel de contrôle :

Son courant maximal est maintenu constant au moyen d'une source de courant constituée par le transistor T_1 associé aux résistances R_1 et R_2 ainsi qu'à la diode de Zener D_{Z1} . Source de courant placée entre le $+V_E$ et la borne d'alimentation $+V_{CC}$ de l'amplificateur opérationnel. Les diodes de Zener D_{Z4} et D_{Z3} permettent la première de maintenir l'entrée $+V_{CC}$ à une tension égale ou inférieure à 10 Volts par rapport à la tension de sortie tandis que D_{Z3} , dont la tension de Zener est de 30 Volts, interdit que la tension d'alimentation de l'amplificateur dépasse cette tension.

La source de référence, constituée par la diode de Zener D_{Z2} , n'est pas référencée par rapport à la masse, mais par rapport à la tension de sortie $+V_S$. Cette disposition permet l'emploi d'un amplificateur, dont la tension d'alimentation nominale ne dépasse pas 40 V, pour commander une tension de sortie bien supérieure.

Le dispositif d'ajustage de la tension de sortie, constitué par le pont R_6, P_1, R_7 est classique.

C'est au transistor T_2 qu'est impartie la fonction de ballast.

(1) Nous avons récemment prévu deux bornes munies d'un cavalier ainsi qu'une borne « Programmation » placée à l'intersection de R_1 et R_2 pour permettre d'éliminer R_2 et de remplacer cette résistance par une résistance extérieure de programmation.

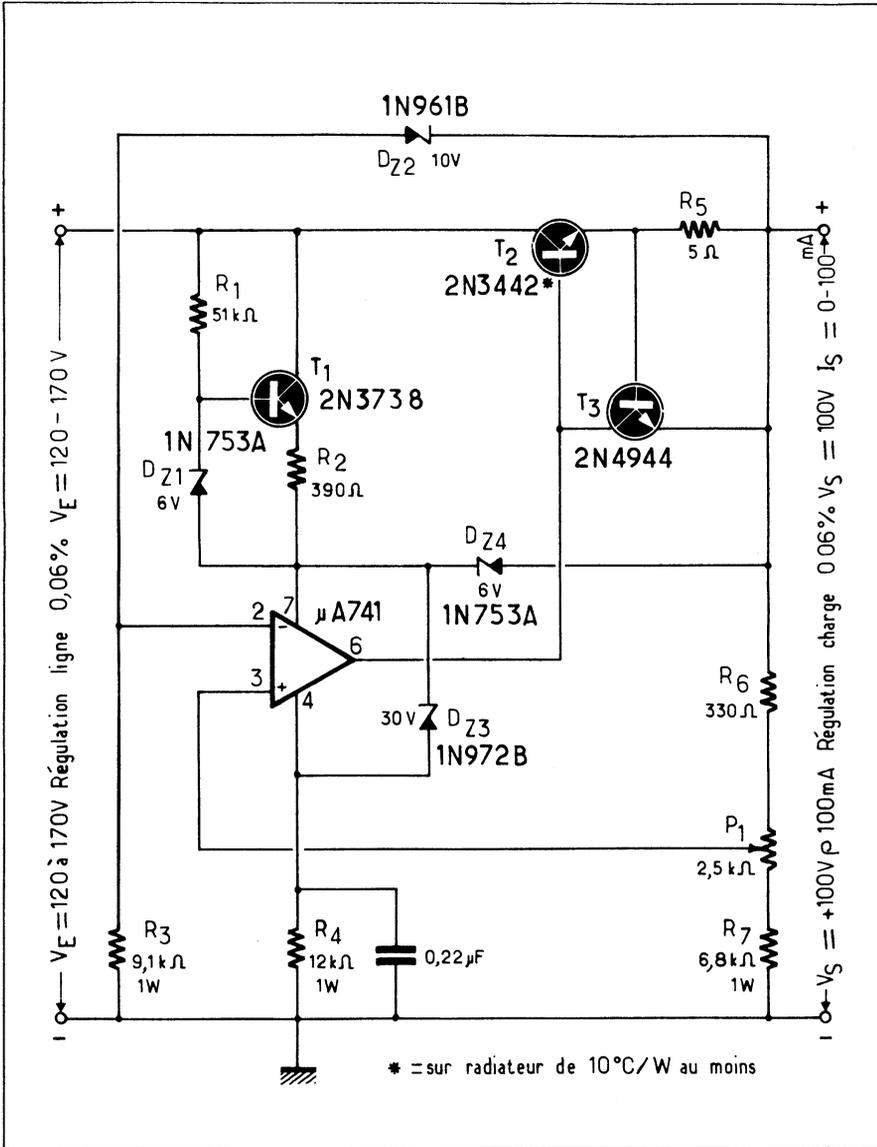


Fig. VI-25. — En référant la source étalon (diode de Zener D_{Z2}) non plus par rapport à la masse mais par rapport à la tension de sortie régulée, on parvient à réguler une tension de sortie de 100 Volts avec un simple $\mu A 741$.

Le rôle du transistor T_3 , associé à la résistance R_5 est de limiter le courant de sortie à 120 mA environ selon un montage tout à fait classique qui sera étudié en son temps.

L'intérêt du montage de la figure VI-26 réside dans le fait qu'il met en œuvre un quadruple amplificateur opérationnel LM 324 N. Le premier de ces amplificateurs (A_1) associé à une diode de Zener montée dans la boucle de contre-réaction selon un schéma classique, fournit la tension de référence sous une impédance suffisante pour qu'il soit possible de la charger par les potentiomètres R_3 ajustage fin) et R_4 (dégrossissage). Ce qui permet

d'adresser une fraction variable de cette tension à l'entrée non-inverseuse du second ampli op (A_2) qui joue le rôle d'amplificateur-comparateur et commande le ballast (Darlington $T_1 T_2$) avec un gain en boucle fermée de 2,5 environ. Le troisième amplificateur (A_3) a pour double rôle d'assurer la protection contre les surcharges et de fournir un signal de commande à A_4 qui commande une diode électroluminescente indicatrice de dépassement du courant nominal de sortie.

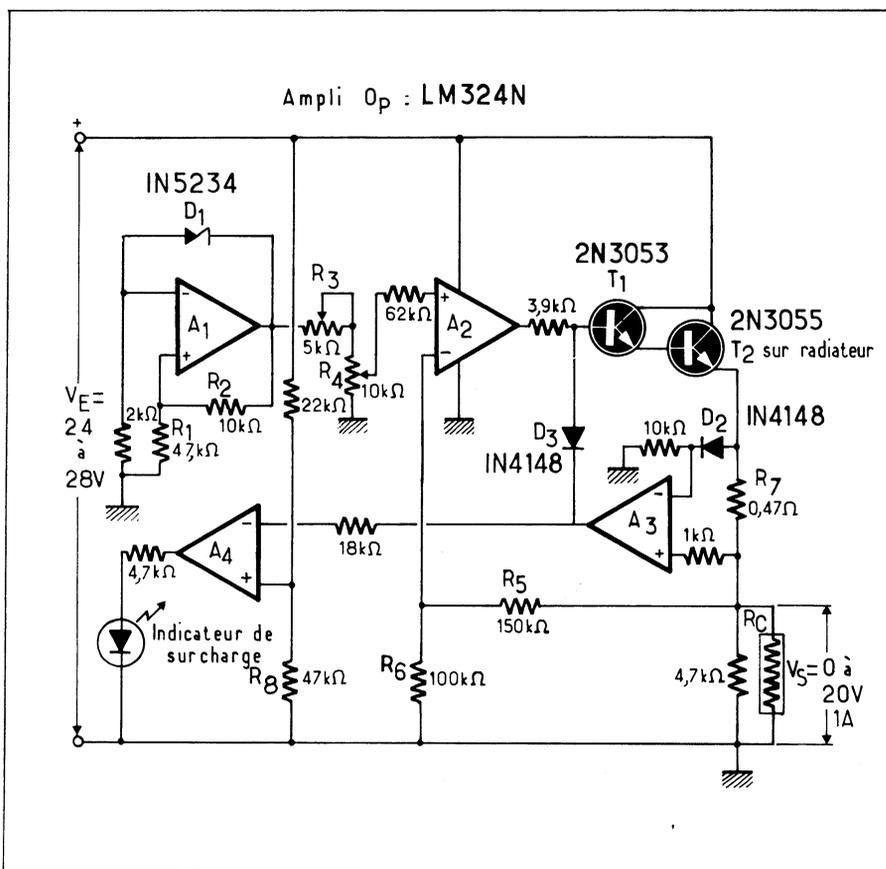


Fig. VI-26. — Un quadruple amplificateur opérationnel LM 324 N constitue «le cœur» de cette alimentation régulée protégée contre les courts-circuits.

Les résultats obtenus semblent intéressants puisque l'auteur du montage dit obtenir un facteur de régulation en fonction de la charge de l'ordre de 0,02% pour une variation de ladite charge comprise entre 0 et 1 A et une tension de sortie de 20 V.

Intéressons nous maintenant à la partie «régulation de tension» du schéma de la figure VI-27-a mis au point par les ingénieurs des Laboratoires d'application de *National Semiconductor*. Elle est capable de délivrer une tension réglable entre 0 et 25 Volts sous un débit maximal de 10 A.

C'est le type classique de l'amplificateur opérationnel de puissance associé à une source de référence. Cette dernière est constituée par la diode de Zener D_{Z1} alimentée à courant constant à travers le transistor T_1 . Un potentiomètre, qui peut être du type «10 tours» pour plus de facilité de réglage est branché en parallèle avec la diode de référence. On peut ainsi appliquer une fraction réglable de cette référence à l'entrée de l'amplificateur opérationnel de contrôle. Cette disposition est rendue possible par le très

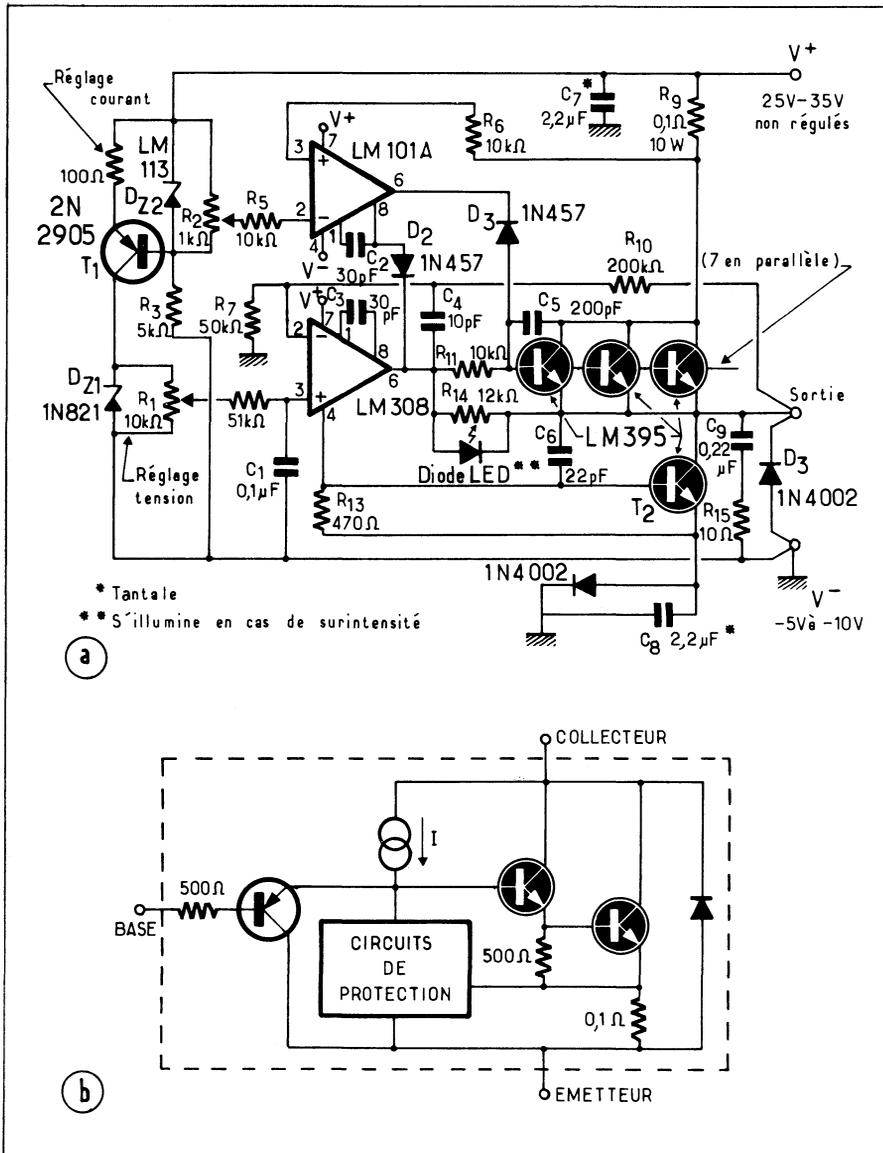


Fig. VI-27. — Ce sont des « transistors » LM 395, véritables circuits intégrés de puissance protégés intérieurement contre les surcharges (intensité et température) (b) qui constituent le ballast de cette alimentation 0 à 25 Volts 10 A (a) (D'après une documentation National Semiconductor).

faible courant d'entrée de cet amplificateur (LM 308) qui met en œuvre des transistors « superbéta ». Le faible courant de sortie du 308 est cependant suffisant pour la commande des 7 LM 395 montés en parallèle qui servent de ballast, ce « transistor » étant en fait un véritable circuit intégré de puissance (fig. VI-27-b) protégé contre les surcharges (intensité et échauffement) au moyen de circuits intérieurs. Une diode (D₃), et un huitième LM 395 montés en parallèle avec la sortie, protège l'alimentation contre les risques d'injection de courant inverse par une charge capable dans certains cas de se comporter

en générateur (charges inductives ou capacitives lors de brusques variations du courant de charge, ou bien encore utilisation de l'alimentation régulée pour la charge de batteries par exemple).

Petit à petit nous constatons qu'en introduisant l'amplificateur opérationnel dans les alimentations régulées nous avons transformé ces dernières en amplis op de puissance. C'est ce qu'à très bien compris un constructeur d'Outre-Atlantique (*Kepeco*) qui propose des alimentations régulées de laboratoire sous la forme d'un amplificateur opérationnel de puissance avec ses deux bornes d'entrée « sorties » associé à une source de référence. Un amplificateur opérationnel « de réserve » complète le tout. Cette disposition permet « toutes les fantaisies » : programmation soit au moyen de résistances extérieures soit au moyen d'une tension variable, source de courant programmée, modulation de la tension ou du courant de sortie au moyen d'une source à basse fréquence extérieure, etc. (Fig. VI-28).

Remarquons à ce sujet que certains amplificateurs à haute fidélité modernes sont conçus exactement comme des amplificateurs opérationnels de puissance (c'est le cas en particulier de l'amplificateur HI-FI intégré TDA 2020 (S.G.S. - Ates) et qu'à condition de prévoir une limitation de courant il est tout à fait possible, en les associant à une source de tension de référence précise, de les transformer en alimentation régulée programmable, modulable, etc.

Nous avons réalisé un montage « sur table », c'est-à-dire sans respecter les précautions de câblage énoncées plus haut, avec l'amplificateur intégré TDA 2020 selon le schéma de la figure VI-29. Les résultats obtenus :

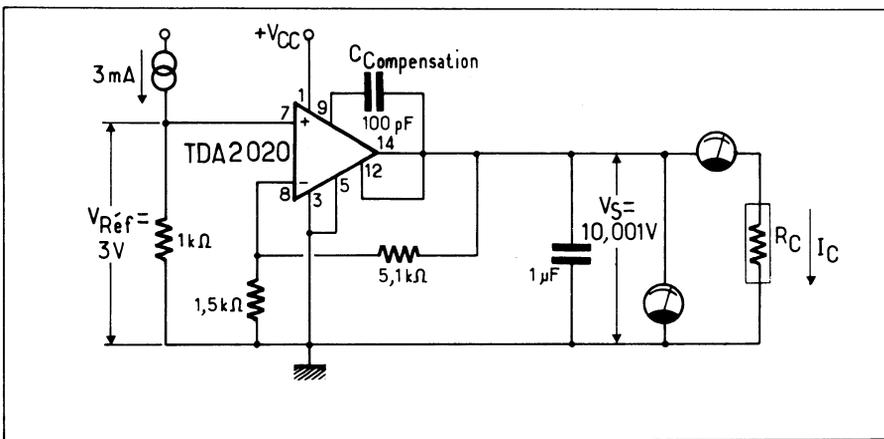


Fig. VI-29. — Un amplificateur Hi-Fi intégré TDA 2020 (S.G.S.) associé à une source de référence constitue une excellente alimentation régulée. Réalisation de l'auteur.

— Influence de la charge pour une tension d'alimentation fixe de 15 Volts :

V_S = à vide	10,002 Volts
charge 0,3 A	10,001 Volts
charge 1 A	10,004 Volts

— Influence de la tension d'entrée pour une charge constante de 0,3 A :

Pas de variation mesurable de V_S (avec un voltmètre numérique 4 1/2 digits (Modèle 4200 Dana)) pour une variation de V_E comprise entre 12 et 30 Volts.

Sans commentaire !

Si l'on désire moduler la tension de sortie (pour les besoins d'essais d'éléments de circuits sous tension variable par exemple) il suffirait d'appliquer le signal de modulation à l'entrée non-inverseuse (côté source de référence) à travers un condensateur de forte valeur.

ET POUR LES TENSIONS PLUS ÉLEVÉES ?

Comme il existe actuellement des transistors capables de supporter un V_{CE} de l'ordre de 1500 Volts on peut penser que les montages décrits jusqu'ici sont applicables pour des alimentations stabilisées dont la tension de sortie peut atteindre 1000 à 1200 Volts. En théorie : oui. Dans la pratique, outre le coût des transistors à haute tension et à cause des difficultés que l'on rencontre pour la réalisation de l'amplificateur de commande on préfère recourir à d'autres solutions :

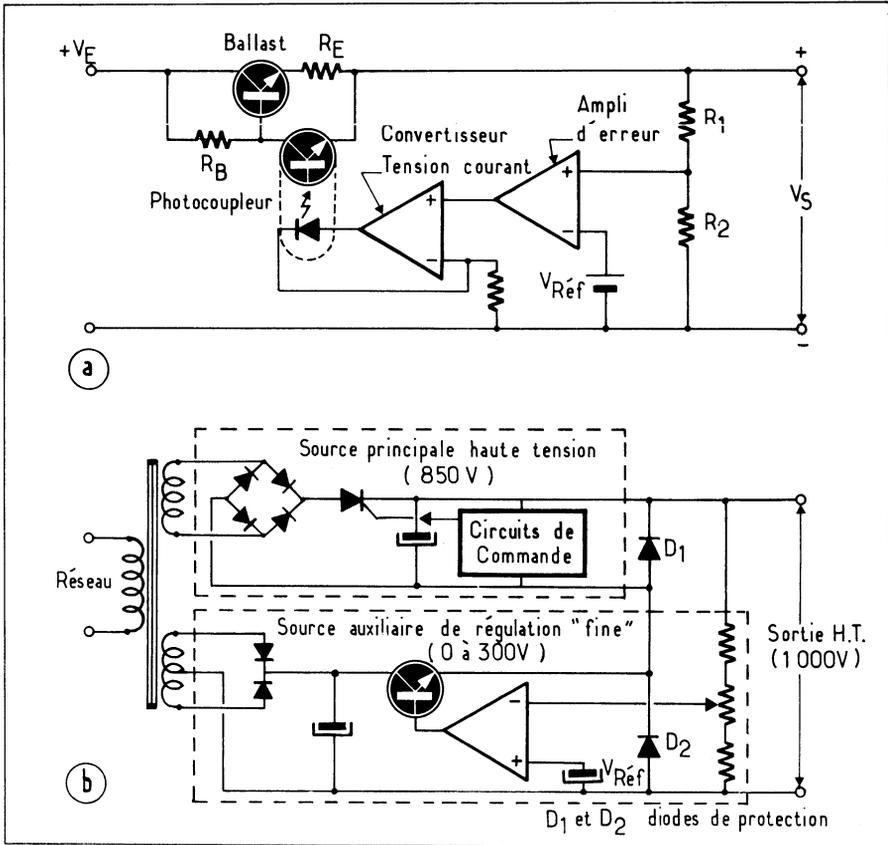


Fig. VI-30. — Deux solutions possibles pour la régulation des tensions élevées (a) coupler le ballast à la sortie de l'amplificateur d'erreur par voie électro-optique (b) monter une alimentation à tension élevée avec une alimentation hautement régulée à tension plus basse qui compensera les variations de tension de sortie de l'ensemble.

— Pour les faibles courants le transistor ballast peut être remplacé par un tube à vide (c'est en particulier ce que fait *Kepeco* jusqu'à 2 kV).

— On peut, en utilisant comme ballast un transistor haute tension ou plusieurs transistors pour tension moyenne montés en série, coupler ce ballast aux circuits de commande (amplificateur d'erreur, référence, etc.) par voie optoélectronique (fig. VI-30-a).

Une autre solution consiste à monter en série deux alimentations l'une à tension élevée grossièrement régulée — au moyen d'un montage à redresseurs commandés par exemple (1) — et l'autre à tension plus faible mais hautement stabilisée et dont l'amplifi-

(1) Ces dispositifs seront étudiés dans un chapitre à venir.

cateur d'erreur mesurera l'erreur non pas de cette seule alimentation auxiliaire, mais bien celle sur la *totalité* de la tension, compensant ainsi également les variations de la source principale. Si par exemple nous désirons une tension de sortie de 1000 Volts nous pourrions monter en série une source principale à tension fixe faiblement régulée de 850 Volts et une source auxiliaire de régulation dont la tension pourra varier entre 0 et 300 Volts. De cette manière, cette seconde source sera capable de compenser des variations de $\pm 17,50\%$ de la source principale (fig. VI-30-b) (1). Evidemment, si l'on désirait obtenir une tension de sortie réglable, on pourrait ajuster séparément les tensions de sortie de l'alimentation principale (dégrossissage) et de la source auxiliaire de régulation (réglage fin).

RÉPONSE EN FRÉQUENCE. UN GROS CONDENSATEUR EN PARALLÈLE SUR LA SORTIE EST-IL UTILE ?

Si nous considérons une alimentation régulée comme un amplificateur opérationnel de puissance, les mêmes problèmes se posent à son sujet quant à la compensation en fréquence et les mêmes remèdes sont à appliquer pour éviter les risques d'entrée en régime d'auto-oscillation, en particulier du fait que l'amplificateur de gain en boucle ouverte très élevé fonctionne avec un très fort taux de contre-réaction qui risque de se transformer en réaction pour les fréquences élevées.

Le remède le plus simple consiste généralement à shunter la résistance de contre-réaction par une capacité de faible valeur comme on le fait généralement dans les amplificateurs à haute fidélité. Lorsqu'il est fait usage d'un amplificateur opérationnel intégré pour la commande du ballast il convient de le munir de la capacité ou du réseau correcteur prévu à cet effet (2). Il ne faut toutefois pas, pour obtenir une meilleure stabilité, par trop « abrutir » la courbe de réponse de l'ensemble, car il faut penser que l'alimentation pourra avoir à contrôler des courants de charge à variation brutale. Une trop faible bande passante conduirait, lors de la diminution brutale de la charge, à une réponse trop lente du circuit de régulation, d'où il résulterait des pointes de tension capables d'être préjudiciables aux circuits aval, ou si le montage est muni d'un circuit de protection contre les surtensions (3) (*crowbar*) au fonctionnement intempestif de cette protection.

Il vient alors à l'esprit, pour améliorer la réponse aux brusques variations de charge, de placer en sortie du montage un gros condensateur (plusieurs centaines de microfarads) comme on en voyait dans certains montages anciens.

Ce condensateur est-il utile ? Nous répondons résolument non : dans le cas général non seulement il n'est pas utile *mais il peut être nuisible* :

— 1°) Il n'est pas utile, car si le montage a été bien conçu il présente une impédance de sortie extrêmement basse pour une large gamme de fréquences, et il suffit d'un condensateur de faible valeur (0,1 à 1 μF monté en série avec quelques dizaines d'ohms) pour absorber les pointes de tension dues à de brusques variations de charge, et par la même occasion éliminer les risques d'oscillations qui peuvent accompagner ces variations. C'est bien ce que montrent les oscillogrammes VI-2-a et b relevés à la sortie de l'alimentation décrite plus haut (fig. VI-24), alors qu'elle alimentait une charge consommant 1,5 A, mise en service puis éliminée périodiquement par le contact d'un relais (contact mouillé au mercure ; temps d'établissement et de coupure de l'ordre de 8 ns). En l'absence de condensateur on remarque qu'une oscillation de fréquence voisine du mégahertz accompagne la commutation (osc. VI-2-a). Un condensateur de 0,22 μF en série avec 47 Ω suffit à éliminer l'oscillation (osc. VI-2-b).

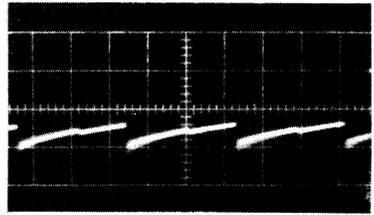
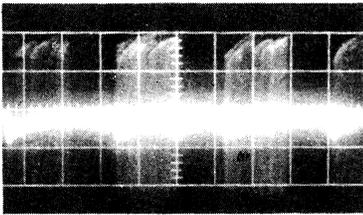
— 2°) Il est nuisible lorsque l'alimentation est munie de circuits de protection contre les surintensités ou les surtensions.

— Contre les surintensités : en cas de court-circuit, l'alimentation elle-même est bien protégée, *mais pas les circuits aval* puisqu'ils servent de voie de décharge au gros condensateur placé en sortie.

(1) C'est la solution adoptée par *Hewlett-Packard*.

(2) Voir note page 152.

(3) Ce sujet sera développé au chapitre « Protections ».



Osc. VI-2. — (Relevé sur le montage de la figure VI-24). La commutation rapide d'une charge (temps de commutation 8 ns) à la sortie d'une alimentation régulée, peut être cause d'oscillations à haute fréquence (a) lesquelles peuvent être éliminées en shuntant la sortie du régulateur par un condensateur de faible valeur (0,1 à 1 μ F) en série avec une résistance de quelques dizaines d'ohms (b). Réglages de l'oscilloscope: X: 1 ms / cm. Y: 20 mV / cm.

— Contre les surtensions: ce dispositif, nommé *crowbar* par les anglo-saxons, met en œuvre comme nous le verrons plus loin, un thyristor qui s'amorce en cas de surtension, mettant en court-circuit la sortie de l'alimentation, ce dont il résulte soit le fonctionnement du limiteur d'intensité lorsque ce dispositif existe, soit la fusion d'un fusible, soit encore le fonctionnement d'un disjoncteur électronique ou électromécanique.

Si la sortie comporte un condensateur de forte capacité, que va-t-il se passer? Il va se décharger dans le thyristor, ce qui aura pour effet soit de l'endommager, soit de retarder le fonctionnement des protections amont.

Donc, sauf cas particulier qui reste à déterminer, la présence d'un condensateur de forte valeur à la sortie d'une alimentation régulée est à déconseiller.

LES ALIMENTATIONS «BIPOLAIRES»

Tous les régulateurs de tension que nous avons décrit jusqu'ici étaient régulés «par le plus». Rien n'empêcherait d'introduire un transistor ballast p-n-p dans la ligne négative de l'alimentation — ou bien même un n-p-n monté non plus en collecteur commun mais en émetteur commun et de réguler «par le moins». C'est ce qui se faisait lorsque les seuls transistors de puissance disponibles étaient des p-n-p au germanium (fig. VI-31). Toutefois cela n'offre actuellement aucun intérêt (sauf cas particuliers) car généralement les ensembles régulateurs sont construits «flottants» par rapport à la masse, laquelle peut être raccordée au moyen d'une barrette, à l'un ou l'autre pôle de l'alimentation.

Avant de décrire les alimentations bipolaires, il nous paraît souhaitable de les définir. En effet certains constructeurs, *Kepeco* en particulier, livrent sous la dénomination d'alimentation «bipolaires» des dispositifs constitués par un amplificateur opérationnel de puissance commandé par deux sources de références symétriques par rapport au point 0 Volt. Un potentiomètre placé entre les sorties de ces deux sources permet de faire varier la tension régulée de sortie entre deux valeurs extrêmes $+V_S$ et $-V_S$ en passant par une valeur nulle (fig. VI-32).

Ce n'est pas ce type d'alimentation que nous appelons «bipolaires», mais bien des modèles qui délivrent *simultanément* deux tensions de polarité opposées par rapport au zéro commun (1). Ces tensions pouvant selon les cas être symétriques, c'est-à-dire de valeurs absolues égales, ou ne pas l'être. Le plus souvent les deux sorties sont asservies, c'est-à-dire que leurs variations (voulues ou non) sont identiques. Cette disposition est particulièrement intéressante pour l'alimentation des amplificateurs opérationnels qui sont moins sensibles aux variations de la tension d'alimentation qu'à celles de ces tensions par rapport à la masse, ce dernier type de variation étant ressenti comme une variation de la tension de mode commun (2).

(1) Peut-être serait-il préférable de les appeler «tripolaires».

(2) Ce sujet est traité en détail dans notre ouvrage «Les Amplificateurs Opérationnels» déjà cité.

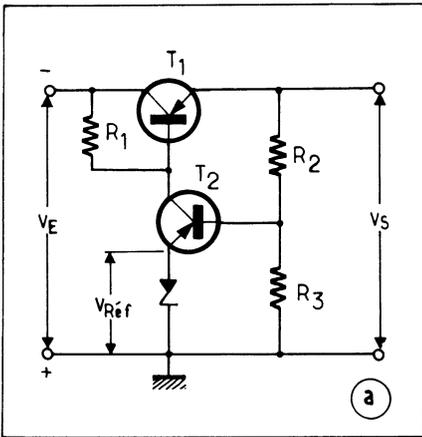
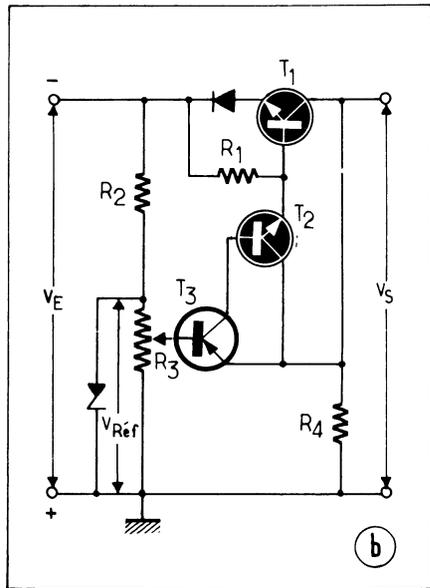
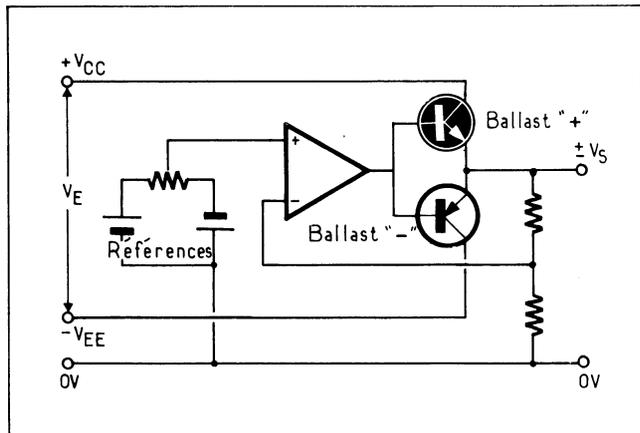


Fig. VI-31. — Deux exemples de régulateurs « par le moins ». Le premier schéma (a) est classique, on a simplement remplacé les transistors n-p-n par des p-n-p. Quant au second (b) il met en œuvre un ballast constitué par deux transistors n-p-n montés en configuration Darlington et en émetteur commun. L'amplificateur-comparateur de tension est un p-n-p. Evidemment, cette confi-



guration est également applicable à une régulation « par le plus » en utilisant des transistors complémentaires de ceux figurés ici.

Fig. VI-32. — Un amplificateur opérationnel de puissance peut être commandé par une tension de référence variant entre + et $-V_{Ref}$. Il est alors possible d'obtenir une tension de sortie positive ou négative à volonté.



Deux cas peuvent se présenter : ou bien on dispose d'une alimentation régulée simple, et l'on désire fractionner la tension qu'elle délivre en deux tensions — symétriques ou non — par rapport à un point 0 Volt commun (mis à la masse ou non), ou bien l'on crée une alimentation bipolaire à partir d'éléments nouveaux.

Dans le premier cas, la première chose qui viendrait à l'esprit serait de réaliser un simple diviseur de tension résistif, dont on mettrait le point milieu à la masse (fig. VI-33-a). Cette solution n'est pas bonne car si les consommations des charges raccordées aux deux fractions de l'alimentation ne sont pas identiques, ou, ce qui est plus grave, ne varient pas ensemble et de la même manière, le point commun va « se promener » en fonction des consommations.

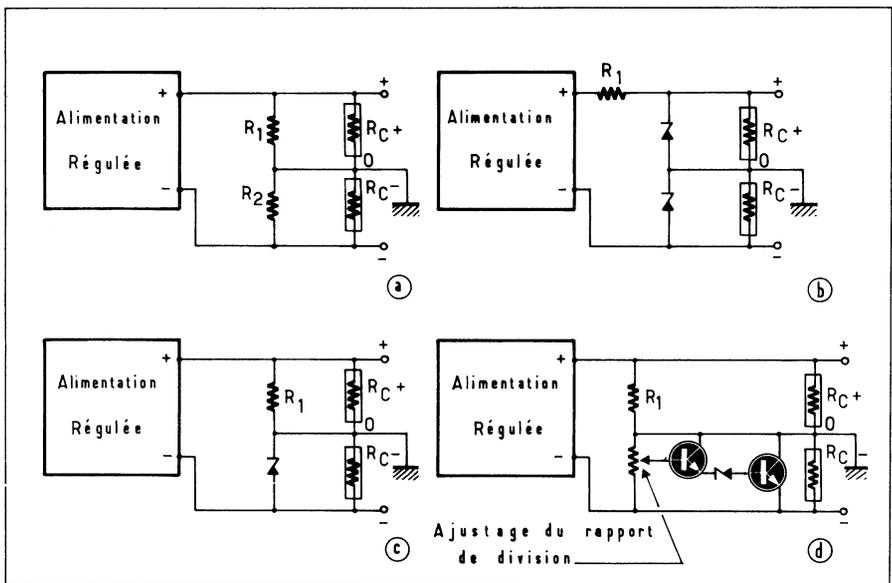


Fig. VI-33. — *Quatre manières pour créer un point commun artificiel. La première solution (a) n'est guère intéressante: pour une bonne stabilité il faut soit que les courants dans les charges varient peu, soit que le courant qui parcourt le diviseur soit grand devant ceux dans les charges. Les solutions (b et c) sont meilleures mais on n'a pas la possibilité d'ajuster avec précision le rapport du diviseur. La solution (d) permet ce réglage.*

La seconde solution qui vient à l'esprit est de créer le diviseur de tension au moyen de diodes de Zener (fig. VI-33-b). Cette solution est meilleure à condition que l'on dispose de suffisamment de tension pour permettre d'insérer une résistance de la valeur voulue en série avec l'ensemble, et de toute façon, l'on perd l'avantage de la source de tension régulée. La solution qui consiste à utiliser un diviseur de tension constitué par une diode de Zener et une résistance est encore meilleure, car en fait c'est la valeur de la tension négative qui risque de varier, car on peut remarquer sur le schéma (a) que le courant fourni par la source d'alimentation se partage entre la charge négative et la branche négative du diviseur. Il est donc souhaitable que cette branche négative du diviseur *présente une résistance dynamique aussi faible que possible* pour que les variations des courants dans les charges (augmentation du courant dans la branche positive de la charge ou diminution de celui dans la branche négative) n'entraînent pas de variations notables de la tension aux bornes de la branche inférieure du diviseur.

Nous venons sans en avoir l'air de définir ce que doit être un diviseur de tension pour la création d'un point 0 Volt commun, qui transformera une alimentation régulée unipolaire en alimentation bipolaire. Ce diviseur devra présenter une consommation assez faible pour ne pas surcharger la source, mais l'une au moins de ses branches devra présenter une résistance dynamique aussi faible que possible, de manière à éviter que les variations des courants dans les charges ne conduisent à des variations sensibles du rapport de division.

Le schéma (c) répond assez bien à ce critère, mais il présente un inconvénient, il est difficile d'ajuster avec précision le rapport du diviseur, à moins de trier les diodes de Zener jusqu'à sélectionner celle qui permet d'obtenir exactement les tensions voulues. On pourrait remédier à cet inconvénient en ayant recours à un montage stabilisateur ajustable à diode de Zener et transistors, dans le genre de celui que nous avons déjà rencontré au chapitre «Stabilisation» ce qui nous conduit au schéma (d) de la figure VI-33.

Mais puisque nous commençons à compliquer le montage, pourquoi ne pas réaliser un montage autorégulateur c'est-à-dire capable de «sentir» les variations du rapport de

division et de les corriger par voie de contre-réaction. Le schéma synoptique en est donné à la figure VI-31-a on voit qu'il consiste essentiellement en un régulateur du type shunt qui maintient constante la tension de la branche inférieure du diviseur de tension : la tension d'entrée étant constante parce que, fournie par une alimentation régulée, la tension dans la branche supérieure restera constante et il en ira de même pour le rapport de division.

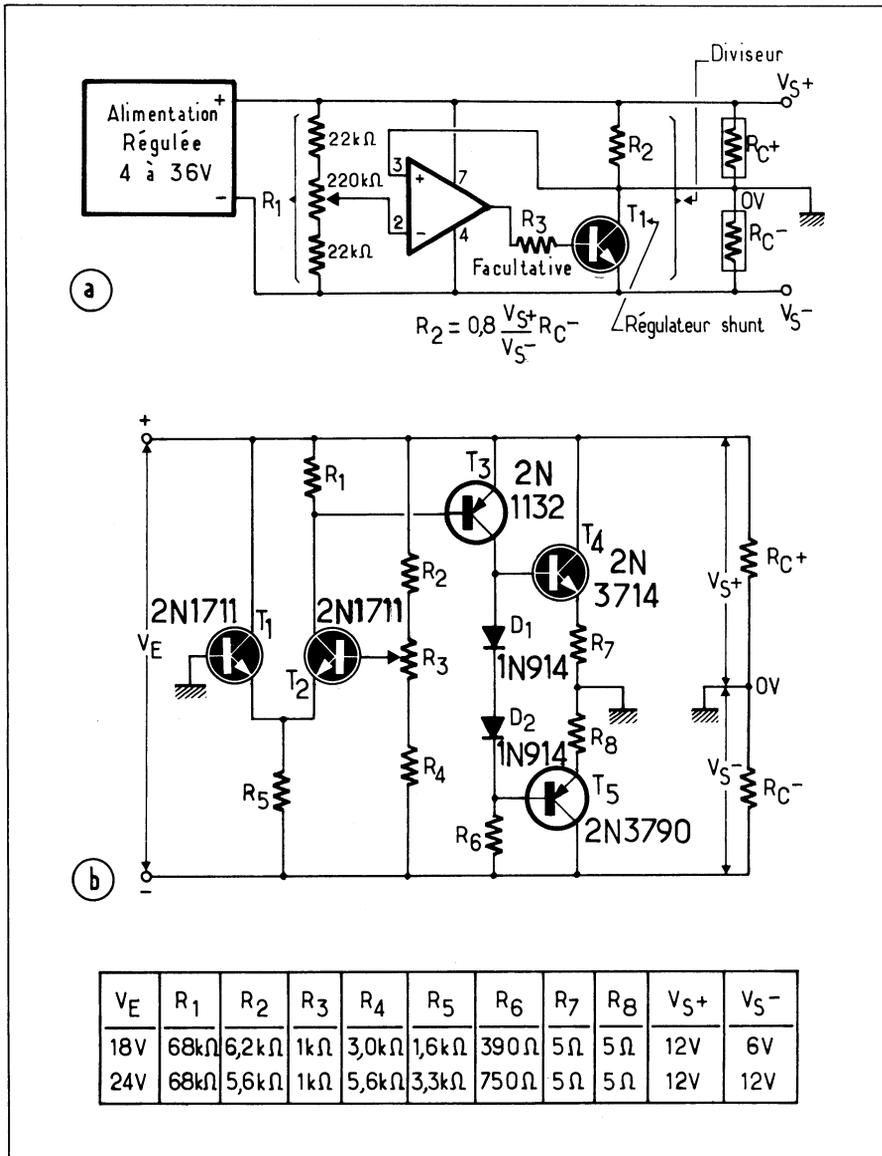


Fig. VI-34. — Deux montages pratiques de diviseurs de tension dynamiques. Le montage (a) est conforme au synoptique de la figure précédente. Les résistances R₂ et R₃ sont à déterminer en fonction des tensions d'entrée et de sortie ainsi que de la charge. Le second montage agit sur les deux branches du diviseur : il peut donc être alimenté à partir d'une tension d'entrée non régulée.

Nous reproduisons à la figure VI-34 deux schémas de montages qui répondent à ce principe : le premier (a) n'applique la régulation qu'à la branche inférieure du diviseur (mais nous avons vu plus haut que c'est en fait suffisant si la source d'alimentation est régulée). Le second (b) applique la régulation aux deux branches du diviseur, ce qui permet de créer un point commun avec rapport de division constant, à des tensions fournies par une source non régulée. Les tensions de sortie ne seront pas régulées mais leur rapport restera constant malgré les variations et de la charge et de la tension d'entrée : nous avons vu qu'en fait c'est ce qui compte le plus pour l'alimentation des amplificateurs opérationnels.

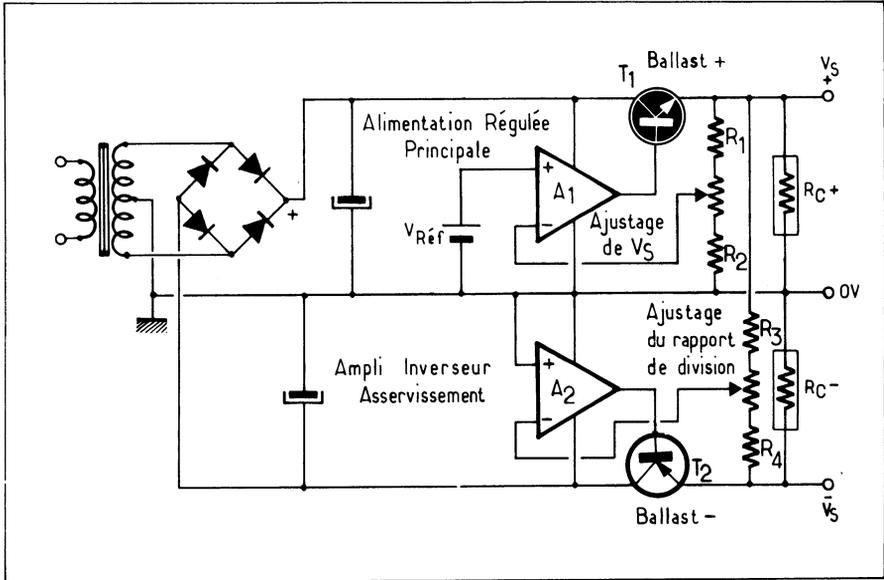


Fig. VI-35. — Une alimentation régulée bipolaire n'est rien d'autre que l'association d'une alimentation régulée principale et d'un amplificateur de tension inverseur asservi.

Lorsque l'on crée de toutes pièces une source d'alimentation, le problème se pose autrement : le mieux est encore de réguler l'une des sources d'alimentation (c'est généralement la source positive mais rien dans la théorie ne s'oppose à ce que ce soit la négative) et d'asservir la tension de la source de polarité opposée à celle de la première. Ce résultat est obtenu de la manière la plus simple du monde en montant un amplificateur opérationnel de puissance (entendez un ampli op classique muni d'un étage adaptateur d'impédance à transistor de puissance), en amplificateur inverseur de gain voulu (gain unité si l'on désire que les sources soient symétriques, ou gain supérieur ou inférieur à l'unité si la seconde source doit délivrer une tension différente de la première). Le schéma de principe de ce montage est reproduit à la figure VI-35. Quant à un schéma d'application pratique, il suffit de se reporter à la partie « Source négative asservie » de l'alimentation de laboratoire, dont le schéma était donné à la figure VI-24. L'amplificateur opérationnel inverseur est le μA 741 (A_2), complété par le transistor ballast p-n-p (T_3). On remarque qu'un pont diviseur de tension réglable R_3 , P_3 , R_4 permet de faire varier le gain de l'amplificateur opérationnel entre 1 et $1/2$ c'est-à-dire le rapport des tensions de sorties V_- / V_+ dans les mêmes proportions.

Références bibliographiques

- L'emploi rationnel des transistors - J.-P. OEHMICHEN - Editions Radio - 1964.
- Optoélectronique - R. DAMAYE - Editions Radio - Paris 1971 - p. 179.
- L'amplificateur Opérationnel - R. DAMAYE - Editions Radio - 1972.
- Applications pratiques de l'Amplificateur Opérationnel - R. DUGÉHAULT - Editions Techniques et Scientifiques Françaises - 1975.
- D.C. Power Supply Design - Earl C. WILSON et Roland T. WINDECKER - Publication Texas Instruments.
- Silicon Power Transistors Provide New Solutions to Voltage Control Problems - Jack TAKESUYE et Howard WEBER - Note d'application Motorola AN - 163.
- Optocoupler in Feedback Loop Aids Charger Regulator - Leonard A. CHERKASON - *Electronics* - 13 Octobre 1977 - p. 95.
- Regulators Using Operational Amplifiers - Don KESNER - Note d'application Motorola - AN 480.
- Éléments constitutifs d'un régulateur de tension à hautes performances — M. SAUVANET - Note d'application NA 6 - S.G.S.
- Voltage Doubler Prevent Supply from Losing Regulation - Alexandre PATERSON - E.D.N. - Novembre 1972.
- Modulated D.C. Voltage Regulator - Ronald L. STARLIPER et Robert D. CLEMENT - Revue E.E.E. - Février 1970.
- Regulating Voltage With Just One Quad I.C. and One Supply - R.A. KOEHLER - *Electronics* - 14 Novembre 1974.
- Get Precise Voltage Division Without Precision Parts - *Electronics Design* - 11 Octobre 1976.
- Simple C.M.O.S. Keyboard Encoder Circuit Programs Voltage Source in 1 Volt Steps - Gerald - BUURMA - *Electronic Design* - 29 Mars 1977 - p. 104.
- D. - A. Converter Controls Programmable Power Source - C. VISVANATH - *Electronics* - 21 Juillet 1977 - p. 125.
- Power Transistor Handbook Motorola - 1961.
- DC Power Supply Handbook - Note d'application N° 90 - Hewlett Packard - 1969.
- Power Supply Add-on yields Variable Ratio Output - Ying LAU LE - *Electronics* - 1^{er} Mai 1975.
- Ainsi que les documents et notes d'application des Ets Ferranti, Fairchild, Lambda Electronique, National semiconductor, R.T.C.; Siemens, S.G.S.

LES RÉGULATEURS DE TENSION INTÉGRÉS

S'il est intéressant de réaliser une alimentation de laboratoire avec des composants discrets, il semble de plus en plus pratique de construire les alimentations des ensembles électroniques plus ou moins complexes à partir, ou autour, de circuits intégrés prévus à cet effet. Il y a le choix : circuits intégrés de faible puissance à vocations multiples — on pourrait même dire universelles — capables de constituer « l'âme » d'une alimentation dont la tension de sortie — positive ou négative — pourra être ajustée avec précision et dont le courant de court-circuit sera limité automatiquement à la valeur choisie par le réalisateur, C.I. capables de délivrer une tension fixe choisie dans une gamme comprise entre 5 et 24 Volts et stable à $\pm 1\%$ en fonction des différents paramètres, régulateurs symétriques inter-asservis pour l'alimentation d'amplificateurs opérationnels, circuits intégrés pour le pilotage d'alimentations régulées à découpage, etc.

En ce qui nous concerne, nous concevons comme suit l'alimentation d'un ensemble électronique tant soit peu complexe :

— une alimentation générale capable de délivrer les principales tensions nécessaires à l'ensemble, pré-régulées soit par thyristors soit par régulateur à découpage et majorées de l'inévitable chute de tension nécessaire au bon fonctionnement des transistors ballast.

— sur chaque carte ou sous-ensemble un ou des régulateurs intégrés, à tension fixe si une grande précision sur cette dernière n'est pas indispensable, ou ajustable dans le cas contraire (fig. VII-1).

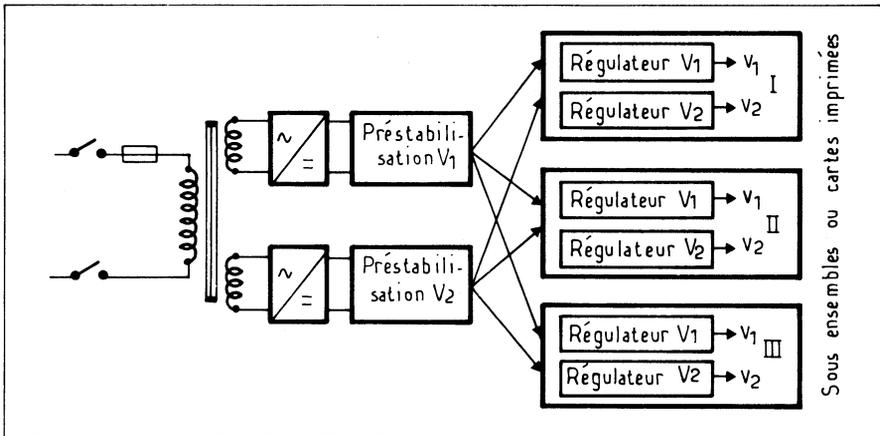


Fig. VII-1. — Dans un ensemble électronique il est préférable de partir d'une alimentation générale fournissant des tensions pré-stabilisées aux sous-ensembles comportant chacun son (ou ses) régulateur(s) « à la carte ».

Devant la profusion d'information dont nous disposons, nous nous sommes trouvés quelque peu perplexes au moment de rédiger ce chapitre : que fallait-il préciser ? qu'est-ce qui faisait double emploi avec les chapitres précédents, car un régulateur n'est guère différent qu'il soit équipé de composants discrets ou bien intégré. Nous avons décidé

d'essayer de rester dans les généralités, en développant plus particulièrement tel ou tel point qui nous avait semblé plus intéressant, et de laisser au lecteur le soin de se référer aux notices des constructeurs pour les applications du type de régulateur de son choix. Car en fait, s'il ne diffèrent guère dans leur conception générale, les circuits intégrés de régulateurs se distinguent surtout par leur plus ou moins grande universalité d'emploi (« versatility » diraient nos confrères U.S.). Nous avons donc choisi de prendre pour base un modèle bien connu et que presque tous les constructeurs ont à leur catalogue, le 723, en indiquant les limitations d'emploi du schéma décrit pour des C.I. moins « universels ».

CONSTITUTION D'UN RÉGULATEUR INTÉGRÉ

Qu'il s'agisse d'un modèle à tension de sortie réglable ou d'un modèle à tension fixe, un régulateur de tension intégré n'est pas différent dans sa conception interne d'un circuit de régulation classique à composants discrets. C'est pourquoi nous ne nous attarderons guère sur ce sujet, nous contentant d'étudier succinctement la constitution du très classique μA 723 dont la figure VII-2 reproduit en (a) le synoptique en (b) le schéma de principe et en (c) le schéma général. Nous y reconnaissons les trois circuits élémentaires principaux : source de référence, amplificateur d'erreur et transistor régulateur série (ballast) plus des fonctions auxiliaires : source de polarisation pour les diverses sources de courants nécessaires au bon fonctionnement de la source de référence et de l'amplificateur d'erreur et circuit de limitation de courant pour la protection du transistor ballast.

La source de polarisation, commune à la source de référence et à l'amplificateur d'erreur, référencée par rapport au « plus » de la tension d'entrée, est constituée par une diode de Zener 6,2 Volts alimentée à courant constant par un transistor à effet de champ T_1 . Cette source débite un courant pratiquement constant à travers la résistance R_2 dans la jonction base-émetteur du transistor T_2 montée en série avec la résistance R_1 . On dispose ainsi d'une tension pratiquement fixe de 0,9 Volts par rapport au $+ V_E$ dont les légères variations en fonction de la température compenseront celles, de même sens, des transistors T_3 , T_7 et T_8 des sources de courant I_2 et I_3 .

La source de tension de référence, dont la figure VII-3 donne le schéma équivalent, est équipée d'une diode de Zener D_{Z2} montée dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur constitué par les transistors T_4 à T_6 , le transistor T_3 constituant la source de courant de charge de collecteur du transistor T_6 . C'est donc sur l'émetteur de T_5 monté en collecteur commun qu'est disponible la tension de référence, ce qui permet de lui demander un certain débit (une quinzaine de milliampère au maximum) sans modifier sensiblement sa valeur.

C'est une paire différentielle « à longue queue » qui constitue l'amplificateur d'erreur dont l'un des transistors (T_{11}) voit son collecteur alimenté à tension constante (+ 8 Volts environ) par la sortie du transistor T_4 de la source de référence et dont l'autre transistor (T_{12}) est chargé par une source à courant constant, constituée par le transistor T_8 dont la base est maintenue à un potentiel fixe par rapport à son émetteur par la source commune de polarisation. Cette disposition assure au montage un gain important (environ 60 dB). Les deux transistors de cet amplificateur différentiel sont alimentés à courant constant par la source de courant de précision T_7 , T_9 , T_{10} qui fournit un courant exactement double de celui fourni par la source de courant de charge de collecteur de T_{12} (I_3).

Le ballast est constitué par les transistors T_{14} et T_{15} montés en configuration Darlington. Mais le collecteur de T_{15} n'est pas comme celui de T_{14} raccordable au $+ V_E$ de manière à permettre son alimentation éventuelle par une source de tension d'entrée plus élevée ou autoriser l'utilisation du circuit intégré en régulateur shunt.

Le transistor T_{16} dont le collecteur est relié intérieurement à la base de T_{14} permettra d'équiper le régulateur d'une limitation de courant. Quant à la diode de Zener D_{Z3} nous aurons l'occasion d'en comprendre la raison d'être lorsque nous étudierons certaines applications du C.I.

Comme il était normal de s'y attendre, l'amplificateur d'erreur comporte une sortie « Compensation » qui permettra, en la raccordant à l'entrée inverseuse à travers un condensateur de faible valeur, d'assurer la stabilité en fréquence du montage.

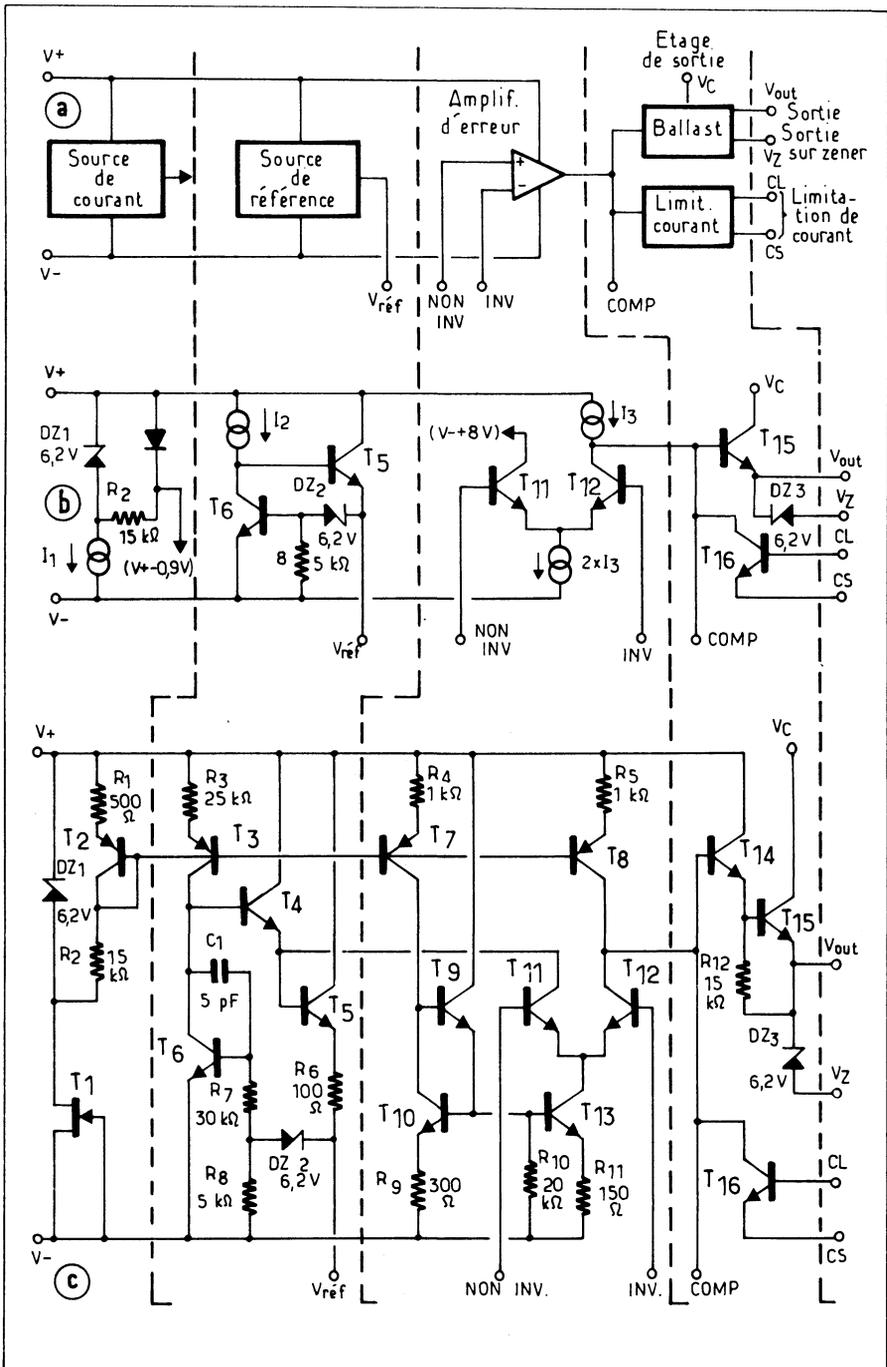


Fig. VII-2. — Un régulateur intégré comporte sur un même substrat toutes les fonctions d'un montage classique à composants discrets. Ici le $\mu A 723$: (a) synoptique; (b) schéma de principe équivalent; (c) schéma réel.

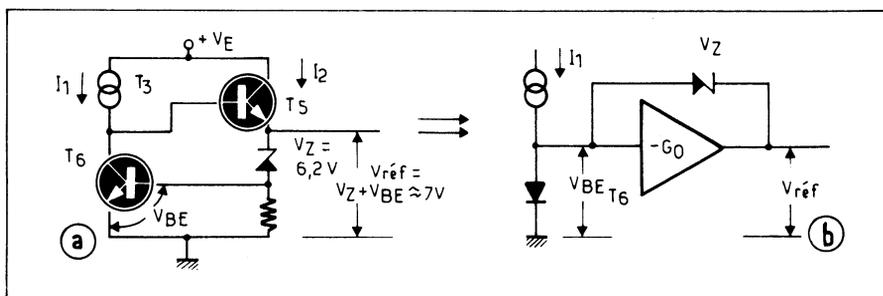


Fig. VII-3. — Schéma de principe de la source de référence du 723 (a), et synoptique équivalent (b). Les numéros des transistors se réfèrent à la figure VII-2.

RAPIDE TOUR D'HORIZON SUR LES C.I. RÉGULATEURS DE TENSION

Entre les régulateurs à usages multiples, genre 723, LM 105 (National Semi conductor) MCP 1000 (Motorola) par exemple dont les entrées et sorties des diverses fonctions élémentaires sont accessibles, permettant ainsi diverses combinaisons et les régulateurs tripolaires à tension fixe, est venu s'intercaler récemment une nouvelle génération de dispositifs, les régulateurs intégrés à quatre bornes dont l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur est accessible de manière à permettre de faire varier la tension de sortie dans de larges proportions. (Séries μA 78 G de Fairchild et LM 127 N.S.C. par exemple).

Jusqu'à une époque relativement récente, il n'existait sur le marché que des régulateurs pour tension positive — que l'on pouvait utiliser pour la régulation de tensions négatives en les intercalant dans la connexion de retour de l'alimentation — on trouve maintenant non seulement des régulateurs pour tension négative mais également des régulateurs doubles (pour tensions positive et négative) pouvant à volonté être ou ne pas être interasservis.

Enfin, tout récemment, un nouveau type de régulateur de tension intégré a fait son apparition sur le marché: les régulateurs modulateurs pour alimentations à découpage. La figure VII-4 reproduit le synoptique de principe d'un tel circuit intégré, le TL 497 de

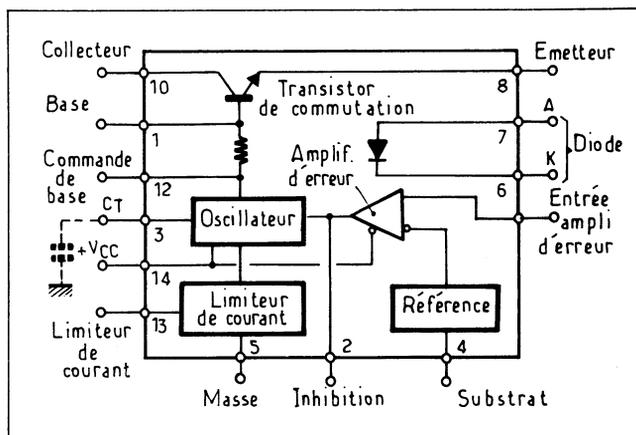


Fig. VII-4. — Le C.I. TL 497 (Texas Instruments) comporte toutes les fonctions nécessaires à la réalisation d'un régulateur à découpage.

Texas Instruments: il comporte essentiellement une source de référence de tension, un comparateur dont l'une des entrées est reliée intérieurement à ladite source de référence. Un oscillateur à fréquence commandée par la sortie du comparateur fournit un signal à rapport cyclique variable qui commande la base du transistor de commutation.

QUELQUES SCHÉMAS D'UTILISATION DES RÉGULATEURS INTÉGRÉS A TENSION VARIABLE

Si l'on a bien assimilé les chapitres précédents, les utilisations classiques des régulateurs intégrés à tension variable ne nécessitent qu'un minimum de commentaires puisqu'il s'agit de reconstituer à l'aide du « jeu de construction » que constituent les divers éléments du circuit intégré des montages déjà connus. Parfois il sera nécessaire d'ajouter au montage de base quelques éléments supplémentaires tels que transistor de puissance, parfois transistor à effet de champ ou diode de Zener, mais l'essentiel des différents schémas se réduit à quelques montages de base très classiques.

SCHÉMAS CLASSIQUES DE RÉGULATEURS SÉRIE POUR TENSIONS POSITIVES

On part des deux schémas de base de la figure VII-5 :

— (a) Tension de sortie égale ou inférieure à la référence : l'entrée non inverseuse de l'amplificateur d'erreur reçoit une tension de référence fixe ou variable à partir d'un diviseur de tension alimenté par la source de référence et son entrée inverseuse est reliée directement à la sortie.

— (b) Tension de sortie supérieure ou égale à la référence : l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur d'erreur est reliée directement à la sortie de la référence et l'entrée inverseuse ne reçoit qu'une fraction de la tension de sortie prélevée sur un diviseur de tension.

Ces deux schémas de base peuvent être combinés pour permettre de constituer des alimentations réglables dans une gamme importante de tensions inférieures et supérieures à la référence, cela conduit au montage de la figure VII-5-C qui, équipé d'un μA 723 permet d'obtenir une gamme de tensions comprises entre 2,5 et 18 Volts.

Afin d'assurer au montage une faible dérive en fonction de la température, il est indispensable que les résistances « vues » par les deux entrées de l'amplificateur de comparaison soient de même valeur. C'est pourquoi, dans les deux schémas nous avons précisé que la résistance R_3 introduite entre l'une des entrées et la sortie dans le premier cas (a) et la référence dans le second (b) doit avoir pour valeur celle équivalente à la mise en parallèle des résistances R_1 et R_2 du pont diviseur d'ajustage de la tension de sortie. Par ailleurs, pour le choix des valeurs de ces résistances il faudra établir un compromis entre une bonne stabilité thermique qui demande une faible valeur et un faible débit de la référence. Un tour d'horizon sur les notices des différents régulateurs intégrés de ce type nous a montré que la bonne valeur pour R_1 / R_2 est de l'ordre de un à deux kilohms.

Précisons avant d'aller plus loin que les schémas qui vont suivre s'appliquent tous au μA 723 qui est sans doute le plus universel parmi les régulateurs intégrés à tension ajustable parce que toutes les entrées et sorties des circuits élémentaires sont sorties séparément. Certains C.I. (tels les LM 100 et 105 National Semiconductor ou CA 3085 R.C.A. par exemple) ont l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur de comparaison relié intérieurement à la sortie de la référence ce qui interdit par exemple les montages dérivés du schéma VII-5 (a).

Concernant ce dernier montage, on pourrait penser *a priori* qu'il permet d'annuler la tension de sortie. Il n'en est rien car l'amplificateur d'erreur n'étant pas alimenté par une source de tension négative par rapport à la masse, il n'est pas permis de porter ses entrées à un potentiel inférieur à celui des émetteurs fixé par construction : 1,5 à 3 Volts suivant les modèles.

EMPLOI DE TRANSISTORS BALLAST EXTÉRIEURS

Les deux montages que nous venons de voir ne sont capables de délivrer qu'un courant limité selon les modèles à quelques dizaines de milliampères à 100 ou 150 mA. Il est

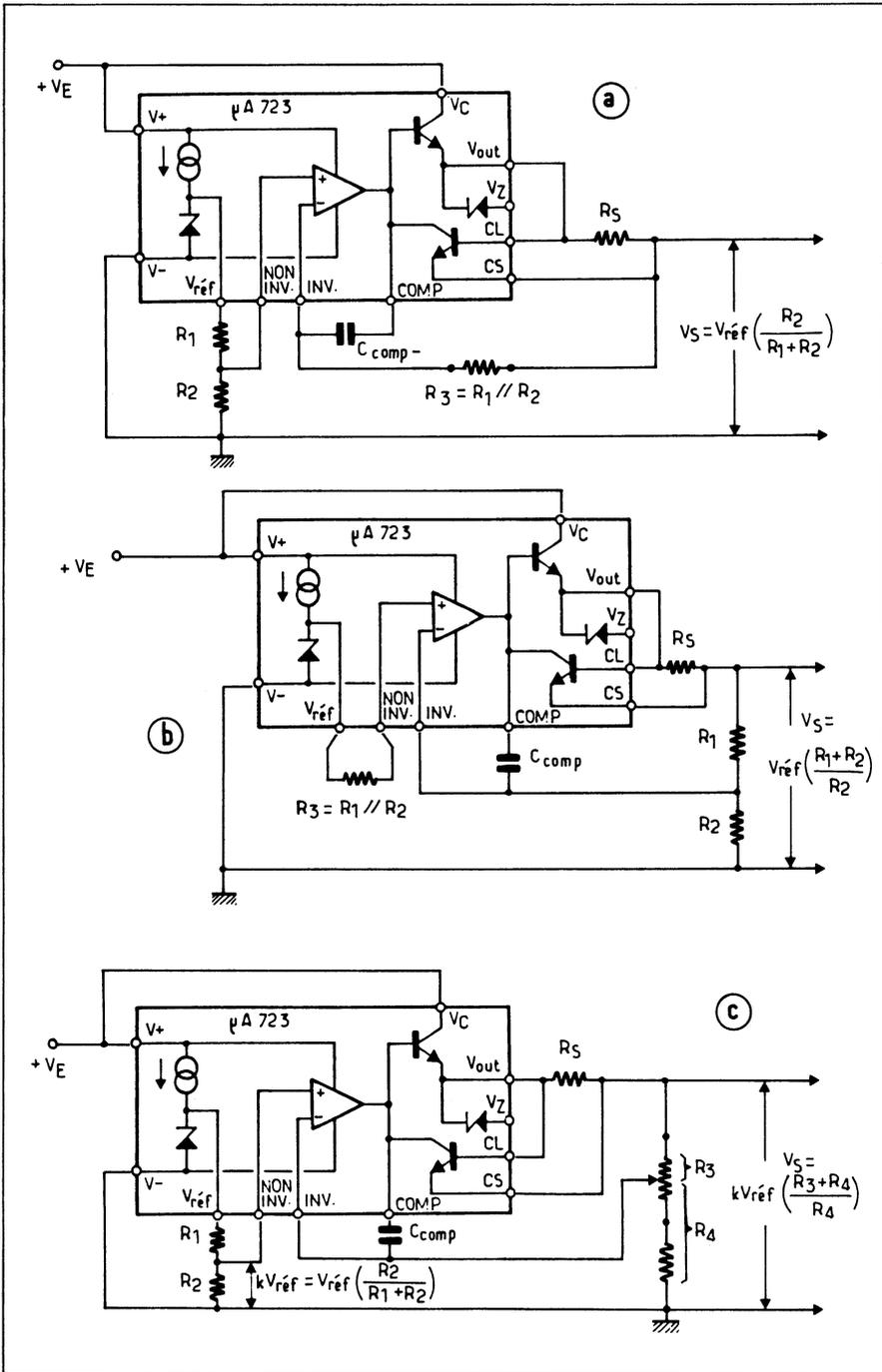


Fig. VII-5. — Les deux montages de base d'un régulateur intégré à tension variable : (a) tension de sortie inférieure ou égale à la référence ; (b) égale ou supérieure ; le montage (c) est la combinaison des deux précédents. Il permet une variation de la tension de sortie beaucoup plus étendue.

naturellement possible d'augmenter ce courant en ayant recours à un transistor de puissance extérieur, ce sont les montages de la figure VII-6. Le schéma (a) fournit une tension supérieure à la référence, son transistor de puissance est un n-p-n tandis que le second (b) équipé d'un p-n-p fournit une tension inférieure à la référence. Précisons que l'inverse aurait aussi bien pu être réalisé: tension inférieure à la référence avec transistor n-p-n et supérieure à la référence avec p-n-p.

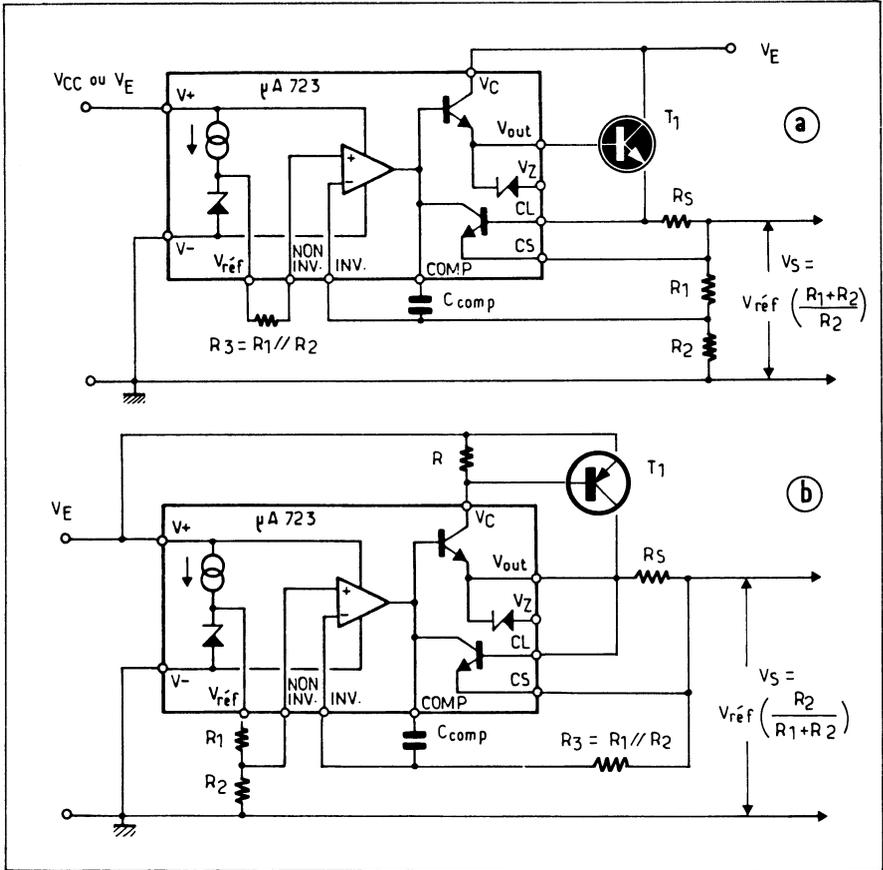


Fig. VII-6. — Il est toujours possible d'augmenter le courant débité par un régulateur intégré à tension réglable en lui adjoignant un transistor «ballast» extérieur. Le montage (a) fournit une tension de sortie supérieure ou égale à la référence et le (c) inférieure ou égale.

Deux remarques concernant les montages avec transistor ballast extérieurs :

— 1°) Le courant que le montage sera capable de délivrer est égal au produit du courant maximal délivré par le transistor de sortie du circuit intégré régulateur par le gain en courant h_{21e} du transistor ballast, à condition naturellement que ce dernier transistor soit capable de délivrer lui-même ce courant. Cela est évident, mais nos lecteurs savent que nous aimons parfois souligner des évidences ... Donc, par exemple, à la température normale, un LM 105 peut délivrer un courant maximal de 30 mA, associé à un transistor dont le h_{21e} est de 50 le montage ne pourra délivrer qu'un courant de 1,5 A. Si l'on voulait commander un courant supérieur, il faudrait avoir recours comme ballast à un Darlington.

— 2°) Il est possible d'alimenter le transistor ballast à partir d'une source différente de celle qui alimente le reste du circuit intégré. Nous allons voir maintenant que cela est particulièrement intéressant pour la régulation de tensions élevées.

Les régulateurs de tension intégré n'acceptent généralement pas de tension d'entrée supérieure à 40 Volts. Mais il est possible, moyennant certaines astuces de les utiliser pour réguler des tensions bien supérieures à cette valeur. Le principe de ces montages consiste à monter le régulateur « en flottant » c'est-à-dire en portant la borne V- non plus à la masse mais à un potentiel moins positif que la tension d'entrée d'au plus 40 Volts. La tension d'alimentation du circuit intégré est imposée par la diode de Zener D_{Z1} elle est comprise entre 9,5 Volts (tension minimale admissible par la source de tension de référence du C.I. pour un fonctionnement convenable) et 40 (tension maximale admissible) (fig. VII-7). Le courant d'alimentation du C.I. se refermant par la charge, il importe que la résistance de charge admette un courant d'au moins 7 mA (dans le cas du μA 723) pour que ce C.I. puisse fonctionner normalement. La valeur de la résistance R_5 d'alimentation doit être choisie de manière qu'elle permette l'alimentation convenable du circuit intégré et de la base du transistor ballast — pour le débit maximal de ce dernier

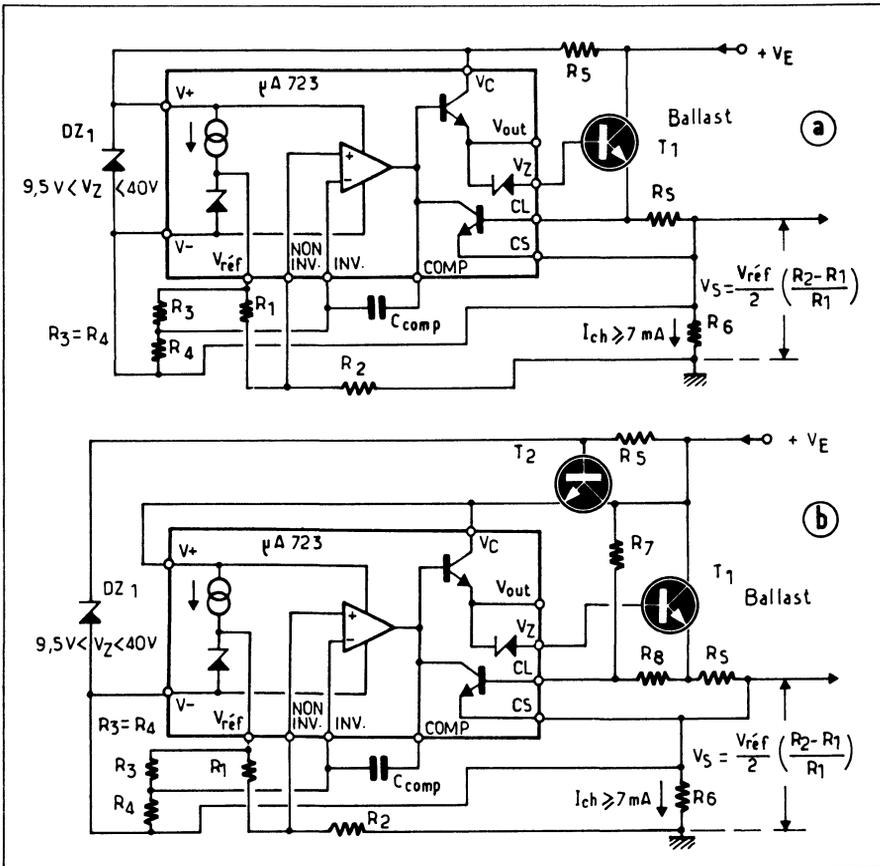


Fig. VII-7. — Si le régulateur intégré est « flottant » il devient possible de réguler des tensions bien supérieures à celle pour lequel le C.I. est prévu (a). Afin d'éviter la destruction de la diode de Zener D_{Z1} en cas de court-circuit, on fait appel, pour alimenter le C.I. à un montage en collecteur commun. La résistance R_5 peut alors prendre une valeur élevée.

— dans une plage comprise entre 9,5 Volts et la tension de Zener de D_{Z1} ; On peut donc écrire:

$$\frac{V_{E \max} - V_S - V_Z}{5 \text{ mA}} < R_5 < \frac{V_{E \max} - V_S - V_Z}{5 \text{ mA} + (I_{Ch} / \beta_{T1})}$$

Une étude sommaire du schéma suffit à montrer que la tension d'alimentation du circuit intégré n'est imposée par la diode D_{Z1} que vis-à-vis des variations de la tension d'entrée mais aucunement en cas de court-circuit car dans ce cas cette diode devrait supporter un courant égal à $I_{Z \max} = (V_E - V_Z) / R_5$. A moins qu'on ne l'ait notablement surdimensionnée ce courant serait de nature à la détruire. Pour parer à ce risque, la solution consiste, dans les cas où la tension d'entrée est très élevée, à alimenter la diode de Zener à travers une résistance élevée. Le courant d'alimentation du C.I. étant alors fourni par un transistor auxiliaire (T_2) monté en collecteur commun. Ce qui nous conduit au montage (b) sur la même figure. Montage qui comporte également un circuit de limitation de courant par délestage (fold back) (1) afin de protéger le transistor ballast T_1 contre les surcharges. Il est évident que dans ces deux montages les transistors T_1 et T_2 doivent présenter un $V_{CE \max}$ égal ou supérieur à la tension maximale d'entrée. Un avantage de ce montage réside en ce qu'il est possible de régler la tension de sortie entre ZERO et la tension maximale, contrairement aux montages précédents qui étaient limités à 1,2 ou 3,5 Volts selon le régulateur utilisé.

RÉGULATEURS SHUNT

D'un rendement moins bon que les régulateurs série, les régulateurs shunt présentent toutefois des qualités — protection automatique contre les courts-circuits, moindre sensibilité aux transitoires en provenance tant de la tension d'entrée que des circuits d'utilisation, etc. — qui les font préférer dans certaines applications. Les C.I. régulateurs de tension peuvent également être utilisés pour la réalisation de ce type de montage. Il suffit d'utiliser un transistor régulateur extérieur (T_1) monté en émetteur commun en série avec une résistance R_3 de limitation de débit. Résistance capable de supporter le courant de pleine charge sans échauffement excessif. Le calcul de la valeur de cette résistance s'effectuant exactement de la même manière que pour la résistance série des stabilisateurs à diode de Zener nous prions le lecteur de se reporter au chapitre V. Le transistor régulateur monté en émetteur commun introduisant une inversion de gain, il est naturel d'inverser également les entrées de l'amplificateur d'erreur (fig. VII-8-a) ce type de montage n'est donc pas applicable aux régulateurs intégrés dans lesquels l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur d'erreur est reliée intérieurement à la sortie de la référence. On pourrait bien entendu faire subir au signal de contre-réaction une inversion supplémentaire au moyen d'un transistor supplémentaire monté en émetteur commun (fig. VII-9).

RÉGULATEURS POUR TENSION NÉGATIVE

Les régulateurs intégrés ajustables présentant une universalité d'utilisation aussi grande que le $\mu A 723$ ne sont guère courants en version négative. On trouve plus facilement des régulateurs pour tension négative du type LM 104 dont l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur d'erreur est reliée intérieurement à la sortie de la source de référence. Toutefois on trouve chez Motorola par exemple le MPC 900 qui présente une configuration analogue avec un courant maximal de 10A. Tous les schémas décrits précédemment sont donc applicables sans restriction à ce type de régulateurs et ceux qui demandent une liaison directe entre l'entrée non-inverseuse et la sortie de la source de référence le sont aux régulateurs du type LM 104. Il n'est donc nul besoin de décrire de nouveau des schémas qui ne diffèrent des précédents que par la polarité des tensions d'entrée et de sortie.

1) Les dispositifs de limitation de courant seront étudiés en détail ultérieurement.

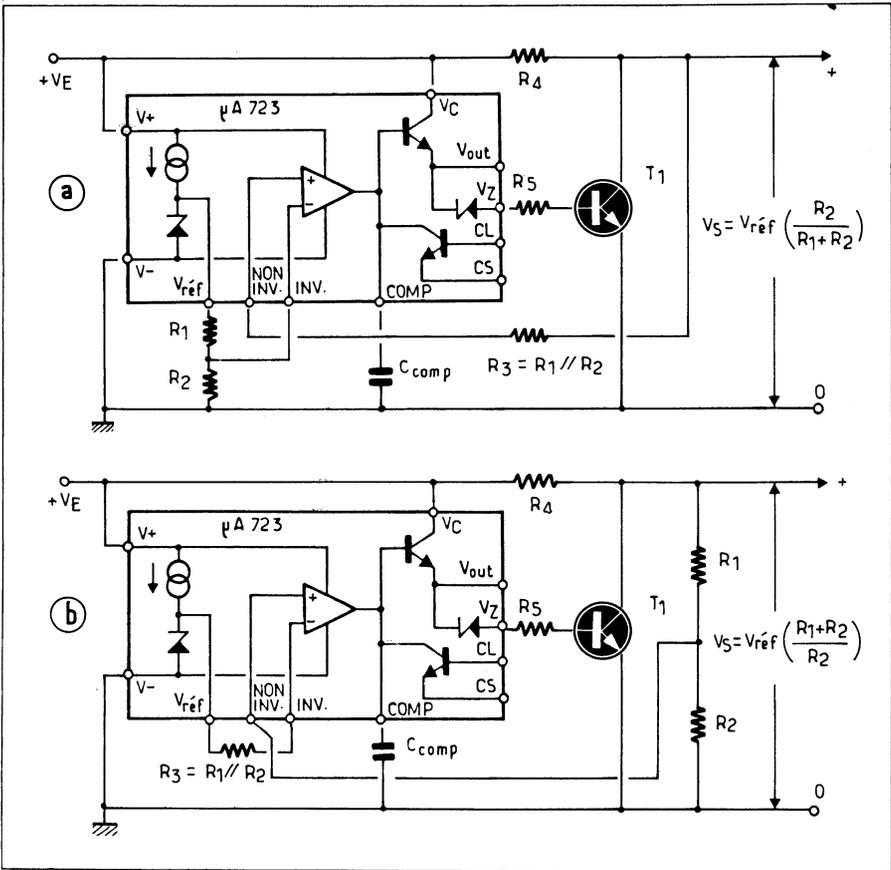


Fig. VII-8. — Emploi des C.I. Régulateurs intégrés pour la régulation shunt. Montages pour une tension inférieure à la référence (a), et supérieure (b). Le transistor de sortie du C.I. étant utilisé pour fournir le courant de base à T_1 il est préférable d'utiliser la diode de Zener interne associée à la résistance R_5 pour limiter ce courant.

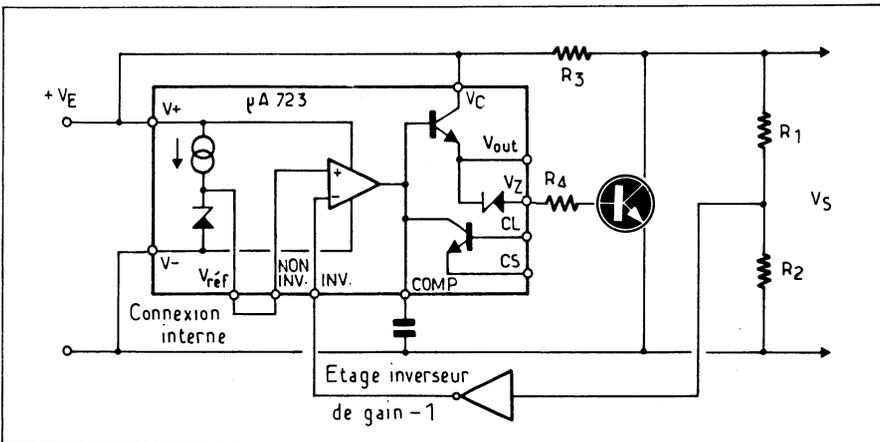


Fig. VII-9. — Avec les régulateurs intégrés dont l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur n'est pas accessible séparément il faut introduire une inversion du signal d'erreur. Nous en verrons un exemple un peu plus loin.

Mais on n'a pas toujours sous la main un régulateur pour tension négative et il est alors bien pratique de pouvoir utiliser à cet effet un modèle pour tension positive.

Deux cas peuvent alors se présenter :

— La source non régulée n'a pas de point à la masse pour construction. Il est alors facile de réaliser le montage pour tension positive et de mettre à la masse le « plus » de la tension régulée (fig. VII-10).

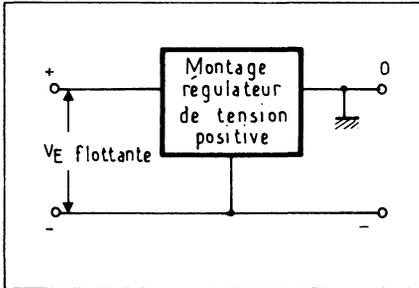


Fig. VII-10. — Si la source d'alimentation d'entrée ne comporte pas de point à la masse, rien n'empêche de mettre la sortie positive du régulateur à ce potentiel. On est alors ramené à un montage classique pour tension positive avec déplacement du point de masse.

— Ou bien la source de tension non régulée a un point à la masse par construction. On sera alors obligé de recourir à des schémas spéciaux. Le régulateur étant branché entre la masse et la tension régulée négative il sera obligatoirement nécessaire de recourir à un transistor ballast extérieur dont la base recevra son courant à travers une résistance

$$R_5 = V_{E \text{ min}} - V_S - V_{BE} (\beta_{T1} / I_{\text{charge}})$$

(fig. VII-11-a).

C'est à travers la diode de Zener incorporée au C.I. — lorsqu'elle existe — que se fera le décalage de tension nécessaire entre l'émetteur du transistor de sortie du régulateur intégré et la base du ballast extérieur. Pour obtenir un courant de sortie supérieur il est évidemment possible d'utiliser en ballast un montage Darlington.

Comme le régulateur demande pour fonctionner correctement une tension minimale de 9,5 Volts, en reliant l'entrée V_+ à la masse, il ne sera pas possible de réguler une tension négative inférieure à 9,5 Volts (puisque l'on voit qu'en fait, le circuit intégré est alimenté par la tension de sortie). Il devient alors nécessaire d'alimenter le C.I. à partir d'une tension positive auxiliaire (V_A) comprise entre $9,5 \text{ V} - V_{\text{régulé}}$ et $40 \text{ V} - V_{\text{régulé}}$ (1) cela nous conduit au schéma (b) de la figure VII-11. Comme, dans les deux schémas précédents, le courant de base du transistor ballast était fourni directement à partir de la tension d'entrée non régulée l'effet de filtrage du régulateur est quelque peu atténué, pour remédier à cet inconvénient il est souhaitable, lorsqu'un excellent filtrage de la tension négative est demandé de remplacer la résistance R_3 par une source de courant constituée par une diode à courant constant ou par un transistor à effet de champ monté en drain commun (fig. VII-12).

La régulation des tensions élevées est également possible pour les tensions négatives. Tout comme dans le montage pour tension positive de la figure VII-7 la tension d'alimentation du C.I. doit être limitée au moyen d'une diode de Zener D_{Z1} . Cette diode de Zener peut être remplacée dans certains cas — lorsque les fluctuations de la tension d'entrée ne dépassent pas 13 Volts par la mise en série de la tension de référence et de la jonction de base-émetteur du transistor de limitation de courant inutilisé dans les montages de régulation de tension négative (fig. VII-13).

A ce sujet, nous remarquons que la limitation du courant délivré par le régulateur au moyen du transistor incorporé prévu à cet effet n'est pas possible avec les régulateurs de tension négative. Il est évident qu'un circuit de limitation mettant en œuvre un transistor

(1) Tensions valables pour le 723; pour tout autre type de C.I. il faudrait écrire

$$V_{E \text{ min}} - V_{\text{reg.}} < V_A < V_{E \text{ max}} - V_{\text{reg}}$$

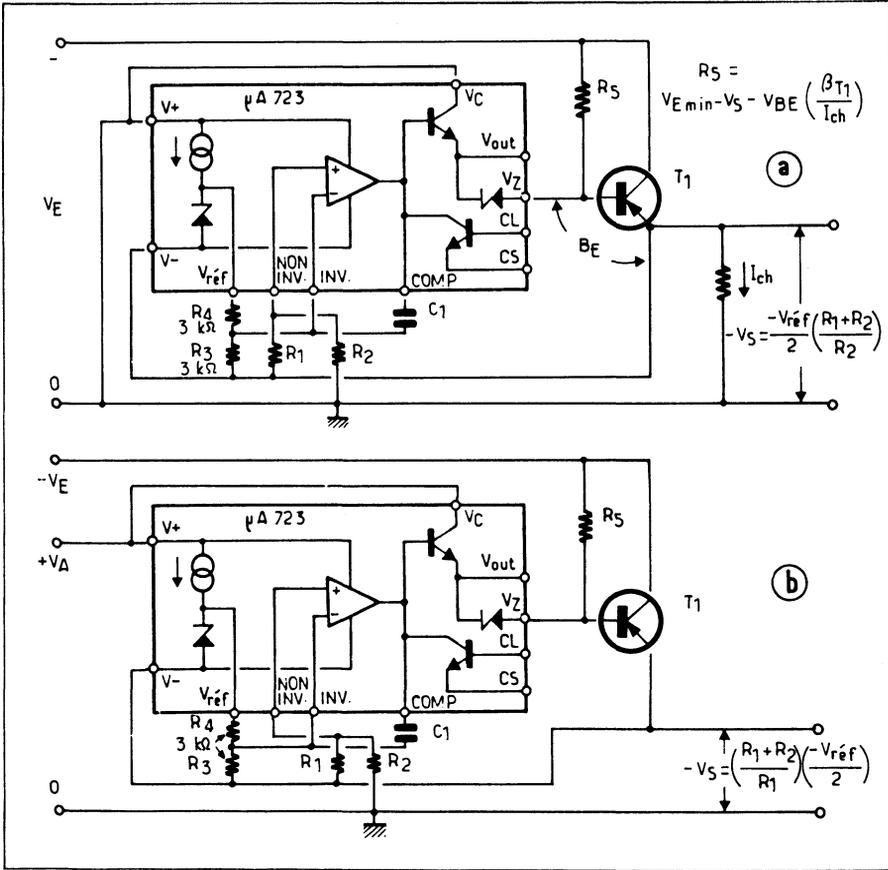


Fig. VII-11. — Pour régler une tension négative possédant un point à la masse avec un régulateur intégré pour tension positive il est indispensable d'avoir recours à un transistor ballast extérieur (a), et même à une source positive auxiliaire si la tension de sortie doit être inférieure à la tension minimale d'alimentation du C.I.

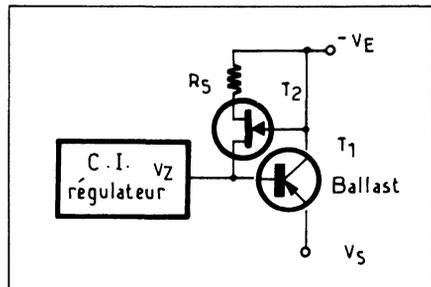


Fig. VII-12. — Afin d'obtenir une meilleure réjection de la résiduelle de ronflement de la tension d'entrée il est utile de remplacer la résistance R_5 de la figure par une source de courant, constituée, par exemple un F.E.T. monté en drain commun.

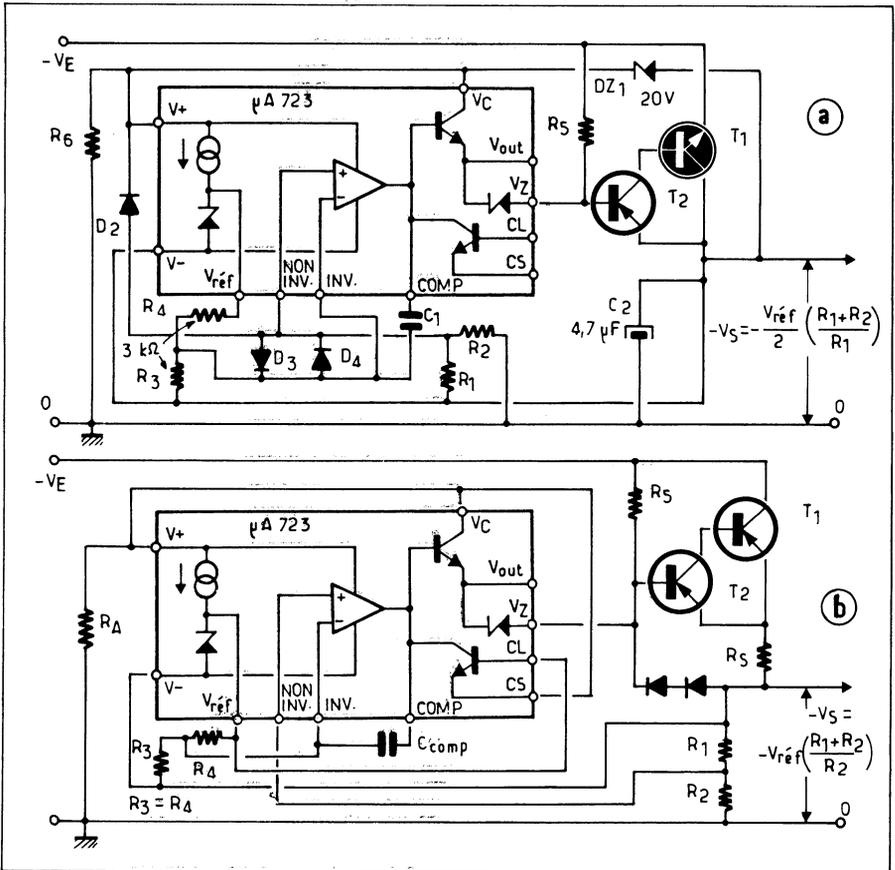


Fig. VII-13. — Versions pour polarité négative des régulateurs flottants pour tensions élevées. Une diode de Zener $DZ1$ est nécessaire pour fixer la tension aux bornes du C.I. (a); à moins que l'on utilise la jonction base-émetteur du transistor interne de limitation de courant, en série avec la référence pour fixer ce potentiel.

p-n-p extérieur au C.I. est toujours possible. Nous donnons à la figure VII-14 le schéma d'un régulateur pour tension négative avec limitation de courant par délestage (*fold back*). Afin de ne pas demander au transistor de limitation T_3 une dissipation trop élevée en cas de court-circuit, le ballast est constitué par un Darlington ce qui permet de donner à R_5 une valeur élevée. En cas de court-circuit franc, ce circuit se verrouille en position «ballast bloqué» et il est nécessaire de couper l'alimentation — ou le circuit de base de T_3 — pour le réarmer.

La régulation shunt est également applicable aux C.I. régulateurs utilisés dans des alimentations négatives. Le schéma de principe d'un tel montage est représenté à la figure VII-15. Il a été utilisé une diode de Zener extérieure de manière à limiter la puissance dissipée par le circuit intégré. Dans les cas de régulation de tension à faible puissance — lorsque le courant maximal dans le régulateur shunt ne dépasse pas 20mA — il est possible d'utiliser la diode de Zener incorporée au C.I. Du fait de la présence obligatoire de la diode de Zener, ce montage n'est apte à réguler des tensions que supérieures à 9 Volts environ. Si l'on désirait l'appliquer à la régulation de tensions inférieures à cette limite, il faudrait relier les bornes $V+$ et V_C non plus à la masse mais à une tension positive par rapport à elle.

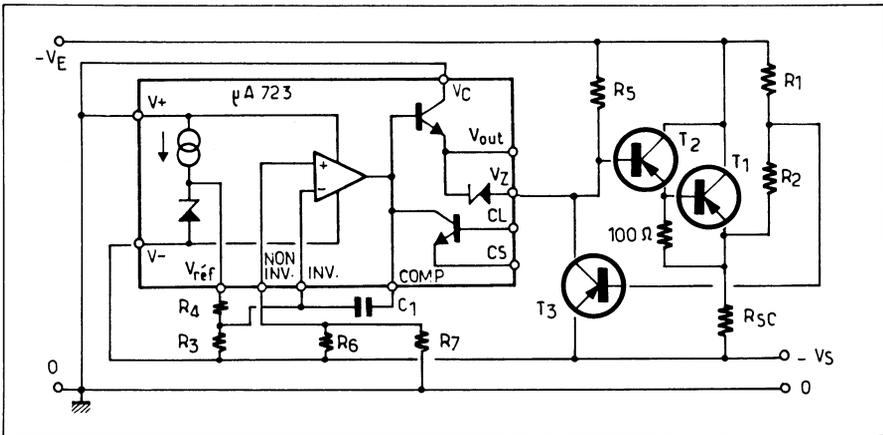


Fig. VII-14. — Le transistor interne de limitation du courant de sortie n'étant pas utilisable dans les régulateurs pour tension négative, on doit faire appel à un transistor T_3 auxiliaire.

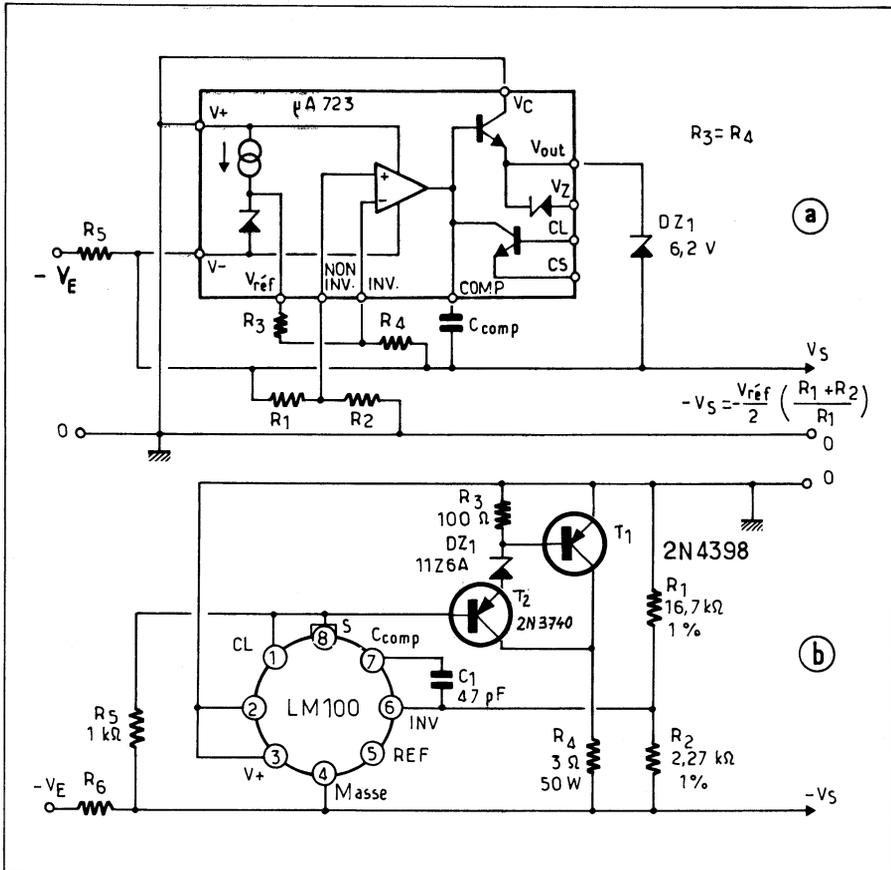


Fig. VII-15. — Régulation shunt des tensions négatives : (a) lorsque l'entrée non-inverseuse du C.I. est accessible séparément, il n'y a pas de problème particulier. Dans le cas contraire (b), il faut faire appel à un étage inverseur (T_2), entre la sortie du C.I. et le transistor de régulation T_1 .

En (b) sur la même figure, nous reproduisons une version du montage régulateur shunt pour tension négative mettant en œuvre le LM 100 qui ne peut être utilisé dans le schéma (a) parce que l'entrée non-inverseuse de son amplificateur d'erreur est relié intérieurement à la référence. On obtient le résultat recherché en faisant subir au signal de sortie du C.I. une première inversion au moyen du transistor T_2 associé à la diode de Zener de décalage de niveau D_{Z1} avant de l'appliquer à la base du transistor régulateur T_1 .

QUELQUES MONTAGES UN PEU MOINS CLASSIQUES

Il est possible de diminuer encore l'influence des variations de la tension d'entrée en préstabilisant la tension appliquée aux circuits de référence et d'amplification du signal d'erreur du régulateur intégré lorsque, comme c'est le cas pour le 723, l'alimentation de ces circuits peut être séparée de celle du transistor ballast incorporé. Deux solutions sont possibles :

— utiliser une diode de Zener extérieure référencée soit à la masse soit à la tension de sortie

— ou bien utiliser la jonction base-émetteur du transistor de limitation de courant pour cette fonction (fig. VII-16). Ce qui nous prive de la possibilité de munir le montage d'un limiteur de courant. C'est pourquoi ce type de montage ne sera en général mis en œuvre que pour la réalisation de sources de référence à haute stabilité.

Lorsque la tension d'entrée dont on dispose est très voisine de la valeur minimale admissible pour un fonctionnement convenable du régulateur, et que de ce fait une faible variation de cette tension d'entrée, ou une résiduelle de ronflement trop importante risquent de le faire « décrocher » une solution consiste à alimenter la partie « référence-amplificateur d'erreur » à partir d'une tension plus élevée obtenue au moyen d'un montage redresseur doubleur à faible débit (diodes D_1 et D_2 et condensateurs C_2 et C_3 de la figure VII-17.

Il peut être intéressant dans certaines applications de pouvoir commander à distance le fonctionnement d'une alimentation au moyen d'un signal logique. Le montage le plus simple pour ce faire consiste à utiliser le transistor de limitation de courant pour commander le courant de base du transistor régulateur de sortie. L'émetteur de ce transistor étant accessible on le mettra simplement à la masse tandis que sa base, également accessible recevra le signal logique de commande (fig. VII-18-a). Mais ce montage nous prive de la possibilité de munir le régulateur d'un limiteur de courant. Qu'à cela ne tienne, la borne « Compensation » du C.I. est généralement reliée directement à la base du transistor régulateur de sortie. Il suffira de mettre cette connexion à la masse au moyen d'un transistor auxiliaire T_1 éventuellement protégé par une résistance de collecteur série, pour obtenir le résultat escompté (b). Ne pas oublier qu'il y a inversion du signal logique dans les deux cas : un niveau logique « Haut » commandera la coupure de la tension de sortie qui ne sera présente que si l'entrée logique est basse (à la masse).

En ce qui concerne les régulateurs de tension négative le problème est un peu plus complexe il faut avoir recours à un transistor (T_3) monté en base commune associé à la diode D_1 normalement bloquée lorsque T_3 est lui-même bloqué (entrée logique à Zéro). Un signal logique « Haut » (positif) rend T_3 et D_1 conducteurs dérivant ainsi vers la masse le courant de base du Darlington « ballast » (fig. VII-18-c).

Nous avons remarqué plus haut qu'il n'est pas possible avec un C.I. régulateur ajustable d'obtenir une tension réglable à partir de Zéro ce qui ne permettrait pas de profiter des qualités de ces circuits intégrés pour la réalisation d'alimentations régulées de laboratoire si l'on ne disposait pas d'astuces pour tourner cette limitation. L'une de ces astuces consiste à « déplacer vers le bas » le commun (V_-) du régulateur, en d'autres termes à ramener cette borne à une tension négative égale à $-V_{ref}$ l'entrée non inverseuse de l'amplificateur d'erreur étant alors ramenée au potentiel de la masse (1). Il faut naturellement utiliser deux C.I. régulateurs : l'un pour la production de la référence négative et l'autre pour commander le transistor ballast. Ceci nous conduit au schéma de la

(1) Ce montage n'est autre que l'équivalent à circuits intégrés du schéma de la figure VI-12 (chapitre VI).

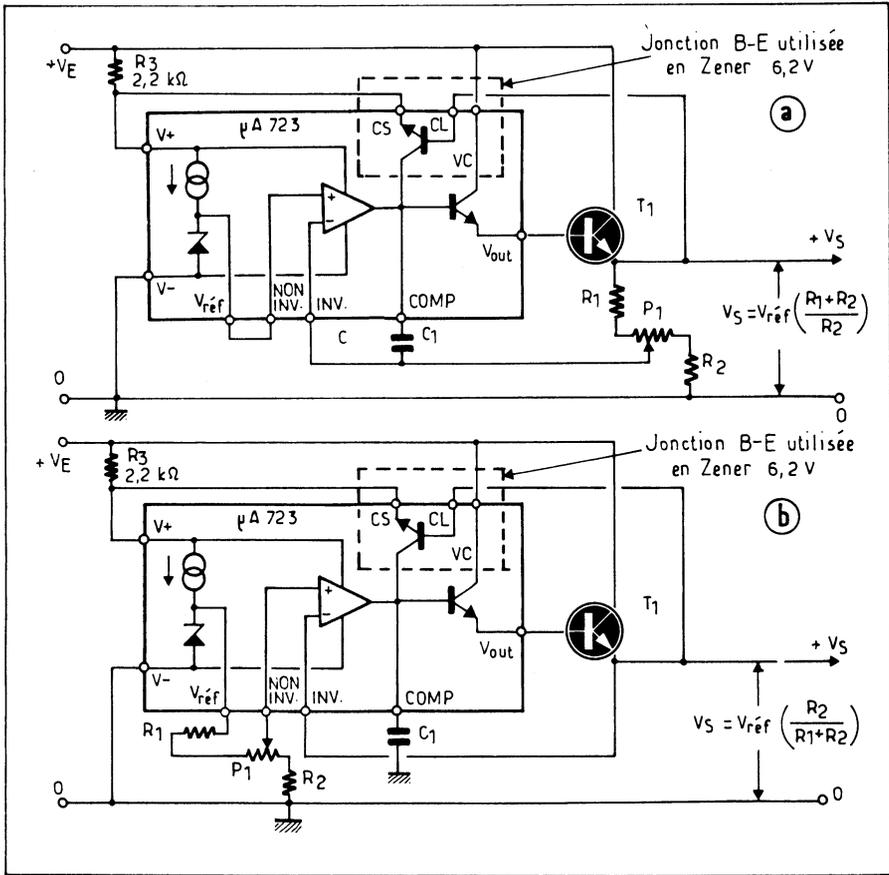


Fig. VII-16. — Pour obtenir une préstabilisation de la tension appliquée au C.I. régulateur, on peut utiliser la jonction base-émetteur du transistor de limitation de débit en diode de Zener, et la monter en série avec la tension réglée de sortie. On obtient ainsi une amélioration de la régulation.

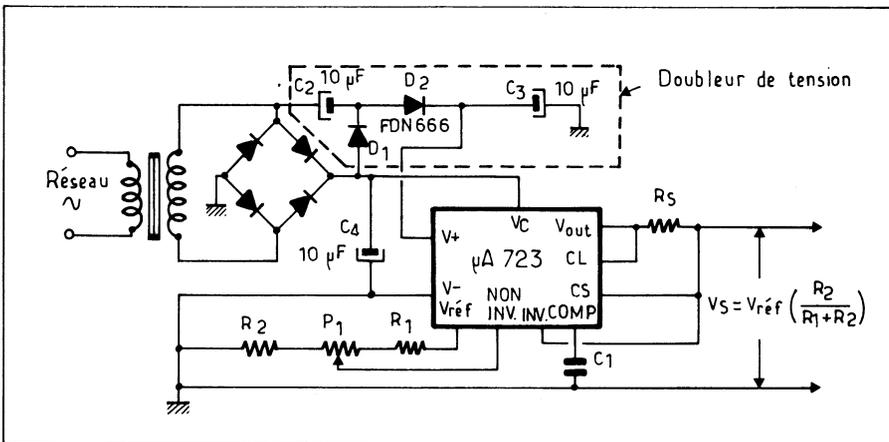


Fig. VII-17. — Lorsque la tension d'alimentation est « tangente », il convient d'alimenter la référence et l'amplificateur d'erreur avec une tension plus élevée. Le doubleur encadré sur le schéma fait l'affaire.

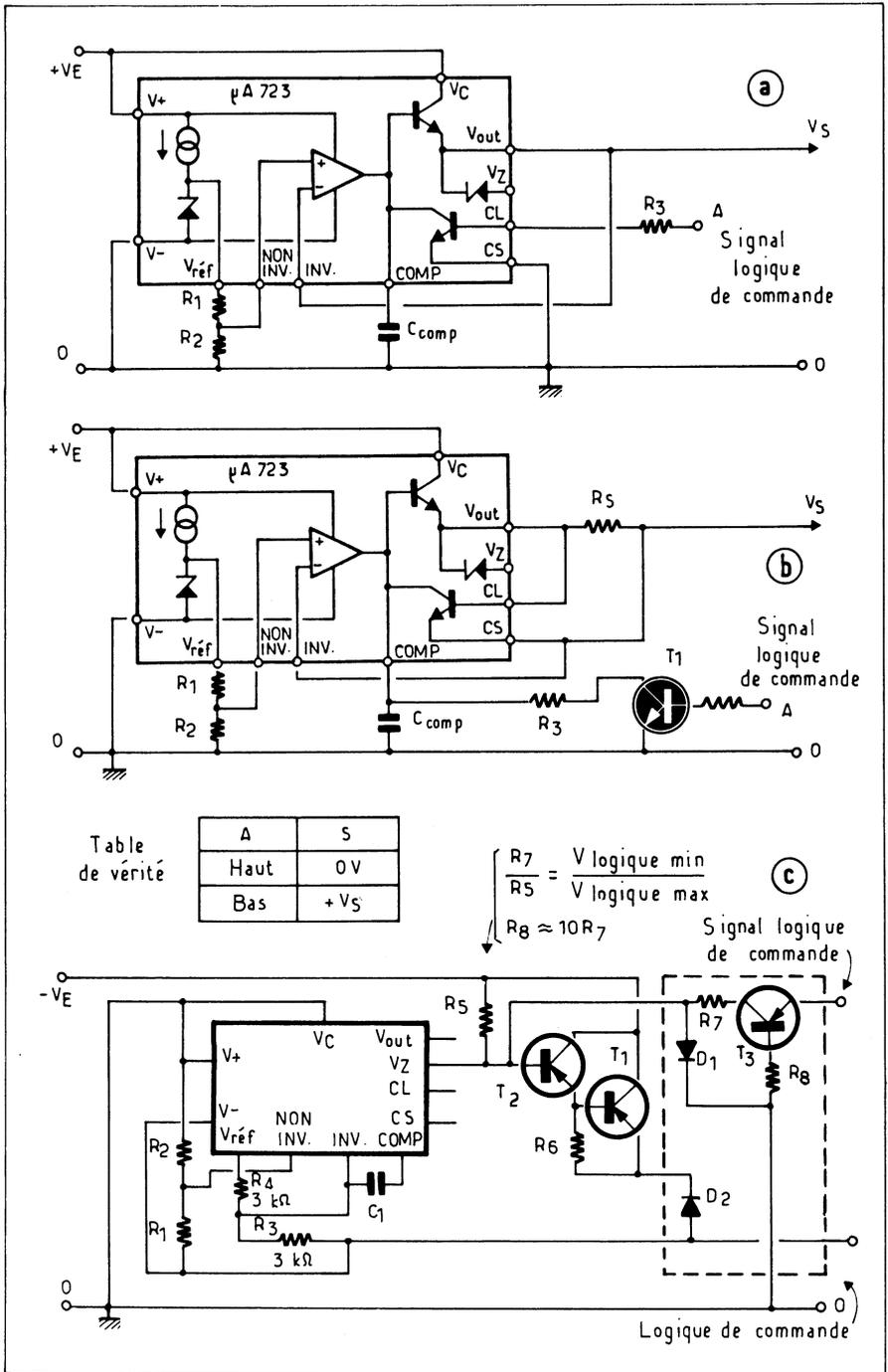


Fig. VII-18. — Commande à distance d'inhibition d'une alimentation régulée au moyen d'un signal logique on utilise (a) le transistor interne de limitation de débit; (b) le transistor auxiliaire; (c) montre une version pour tension négative.

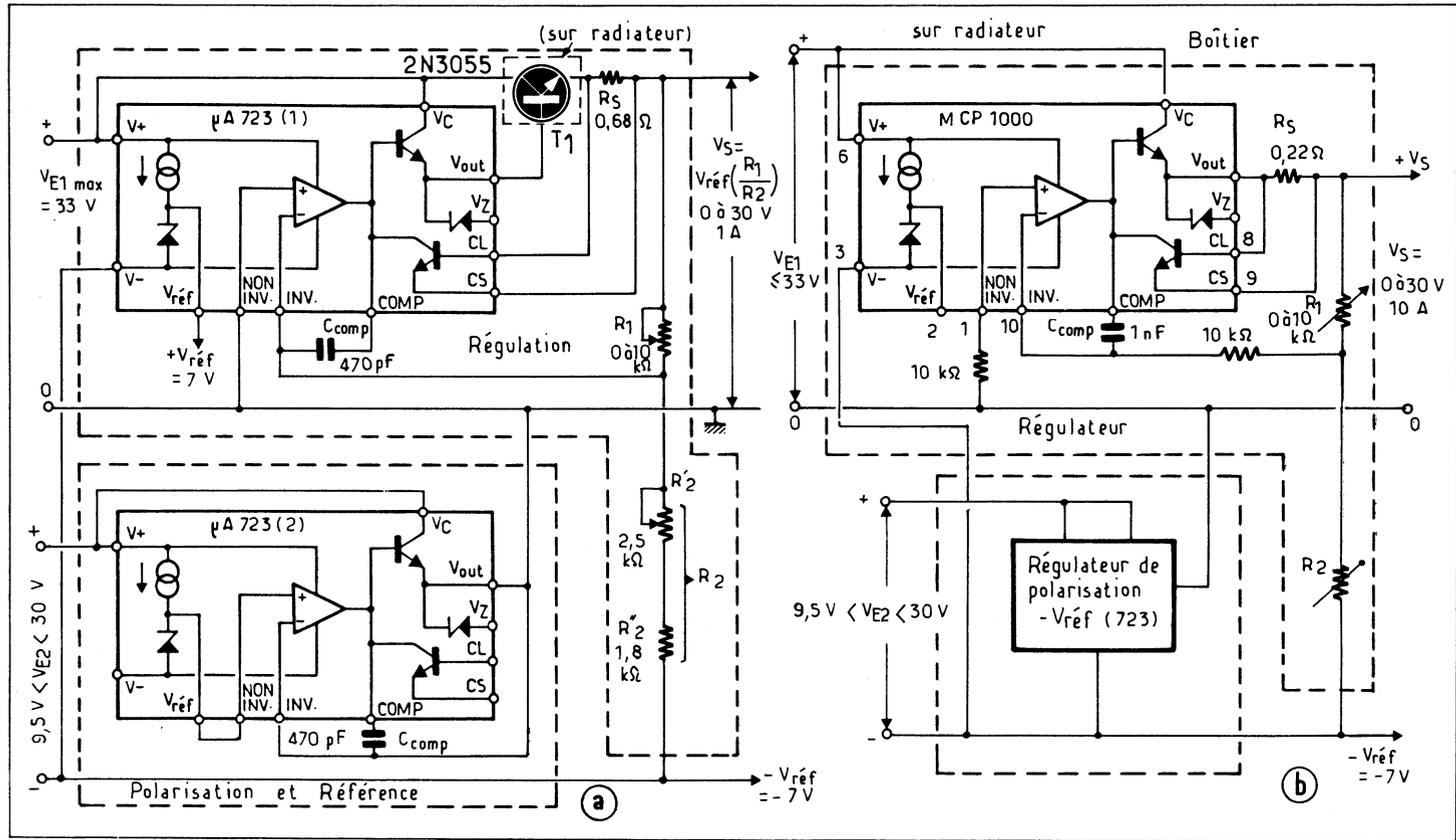


Fig. VII-19. — En «déplaçant vers le bas» le commun d'un régulateur intégré, au moyen d'un second régulateur utilisé en source de référence négative, on peut obtenir une tension de sortie continûment variable de 0 à $+V_{S \text{ max}}$. En (b) variante mettant en œuvre le régulateur intégré 100 W MPC 1000 de Motorola.

figure VII-19 dans lequel la résistance R'_2 doit être ajustée pour que la tension de sortie s'annule lorsque $R_1 = 0$. Ce montage présente en outre l'avantage de fournir en prime deux tensions de références (ou de polarisation) symétriques de $+$ et $-V_{ref}$. Notons au passage que l'association μA 723-Transistor ballast du régulateur principal pourrait avantageusement être remplacée par le nouveau régulateur intégré ajustable de puissance MPC 1000 (Motorola) capable de fournir une tension régulée de 0 à 35 Volts. Cela conduirait au schéma de la figure VII-19-b dans lequel nous avons volontairement simplifié le schéma de la source négative de référence et de polarisation. La puissance maximale dissipée par le C.I. étant de 100 W le courant de sortie devra dans ce montage être limité à 3 A.

En faisant appel, pour alimenter le circuit intégré régulateur, à une source auxiliaire flottante il est possible d'utiliser un circuit intégré régulateur du genre 723 pour la régulation précise de tensions bien plus élevées que celle supportée par le C.I. lui-même. Cette tension n'étant, en principe, limitée que par celle admise par les transistors ballast extérieurs T_1 , T_2 . Dans ce montage (fig. VII-20) on augmente le gain de l'amplificateur d'erreur en montant le transistor de sortie du C.I., non plus en collecteur commun mais en émetteur commun avec la résistance R_5 en charge de collecteur, une diode de décalage de niveau D_{Z1} assurant la liaison avec la base du Darlington de sortie. La protection du C.I. est assurée par les diodes D_2 à D_4 qui interdisent qu'il lui soit appliqué une tension supérieure à celle qu'il est apte à supporter. Avec ce montage le taux de stabilisation en fonction de la charge atteint $5 \cdot 10^{-5}$ (0,005%). Avec les valeurs du schémas la tension de sortie peut varier entre 0 et $+100$ Volts.

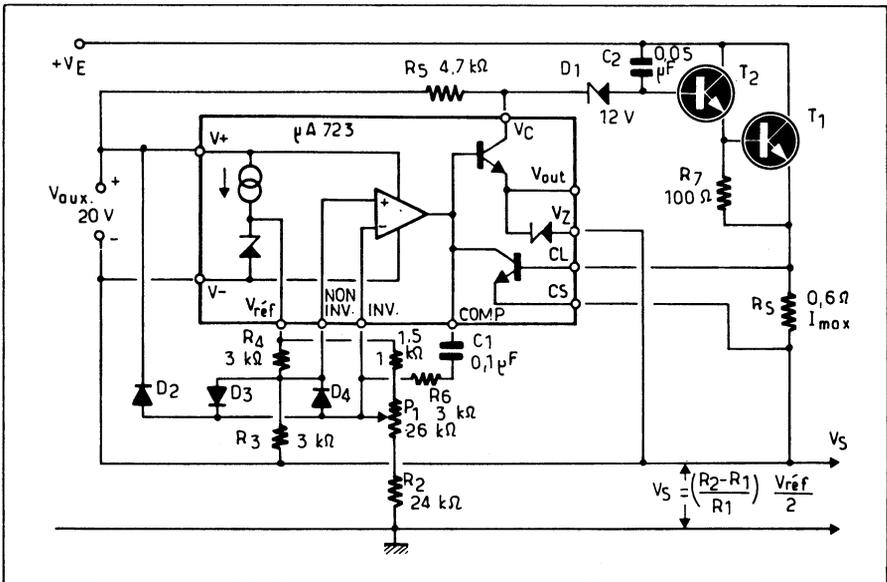


Fig. VII-20. — Une autre manière d'obtenir une tension réglable depuis Zéro, et une tension bien supérieure à celle pour laquelle le C.I. est prévu : alimenter ce dernier par une source auxiliaire flottante.

STABILISATEURS DE TENSIONS POSITIVES ET NÉGATIVES. (fig. VII-21)

De nombreux montages nécessitent deux sources d'alimentation l'une positive et l'autre négative par rapport à la masse. On dispose de trois solutions pour obtenir ce résultat :

— Réaliser deux régulateurs positifs alimentés séparément à partir d'enroulements distincts du transformateur d'alimentation

— A partir d'une source d'alimentation positive et négative par rapport à un point Zéro commun réaliser deux régulateurs, l'un positif et l'autre négatif selon les schémas décrits plus haut

— Réaliser un régulateur positif et obtenir la source négative au moyen d'un amplificateur opérationnel monté en inverseur associé à un transistor ballast p-n-p.

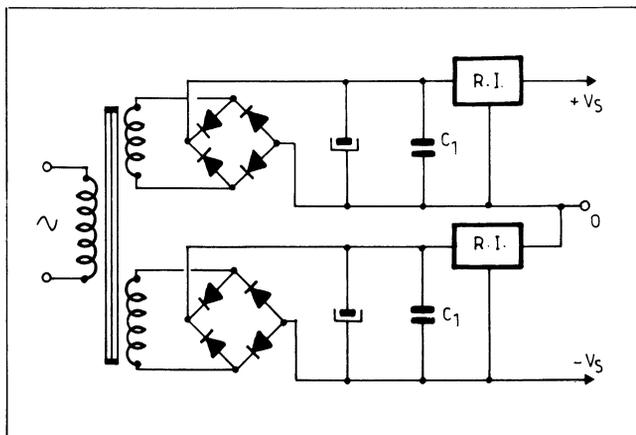


Fig. VII-21. — Pour obtenir des tensions symétriques avec des régulateurs positifs, il suffit de mettre à la masse la sortie positive du régulateur qui fournira la source négative ... à condition d'avoir deux sources d'entrée séparées.

UTILISATION EN RÉGULATEUR DE COURANT (1)

Le principe d'utilisation des régulateurs intégrés en source de courant est des plus simple: il suffit de monter l'amplificateur d'erreur en convertisseur tension courant, la tension de commande étant fournie par la source de référence.

Deux cas peuvent se produire :

— 1°) L'entrée non-inverseuse est reliée directement à la sortie de la source de référence. On ne dispose que d'un seul moyen pour régler le courant : agir sur la résistance de mesure R_M aux bornes de laquelle le régulateur maintiendra une tension constante égale à la tension minimale délivrée par le régulateur (fig VII-22-a)

— 2°) Les sorties V_{ref} et non-inverseuses sont séparées et il est possible de jouer également sur la valeur de la tension aux bornes de R_M la plus basse possible, la variation de la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse ne servant qu'à un ajustage fin du courant de sortie (ce qui permet d'utiliser pour R_M des valeurs du commerce) (fig. VII-22-b).

Cependant ces montages ne sont pas entièrement satisfaisants, en particulier pour les faibles courants car le courant d'alimentation propre au circuit intégré vient se superposer au courant de sortie. La valeur du courant dans la charge est alors donnée par la relation :

$$I_{Ch} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_M} \right) + I_{C.I.} + I_{R1.R2}$$

le dernier terme pouvant être négligé pour les valeurs élevées de I_{ch} .

On peut obvier ces inconvénients en ayant recours à une alimentation séparée du circuit intégré régulateur au moyen d'une source flottante — fournie par exemple par un enroulement séparé du transformateur d'alimentation. Cela conduit au montage de la figure VII-23. On remarque que, comme dans le montage de la figure VII-14-b la tension

(1) Les principes généraux des régulateurs de courant seront décrits dans un chapitre ultérieur.

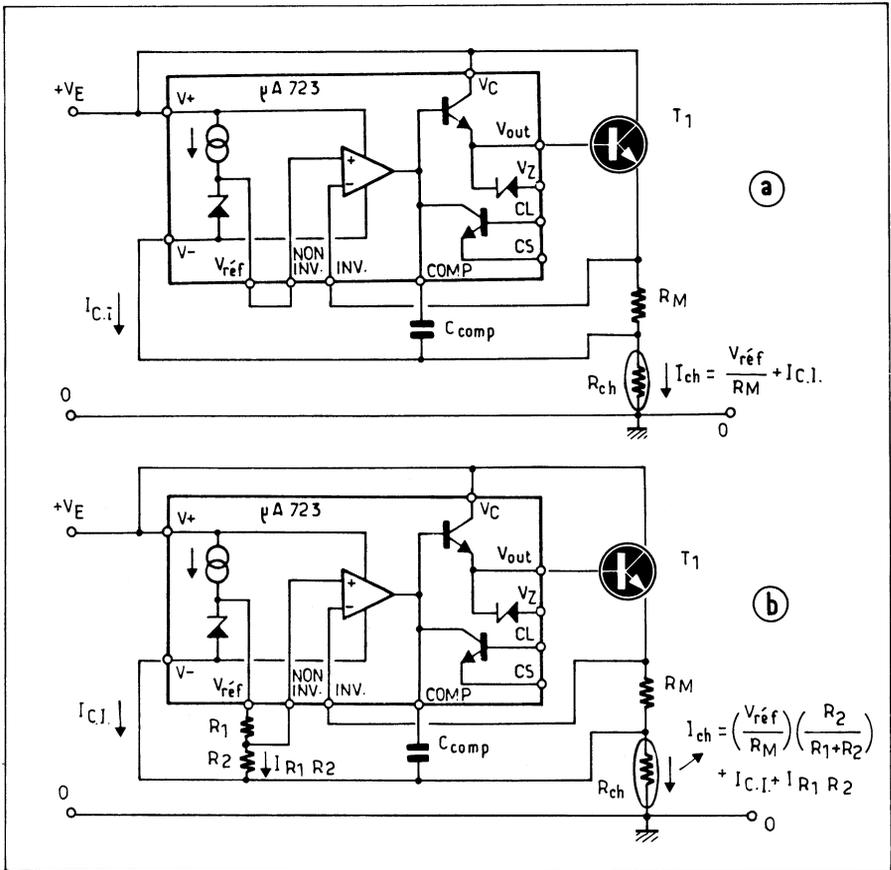


Fig. VII-22. — Si l'on monte l'amplificateur d'erreur d'un C.I. régulateur de tension en convertisseur tension-courant, on obtient une source à courant constant (imparfaite), car le courant d'alimentation du C.I. vient se superposer au courant de sortie.

aux bornes du C.I. est réglée par la mise en série de la jonction base-émetteur du transistor interne de limitation avec la source de référence. Les diodes \$D_2\$ à \$D_4\$ ont un rôle de protection lorsque la tension principale d'alimentation dépasse celle normalement admise par le C.I. Cette tension principale d'alimentation peut être aussi élevée que le permet le transistor régulateur \$T_1\$. La valeur du courant régulé est alors donnée par la relation :

$$I_{Ch} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_M} \right)$$

On conçoit qu'il soit avantageux de donner à la tension aux bornes de \$R_M\$ une valeur «ronde» 3 Volts par exemple car on aura alors :

$$I_{ch} = V_{RM} / R_M$$

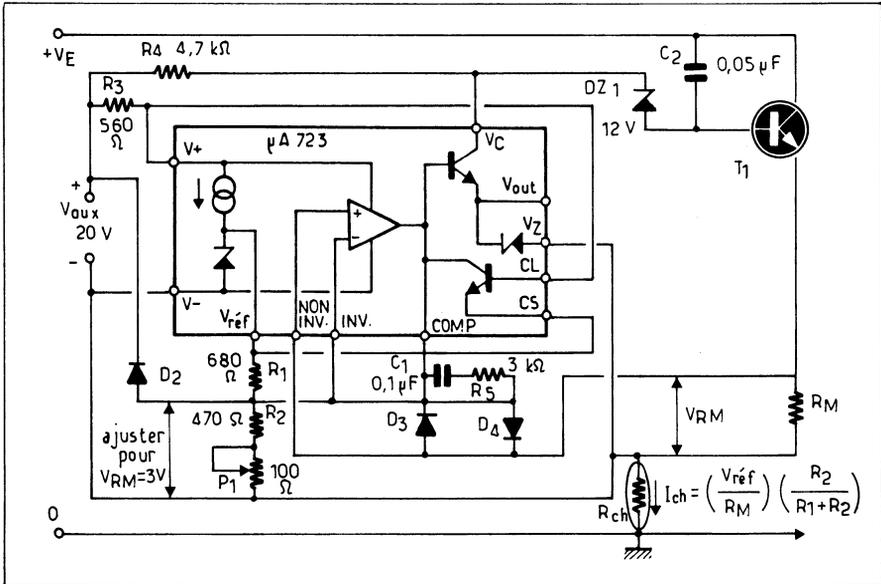


Fig. VII-23. — Une application du régulateur de tension élevée de la figure VII-20: quelques connexions déplacées, et on le transforme en source de courant constant de précision.

RÉGULATEURS INTÉGRÉS A TENSION FIXE OU AJUSTABLE (fig. VII-24)

Si les régulateurs à tension réglable que nous avons étudiés précédemment présentent des avantages certains pour l'alimentation générale d'un ensemble électronique de petite ou moyenne puissance, le fait qu'ils nécessitent l'adjonction d'un nombre non négligeable de composants les rend moins agréables pour la régulation de tension sur la carte imprimée même, mode d'alimentation dont nous avons montré les mérites dans l'introduction de ce chapitre. C'est pourquoi depuis déjà quelques années, les constructeurs ont étudié des régulateurs intégrés tripolaires à tensions fixes réparties dans une gamme standard : 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18 et 24 Volts.

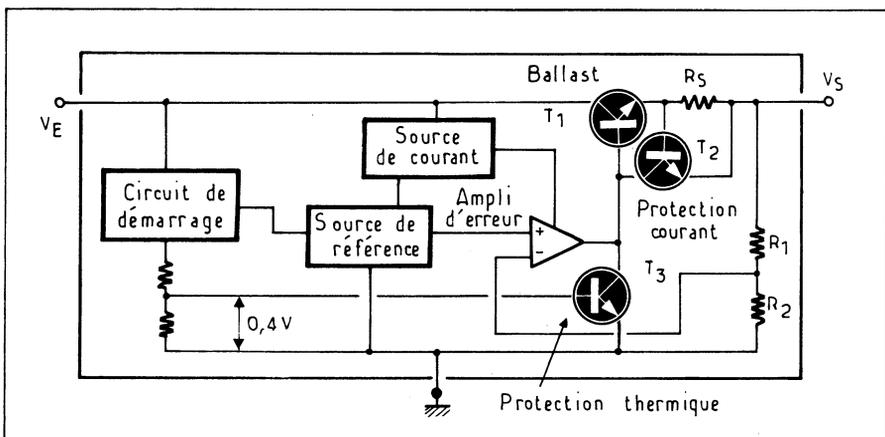


Fig. VII-24. — Synoptique de principe d'un régulateur à tension fixe. Il ne se distingue en son principe de celui de la figure VII-7 que par l'adjonction du transistor T₃ de disjonction thermique.

Les premiers modèles parus sur le marché ne différaient guère dans leur constitution interne du schéma général de la figure VII-2. Simplement les différents composants — résistance d'ajustage de la tension et du courant maximal de sortie, capacité de compensation, etc. — ainsi que les connexions vers ces composants sont incorporés dans le circuit intégré. De cette manière le régulateur ne se distingue en rien dans son aspect extérieur d'un transistor en boîtier T05, T039, T0202 ou T0220 (Plastique) ou bien encore T03 pour les modèles les plus puissants, c'est pourquoi on les appelle parfois régulateurs intégrés tripolaires.

Puis vint un nouveau perfectionnement : le transistor ballast étant inclus au circuit intégré, il devenait facile de disposer près de lui un transistor (T_3) de protection thermique. Normalement bloqué parce que sa base est maintenue à une tension de 0,4 Volts par rapport à son émetteur, ce transistor va devenir conducteur lorsque la température du substrat va s'élever au-dessus de la température permise car on sait que le seuil de conduction d'une jonction polarisée en direct s'abaisse lorsque sa température augmente. Comme le collecteur de ce transistor est relié à la base du transistor ballast, devenu conducteur il va dériver vers la masse le courant destiné à la base dudit ballast qui va cesser d'être conducteur, évitant ainsi une dissipation dangereuse pour ce circuit intégré. (fig. VII-24).

Les circuits alimentés par ce genre de régulateurs demandent généralement une tension stable mais pas forcément d'une haute précision aussi la tension délivrée par ces dispositifs est-elle garantie par les constructeurs avec une tolérance qui varie selon les modèles entre ± 3 et $\pm 10\%$. Mais il est toujours possible d'ajuster la tension de sortie en ramenant la connexion commune du C.I. à une tension réglable par rapport à la masse. Tension généralement obtenue au moyen d'un diviseur de tension alimenté par la tension régulée de sortie (fig. VII-25 a). Connaissant le courant I_O qui « sort » de la connexion de masse (quelques dizaines de microampères à quelques milliampères selon les modèles) — courant toujours spécifié par le constructeur — il est facile de calculer l'ordre de grandeur des résistances R_1 et R_2 du diviseur de tension. Un ajustage fin pouvant être obtenu en rendant variable l'une des deux résistances. On peut écrire :

$$V'_S = V_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 \cdot I_O$$

Cette solution présente l'inconvénient de demander un courant supplémentaire en sortie. Ce qui est négligeable lorsqu'il s'agit d'un régulateur intégré de quelque puissance mais présente un réel inconvénient pour les modèles dont le courant de sortie ne dépasse pas une centaine de milliampères car souvent la valeur de R_2 ne doit pas dépasser 150 à 200 Ω faute de quoi on risquerait en cas de fonctionnement du limiteur de courant — charge des condensateurs des circuits aval à la mise sous tension par exemple — de voir le régulateur se bloquer à l'état non conducteur. Mais heureusement, la parade existe : il suffit de fournir le courant I_O au régulateur à travers un transistor (p-n-p pour un régulateur de tension positive et n-p-n pour les régulateurs de tension négative) monté en collecteur commun (fig. VII-25-b). En première approximation, la tension de l'émetteur du transistor auxiliaire T_1 est égal à celle aux bornes de R_2 plus le V_{BE} du transistor. Pour un calcul tout à fait rigoureux il faudrait écrire :

$$V'_S = V_S + V_{BE} + R_2 I_2 [1 + I_0 / \beta I_2]$$

Précision qui nous paraît tout à fait illusoire, puisque les tolérances sur β et V_{BE} sont très larges, mais que nous donnons pour satisfaire les esprits soucieux de rigueur ...

Si l'on désire obtenir une variation de tension dans une gamme plus importante on a le choix entre deux solutions :

— la plus simple consiste à choisir un régulateur intégré à tension ajustable : il en existe actuellement capables de fournir une tension de sortie ajustable entre 1,2 Volts (ou 5 Volts selon les modèles) et une trentaine de volts. Les uns, comme le μA 78 G (Fairchild) (tension positive) ou μA 79 G (tension négative) ont quatre bornes c'est-à-dire que l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur, au lieu d'être raccordé intérieurement à un

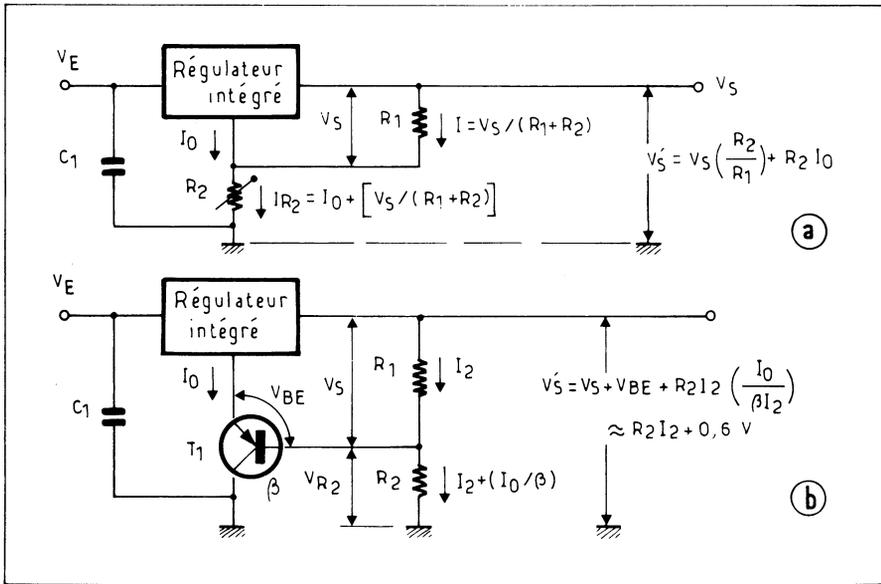


Fig. VII-25. — On peut modifier dans une certaine mesure la tension de sortie d'un régulateur pour tension fixe, en ne ramenant pas son « commun » à la masse, mais à un diviseur de tension alimenté par la tension de sortie (a). Afin d'éviter de prélever au C.I. régulateur un courant trop important, on peut polariser le commun avec un transistor p-n-p, monté en collecteur commun (b).

diviseur de tension, est sortie de manière à permettre l'ajustage de la tension de sortie selon la méthode classique ; tandis que d'autres comme le LM 117 (National Semiconductor) fonctionnent en « flottant » tout comme le montage de la figure VII-20. Cette disposition présente l'avantage de ne réclamer que trois bornes — malheureusement disposées différemment de celles des régulateurs à tension fixe — l'une pour l'entrée, l'autre pour la sortie et la troisième, qui doit obligatoirement être raccordée à un diviseur de tension, pour l'ajustage de la tension de sortie. Comme le circuit de régulation est flottant, il est possible d'utiliser ce type de régulateur pour des tensions *par rapport à la masse* bien supérieures à la tension spécifiée « Entrée-sortie » à condition que cette dernière ne soit jamais dépassée. Ce qui signifie que la limitation de courant serait insuffisante pour protéger le régulateur en cas de court-circuit, ce n'est pas surintensité qu'il périrait — le limiteur remplissant de toute façon son office — mais par claquage. Nous reproduisons à la figure VII-26 les schémas de principe pour la mise en œuvre de ce type de régulateurs. Schémas qui, croyons-nous ne nécessitent aucun commentaire.

— la seconde méthode, en utilisant un régulateur intégré à tension fixe, consiste à fixer le potentiel de la connexion commune de retour à la masse du C.I. au moyen de la sortie d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur de tension et dont l'entrée non-inverseuse est raccordée au point mobile d'un potentiomètre branché entre la sortie régulée à la masse (fig. VII-27). On parvient de cette manière à faire varier la tension de sortie du montage entre une tension légèrement supérieure à sa tension nominale — en pratique cette tension nominale plus la tension de déchet de l'amplificateur opérationnel lorsque l'entrée non-inverseuse est à zéro — et une tension qui ne dépend que de celle normalement supportée par le régulateur intégré et dont la valeur est donnée par la relation :

$$V'_S = V_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

V_S : tension nominale du régulateur

V'_S : tension de sortie du montage.

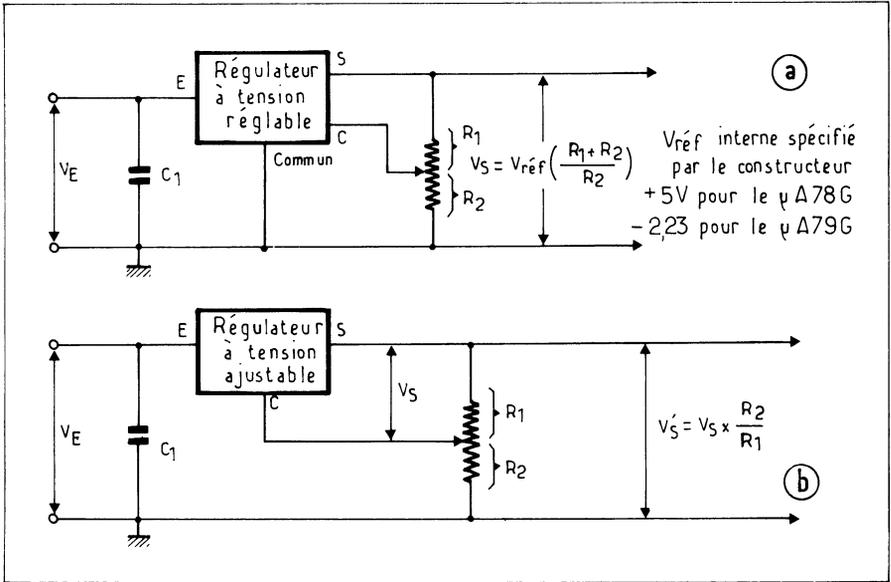


Fig. VII-26. — Sans commentaire ! Schémas d'utilisation classique des régulateurs intégrés ajustables : (a) genre 78 G (Fairchild) ; et (b) LM 117 (National Semiconductor).

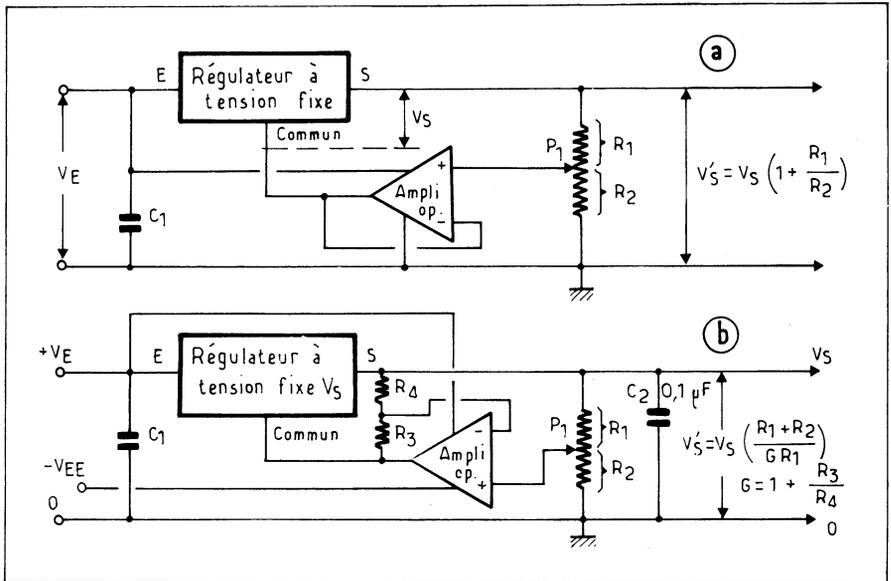


Fig. VII-27. — En portant le commun d'un régulateur intégré tripolaire, à une tension ajustable au moyen du potentiomètre P_1 , on peut l'utiliser dans une gamme importante de tensions. Le montage (b) permet de diminuer la valeur de la tension mini.

Il est possible d'obtenir une tension de sortie minimale inférieure à la tension nominale du régulateur en augmentant le gain de l'amplificateur opérationnel et en l'alimentant entre la tension non-réglée d'entrée et une source de polarisation négative selon le schéma (b) de la même figure. La tension minimale de sortie est alors égale à la tension nominale du régulateur divisée par le gain de l'amplificateur, on a alors :

$$V_S' = V_S \left(\frac{R_1 + R_2}{G R_1} \right) \quad \text{avec } G = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

Un inconvénient de ce type de montage est qu'en cas de court-circuit, le circuit intégré risque de se trouver polarisé en inverse et de ce fait le transistor de protection thermique de ne plus remplir son office.

On remarquera que les schémas d'application des régulateurs intégrés comportent un condensateur (marqué C₁) entre l'entrée du C.I. et la masse. Ce condensateur est souvent nécessaire pour le découplage car il ne faut pas oublier que ce type de régulateur comporte un amplificateur à grand gain et à large bande dont l'alimentation demande, comme tout autre amplificateur de ce type, à être découplée. C'est pourquoi, malgré la présence des condensateurs de très forte valeur du filtrage de la tension d'entrée il est souhaitable qu'un condensateur de quelque 0,1 à 1 μF soit placé à très courte distance du régulateur. Cette précaution est d'autant plus nécessaire lorsque le régulateur se trouve sur une carte imprimée comportant les circuits d'utilisation et que l'alimentation générale est assez éloignée de la carte en question, comme c'est souvent le cas pour des ensembles disposés dans une baie.

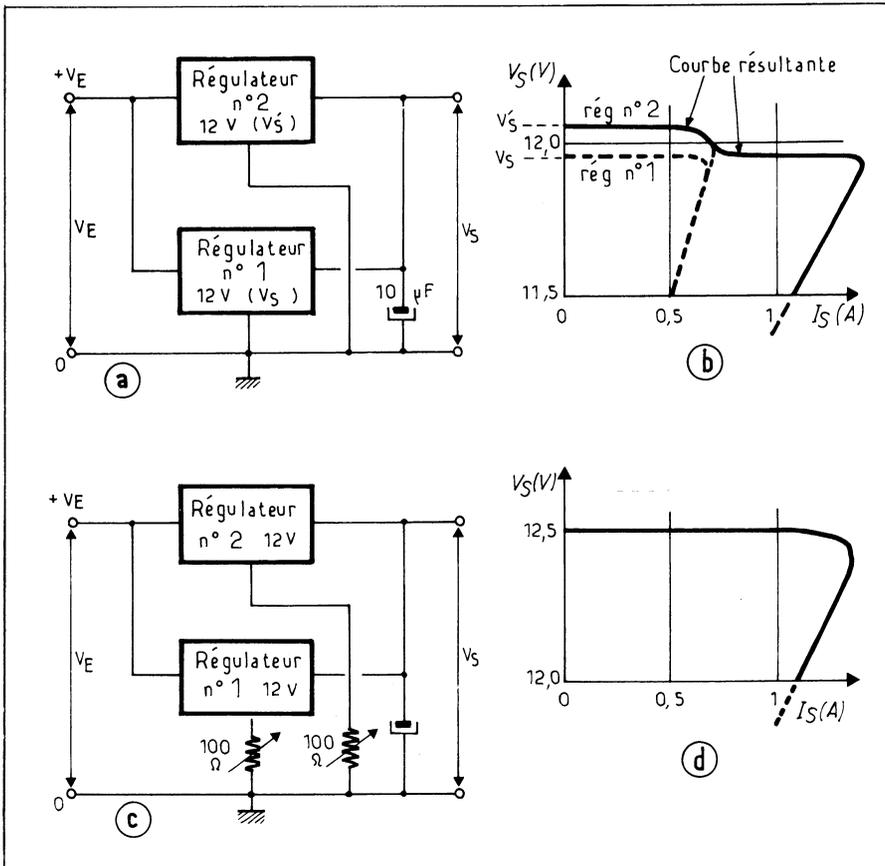


Fig. VII-28. — La mise en parallèle de régulateurs intégrés à tension fixe n'est pas sans poser quelques problèmes (a et b), que l'on peut résoudre en plaçant des résistances d'équilibrage dans les connexions de retour à la masse.

AUGMENTATION DU COURANT DE SORTIE

Pour obtenir un courant supérieur à celui que peut normalement fournir un régulateur intégré on dispose de deux moyens :

— Monter deux ou plusieurs régulateurs en parallèle, mais ce n'est guère une bonne solution comme le montre bien le courbe (b) de la figure VII-28 ou l'on voit que si les tensions de sortie des deux régulateurs ne sont pas parfaitement appariées lorsque le débit augmentera l'un des deux régulateur verra son circuit de limitation d'intensité délester avant l'autre introduisant une brusque diminution de la tension de sortie. On peut naturellement remédier à cet inconvénient en ajustant les tensions de sortie des régulateurs au moyen de résistances ajustables insérées en série avec la connexion de masse de chacun d'entre eux (fig. VII-28-c et d) mais cela conduit à une tension de sortie légèrement supérieure à la valeur nominale.

— La seconde solution consiste à shunter le régulateur par un transistor de puissance dont la base prélève son courant aux bornes d'une résistance de faible valeur insérée en série avec l'entrée du régulateur. Donc, tant que le courant demandé au régulateur ne dépassera pas une certaine valeur, il sera seul à débiter (fig. VII-29), la chute de tension aux bornes de R_1 étant trop faible pour que la diode émetteur base de T_1 puisse conduire. Lorsque le courant demandé au régulateur atteindra une valeur égale à V_{BE} / R_1 le

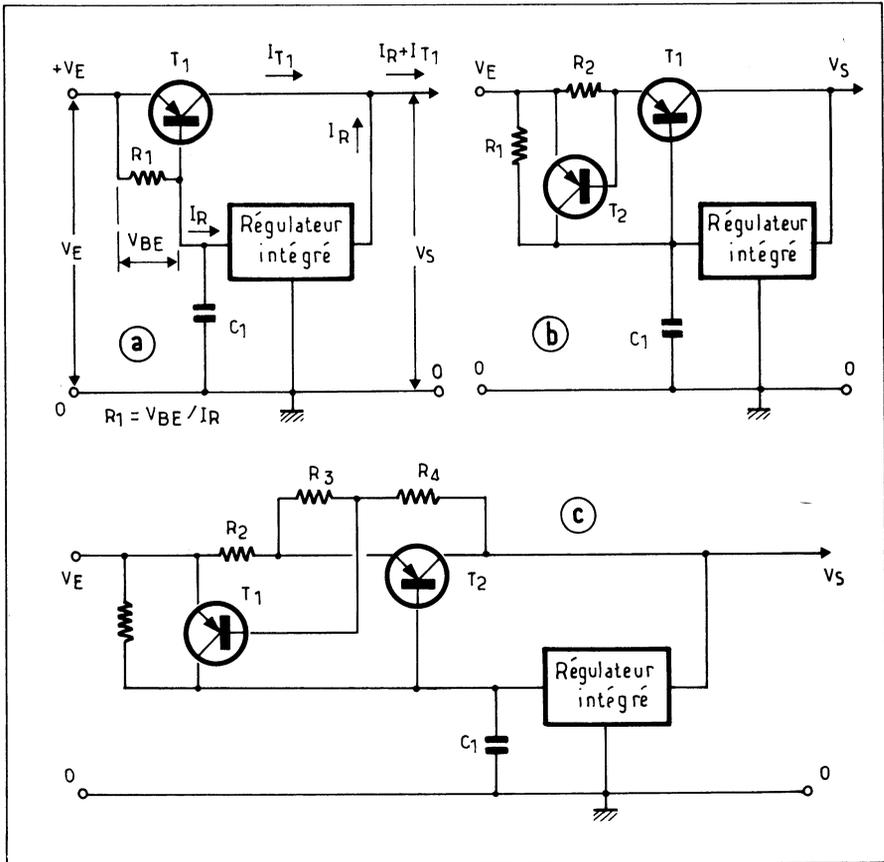


Fig. VII-29. — Il est possible de commander un transistor ballast d'appoint par le courant d'entrée d'un régulateur intégré. Courant mesuré par la résistance R_1 placée entre base et émetteur du transistor auxiliaire (a). Ce dernier devra être muni d'un limiteur de courant individuel (b et c).

transistor auxiliaire commencera à débiter à son tour ajoutant son courant à celui fourni par le régulateur. Inconvénient de ce montage : le régulateur est protégé contre les courts-circuits mais pas T_1 .

Remède : munir T_1 d'un limiteur de courant (résistance R_2 et Transistor T_2 du schéma (b)). Mais il faudra alors que T_2 soit capable de supporter en permanence le courant de court-circuit du régulateur. Enfin, moyennant deux résistances de plus (R_3 et R_4) ont muni le transistor T_2 d'un limiteur à délestage (c).

RÉGULATION DES TENSIONS NÉGATIVES ET SYMÉTRIQUES

Presque tous les constructeurs proposent actuellement des régulateurs intégrés tripolaires pour les deux polarités, sauf cas particulier il ne semble donc pas nécessaire d'avoir recours à un régulateur positif pour les tensions négatives. Cela est toutefois possible lorsque le transformateur d'alimentation comporte deux enroulements séparés : on réalise deux régulateurs positifs et on met à la masse la sortie positive du second pour obtenir la tension négative (fig. VII-20).

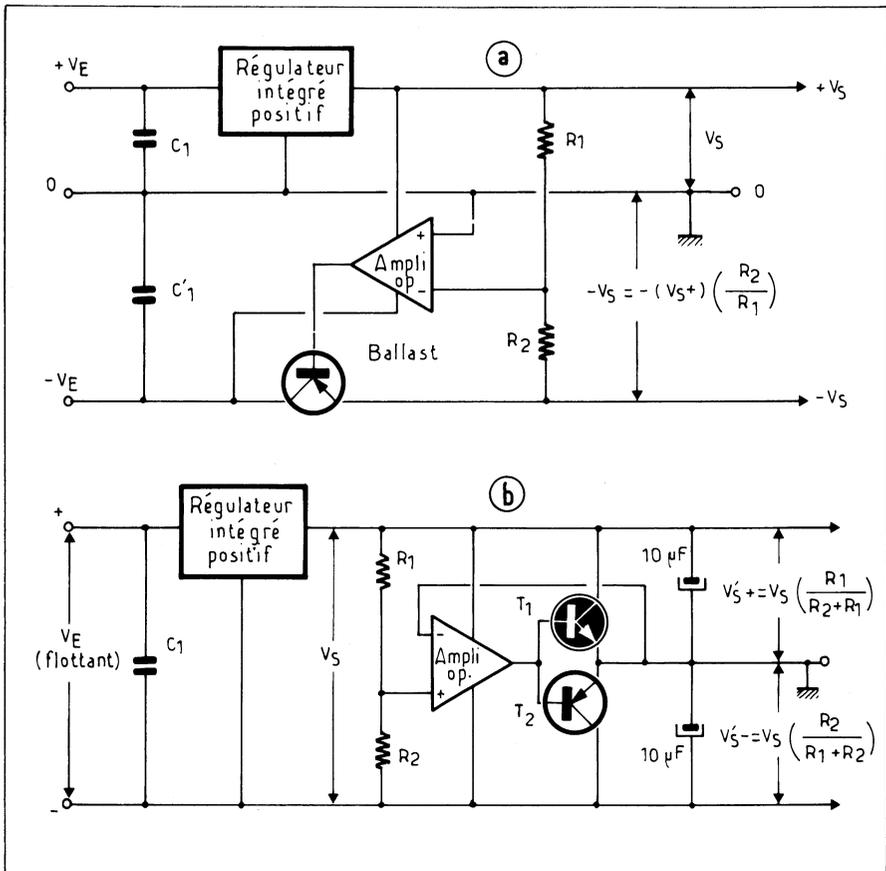


Fig. VII-30. — Deux autres méthodes pour obtenir une alimentation symétrique : (a) on obtient la source régulée négative au moyen d'un amplificateur opérationnel monté en inverseur (air connu); (b) à partir d'une source d'entrée flottante (de tension double !): créer un point milieu artificiel avec un push pull série commandé par un amplificateur opérationnel (encore air connu).

On peut également ne réguler que la tension positive et obtenir la négative au moyen d'un montage classique à amplificateur opérationnel inverseur et ballast (fig. VII-30-a). Ou bien, si la somme des tensions positive et négative n'exède pas les possibilités du régulateur positif créer un point milieu artificiel au moyen de transistors. Ce montage ayant déjà été étudié plus haut nous nous bornerons à le rappeler à la figure VII-30-b.

Lorsque l'on utilise des régulateurs positif et négatif ajustables il est possible de les inter-asservir de manière que les variations éventuelles de l'une des tensions de sortie soient reproduites symétriquement par l'autre, on se souvient que cela est essentiel pour la bonne réjection de mode commun d'un amplificateur opérationnel par exemple. La figure VII-31 reproduit le schéma d'un tel montage: les communs des deux régulateurs ne sont pas ramenés directement à la masse mais à la sortie d'un amplificateur opérationnel monté en inverseur qui mesure le déséquilibre entre les deux tensions et l'applique en contre-réaction au point commun des deux régulateurs. Chacun des deux régulateurs possède son propre réglage de tension de sortie, puisque chacun d'eux dispose de sa propre référence interne (noter que si R_3 et R_4 ont des valeurs différentes c'est pour tenir compte des différences de tension des références de C.I. : 5 Volts pour le 78 MG (positif) et 2,23 Volts pour le négatif (79 MG)). Le degré d'asservissement est proportionnel à $(R_1 + R_3) / (R_3 + R_4)$.

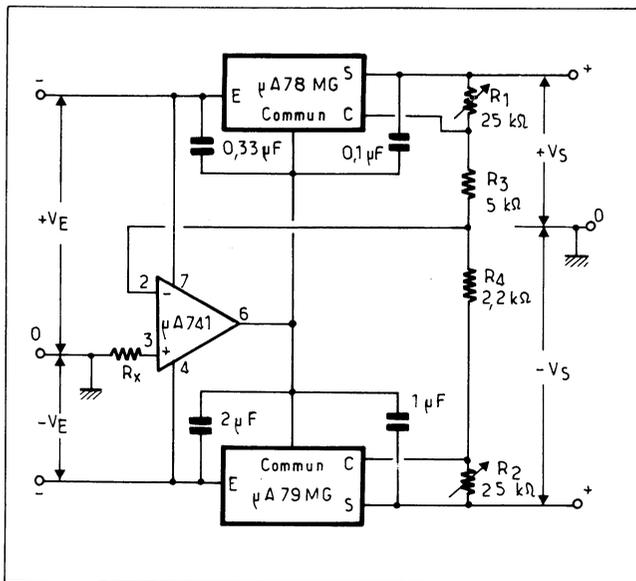


Fig. VII-31. — Il est possible d'inter-asservir deux régulateurs intégrés, positif et négatif, au moyen d'un amplificateur opérationnel qui mesure les éventuels déséquilibres et les réinjecte en contre-réaction dans la connexion commune aux deux C.I.

Il existe actuellement des régulateurs intégrés de faible puissance comportant un régulateur positif et un négatif inter-asservis (série LM 125, 126 et LM 127 National Semiconductor). Il n'y a rien de particulier à en dire: ce sont des modèles à tensions fixes: ± 12 Volts, -15 Volts et $+5 / -12$ Volts, munis de sorties permettant d'ajuster la valeur maximale du courant débité en fonction soit du ballast éventuel soit de la consommation maximale des circuits aval.

RÉGULATION DE COURANT

Comme tout régulateur de tension, les régulateurs intégrés à tension fixe ou ajustable peuvent être utilisés en régulateurs de courant selon le montage classique rappelé à la figure VII-32 il y a lieu de noter à leur sujet que le courant du commun I_O vient s'ajouter

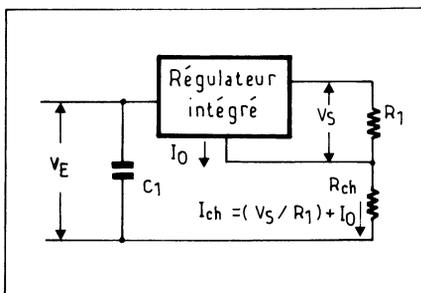


Fig. VII-32. — Utilisation d'un régulateur intégré en générateur de courant constant.

à celui du régulateur de courant, ce n'est donc que pour les courants dépassant plusieurs dizaines de milliampères que ces montages pourront présenter quelque intérêt. Evidemment il sera préférable, pour étendre la gamme des tensions appliquées aux différentes charges de choisir le régulateur dont la tension de sortie est la plus basse.

EMPLOI DES RÉGULATEURS INTÉGRÉS TRIPOLAIRES EN DÉCOUPAGE

Le principe général des régulateurs à découpage sera étudié dans un chapitre ultérieur. Nous nous bornerons ici à étudier succinctement le cas particulier d'utilisation des régulateurs intégrés à tension fixe en découpage en nous référant au schéma de principe de la figure VII-33. Ce qui distingue ce schéma du montage classique tient au fait que, la source de référence n'étant pas accessible, il a fallu recourir à une astuce pour tourner la difficulté. Cette astuce consiste en l'établissement du pont diviseur R_1, R_2 placé entre la sortie du transistor de commutation T_1 et la masse. Diviseur au pied duquel est prélevé le signal de réaction qui sera appliqué au commun du régulateur tripolaire.

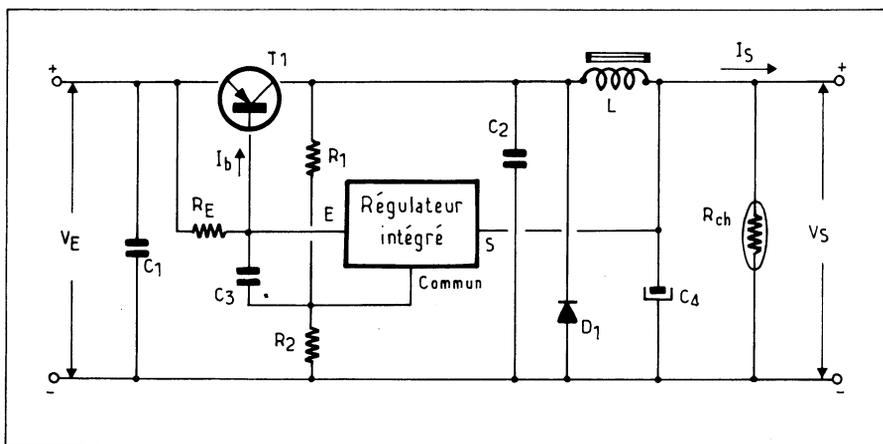


Fig. VII-33. — Schéma de principe d'un régulateur à découpage équipé d'un régulateur intégré à tension fixe.

A la mise sous tension le régulateur débite dans la charge et de ce fait il s'établit une chute de tension aux bornes de la résistance R_E placée entre l'émetteur de T_1 et sa base : ce transistor reçoit ainsi un courant de base suffisant pour le saturer. Un courant commence donc à circuler dans l'inductance L . Mais ce courant croissant, le régulateur intégré à de moins en moins à débiter dans la charge. La chute de tension aux bornes de R_E décroît donc proportionnellement à ce courant jusqu'à ce qu'elle devienne insuffisante pour permettre à T_1 de conduire. Lorsque finalement ce transistor se bloque c'est de nouveau la

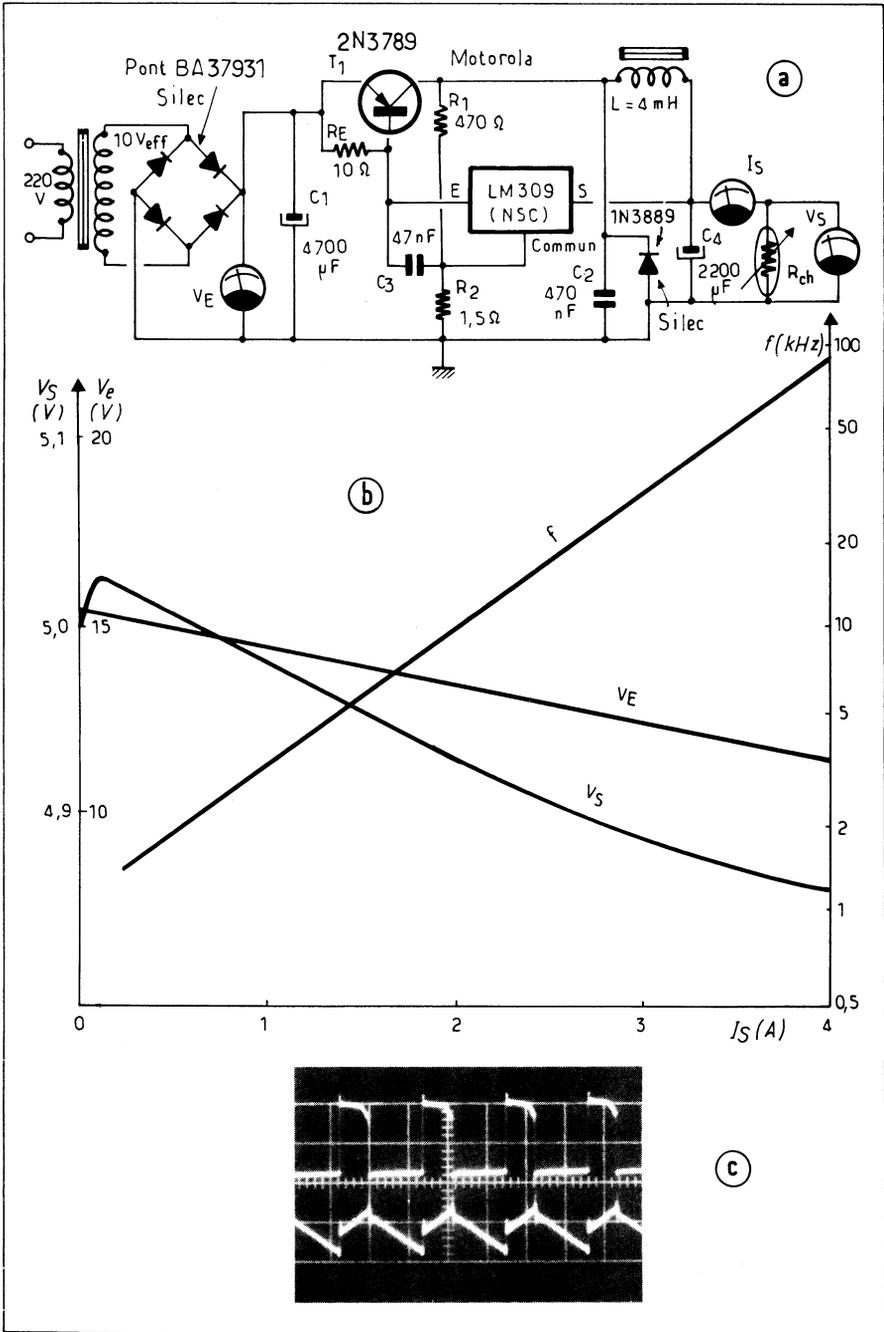


Fig. VII-34. — Montage expérimental réalisé par les auteurs avec un régulateur intégré LM 309 (a). En (b) courbes de la tension d'entrée, de la tension de sortie et de la fréquence du signal de découpage en fonction du courant débité. L'oscillogramme (c) montre, en haut le signal à la sortie du transistor de découpage (5 V/cm) et en bas la résiduelle de filtrage (40 mV/cm). Vitesse de balayage 100 μs/cm.

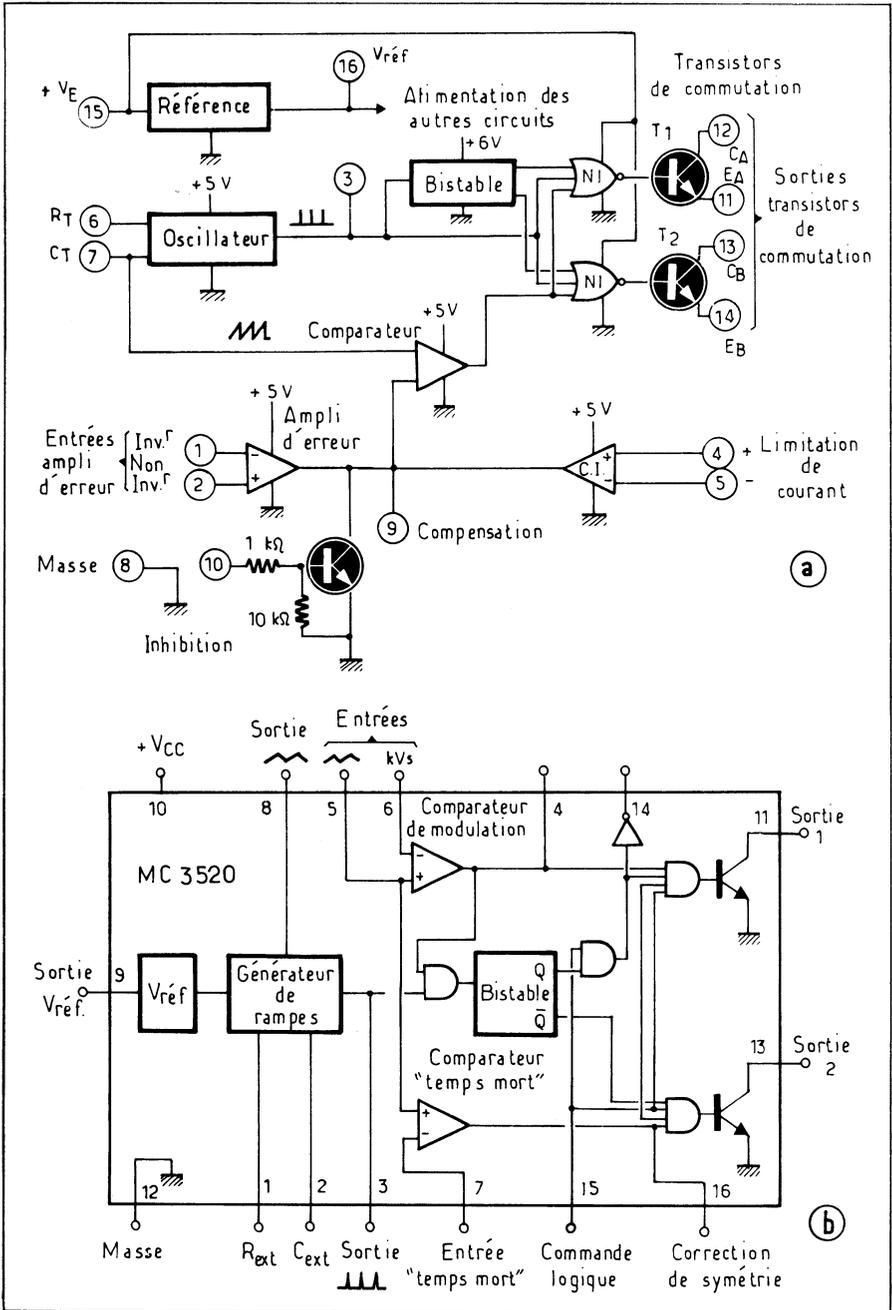


Fig. VII-35. — Schéma de principe du circuit intégré SG 1524 pour régulateurs de tension à découpage (a). C'est en comparant la rampe fournie par l'oscillateur interne avec la tension d'erreur (amplifiée), que s'effectue la modulation en largeur d'impulsion (rapport cyclique). Deux transistors de sortie commandés en opposition de phase permettent de piloter des convertisseurs symétriques. Le signal de sortie de l'oscillateur étant présent à l'entrée des portes NI d'aiguillage, il est également possible de monter ces transistors en parallèle pour la commande de régulateurs classiques: T₁ et T₂ commandent alternativement le transistor de commutation de puissance. Le MC 3520 de Motorola (b) ne diffère du précédent que par quelques détails.

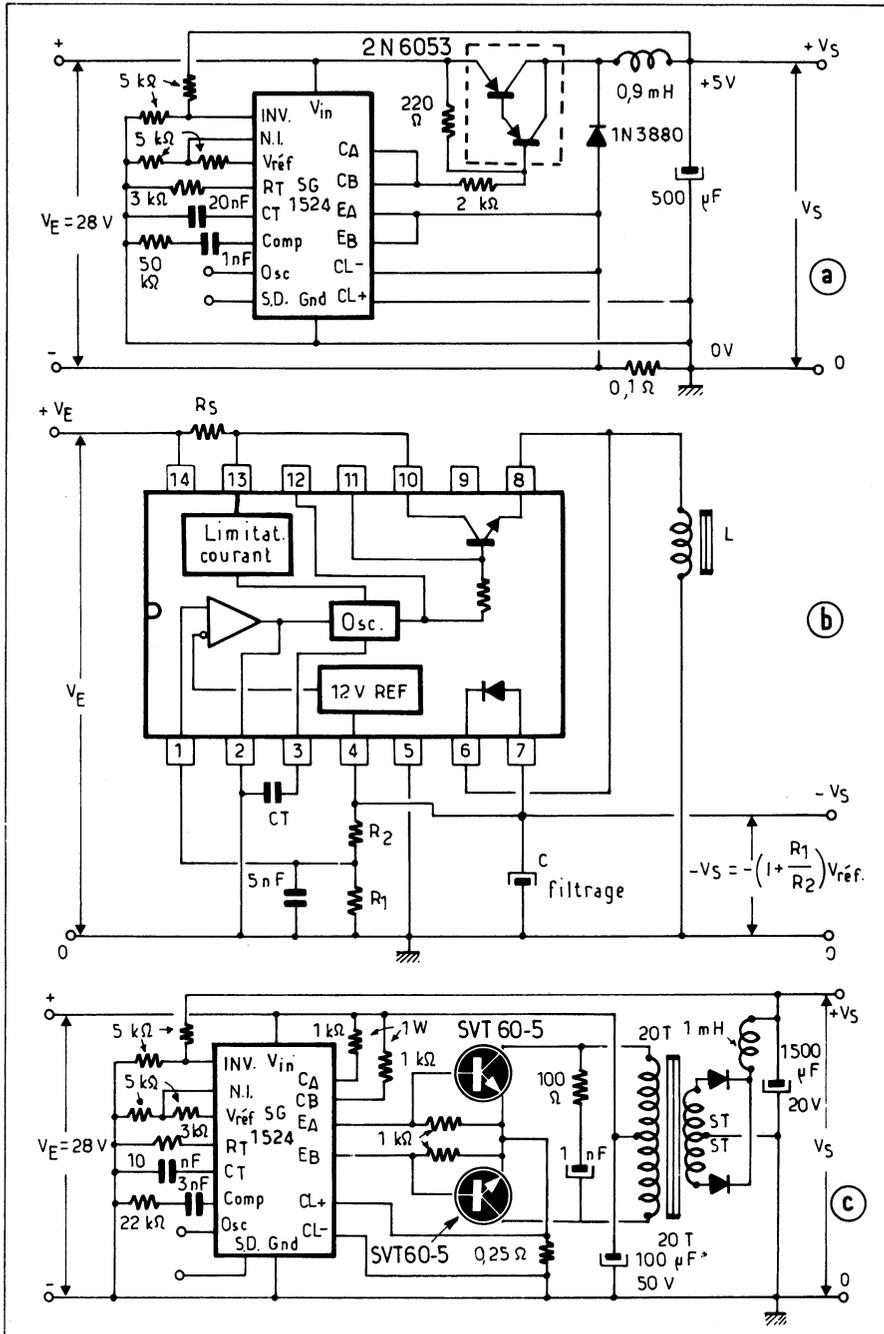


Fig. VII-36. — Trois schémas d'utilisation des C.I. pour alimentations régulées à découpage: (a) classique régulateur positif équipé du SG 1524, le rendement atteint 75%. Le montage (b) met en œuvre le TL 497 pour obtenir une tension régulée négative à partir d'une source positive. Quant au troisième montage, c'est un convertisseur continu-continu 28 V / 5 V - 5 A (25 W) dont le rendement est meilleur que 80%. (Documentation Texas Instruments et Silicon General).

voie du régulateur intégré (via R_E) qu'emprunte le courant qui se dirige vers la charge, d'où nouvelle chute de tension dans R_E suffisante pour saturer T_1 , etc. et le cycle recommence.

Afin d'optimiser le rendement, il importe que la plus grosse partie du courant fourni à la charge le soit par le transistor de commutation, en d'autres termes que le courant qui traverse R_E et le régulateur soit minimal. Ceci est obtenu si l'on a :

$$I_{RE} + I_b = (V_{BE\ sat} / R_E) + I_b \approx (V_E - V_S / 2 L) t_{on}$$

Nous avons réalisé un montage d'essai rapide (non optimisé) avec un régulateur 5 Volts LM 309 et un transistor de commutation 2 N 3789 selon le montage de la figure VII-34-a les résultats obtenus sont reproduits sous forme de courbes en b sur la même figure ainsi que l'allure des signaux sur l'oscillogramme c. On remarque, comme il était logique de s'y attendre d'après les explications sommaires qui précèdent que la fréquence du signal de découpage varie avec l'intensité absorbée dans la charge selon une loi pratiquement linéaire.

Notons avant de clore ce paragraphe que le condensateur C_3 placé entre la base du transistor de commutation et le commun du régulateur n'est pas indispensable, on l'omet même souvent, toutefois sa présence améliore la forme de l'onde et minimise la résiduelle d'ondulation du signal de sortie.

CIRCUITS INTÉGRÉS SPÉCIAUX POUR RÉGULATEURS A DÉCOUPAGE

Depuis peu il a été mis sur le marché des circuits intégrés spéciaux destinés à la réalisation de régulateurs à découpage. Nous avons reproduit à la figure VII-4, au début de ce chapitre le schéma du C.I. TL 497 (*Texas Instruments*) nous donnons maintenant à la figure VII-35-a celui du SG 1524 (*Silicon General*) qui, comme son concurrent, comporte des éléments nécessaires à la réalisation de régulateurs à découpage : oscillateur, source de référence, amplificateur d'erreur, circuit de limitation de courant. De plus le SG 1524 comporte deux transistors de commutation commandés en opposition de phase par les deux sorties d'un bistable qui divise par deux le signal issu de l'oscillateur. Dans ce dispositif, c'est en comparant la tension de sortie de l'amplificateur d'erreur avec la rampe issue de l'oscillateur que l'on obtient la modulation du rapport cyclique de découpage. Le signal ainsi obtenu est adressé alternativement aux bases des transistors de commutation au moyen des portes N1 commandées par les sorties du bistable, Le MC 3520 de *Motrola* (b) ne diffère guère dans sa conception de celle du 1524. Il présente cependant les différences suivantes :

- une possibilité de synchronisation sur un signal extérieur a été prévue
- une entrée « Temps mort » permet d'ajuster la plage de régulation.

Par contre, le fait que les émetteurs des transistors de sortie soient reliés à la masse interdit de les coupler aux transistors de commutation extérieurs en configuration Darlington et de les utiliser en série.

Pour illustrer ce qui précède nous reproduisons à la figure VII-36 quelques schémas pratiques d'application de ces circuits intégrés. Schémas qui ne réclament croyons-nous aucun commentaire particulier puisqu'un chapitre particulier est consacré aux régulateurs à découpage.

Références bibliographiques

Généralités

- I.C. Voltage Regulators - W.H. WILLIAMS - Electrotechnology - Nov. 1968.
- Eléments constitutifs d'un régulateur de tension à hautes performances - M. SAUVANET - Note d'application NA-6 - S.G. S. France.

Régulateurs à tension variable

Notes d'application *Sescosem* :

- N° 56 - LR - 087 - Régulateurs de tension positive SF.C 2100, SF.C. 2200, SF.C 2300 - Utilisation en régime linéaire. D'après R.J. WIDLAR. - Avril 1969.
- N° 56 - LR - 093 - Régulateurs de tension positive SF.C 2205, SF.C 2205 et SF.C 2305. - D'après R.J. WIDLAR. Mai 1969.
- N° 56 - LR - 92 - Etude et application des régulateurs de tension négative SF.C 2104, SF.C 2204 et SF.C 2304. - D'après R.J. WIDLAR - Septembre 1969.

Note d'application *S.G.S. France* :

- N° NA 5 - Régulateurs de tension linéaires réalisés avec le circuit Intégré L. 123 - M. SAUVANET - 19 Décembre 1969.

Note d'application *National Semiconductor* :

- N° AN 23 - The LM 105 an Improved Positive regulator - R.J. WIDLAR - Janvier 1969.

Note d'application *Motorola* :

- N° AN 473 - A monolithic High - Power Series Voltage Regulator - Thomas M. FREDERIKSEN - Mai 1969.

Articles :

- Regulating Supply Voltage all the Way Down to Zero - Brother Thomas Mc GAHEE - *Electronics* - 27 Juin 1974 - p. 112.
- Floating Regulator Gives 0,1% Regulation over 0 - to - 100 V dc, 200 mA Range - Henry WURTZBURG - *Electronic Design* - 13 Septembre 1975 - p. 94.

Régulateurs à tension fixe ou ajustable

Notes d'applications

— *Fairchild* :

- The μ A 7800 Series, Three - Terminal positive regulators - John W. CHU et Robert D. RICKS - APP 312 - Décembre 1971.

— *S.G.S. France* :

- Emploi des régulateurs intégrés tripolaires - M. SAUVANET - NA 21 - Mars 1971.

— *National semiconductors* :

- On - Card Regulator for logic circuits - AN 42 - Février 1971.

Articles :

- Régulateur économique de grande puissance - *Electronique Nouvelle* - 17 Mai 1971 - p. 24.
- Dual - Voltage Regulated Power Supply Has Adjustable Output that Tracks - Andy Adamian - *Electronic Design* - 6 Décembre 1975 - p. 94.
- Adjustable Three - terminal Regulator for Low Cost Battery Charging Systems - Robert B. DOBKIN - *ETT* - 19 Juillet 1976.

Alimentations à découpage

Notes d'application *Sescosem* :

- Utilisation des régulateurs de tension en fonctionnement «à découpage» - D'après M.J. WIDLAR - N° 56 - LR - 091 - Octobre 1969.
- Utilisation des circuits intégrés SF.C 2300 dans les alimentations à découpage - M. HELBERT - N° 56 - D - 108 - Octobre 1969.
- Voir aussi les notes citées plus haut.

Handbooks

- The Voltage Regulator Handbook - *Fairchild* - Mars 1974 - Distribué par *Fairchild Semiconducteurs* S.A. 121 Ave. d'Italie - 75013 Paris.
- The Complete Linear Handbook - *Fairchild*.
- Linear Applications - Handbook publié par *National Semiconductor* (Deux Volumes) - Distribué par N.S. France - 28 Rue de la Redoute - 92260 Fontenay-aux-Roses.
- Voltage Regulator Handbook - *National Semiconductor*.

CHAPITRE VIII

LA RÉGULATION EN COURANT CONTINU

Nombreuses sont les applications des sources de courant constant : mesure de résistances, mesures diverses sur les dispositifs semiconducteurs, (mesure non destructive de la tension de claquage des jonctions, mesure du β des transistors, etc.) essais des condensateurs électrolytiques, mesures de champs magnétiques au moyen de dispositifs à effet Hall ou de magnétorésistances conversion numérique - analogique. Dans les dispositifs de télécommande ou de télé-mesures il est beaucoup plus intéressant d'alimenter capteurs et récepteur à partir d'une source de courant que d'une source de tension puisque dans le premier cas la résistance des connexions ainsi que celle des appareils qui leur sont raccordés (capteurs ou récepteurs) n'influencent pas la valeur du courant qui les parcourt (naturellement dans la mesure où la tension disponible au départ est au moins égale à $R \times I$ (R : résistance totale du circuit et I : courant fourni par la source).

DÉFINITIONS PRÉLIMINAIRES

Qu'est-ce qu'une source de courant ? Qu'est-ce qui la différencie d'une source de tension ? Quelles sont les caractéristiques « idéales » d'une telle source ?

Une source de courant peut être définie comme un générateur délivrant un courant de valeur pré-établie quelle que puisse être la résistance de la charge traversée par ce courant, qu'il s'agisse d'un simple court-circuit ou d'une résistance très élevée.

Naturellement la loi d'ohm s'applique aussi bien à une source de courant qu'à une source de tension mais tandis que dans le cas de cette dernière la tension aux bornes de la charge est imposée et que c'est le courant qui varie en fonction de la résistance de cette dernière, dans le cas d'un circuit alimenté « en courant » c'est celui-là qui est imposé et c'est la tension aux bornes de cette résistance qui varie en fonction de la résistance (fig. VIII-1).

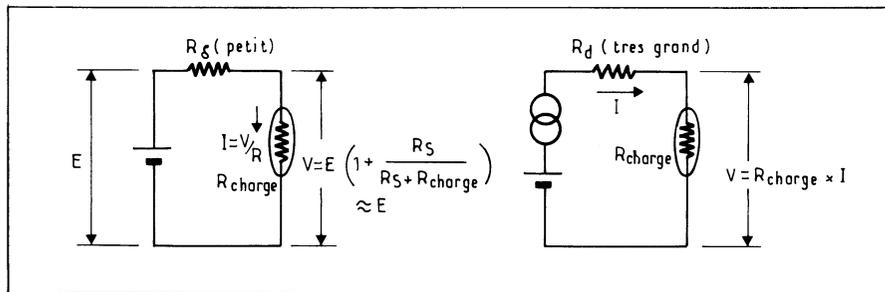


Fig. VIII-1. — Tandis que dans un montage alimenté en tension c'est le courant qui traverse le circuit qui est influencé par la valeur de la résistance de charge (a) dans un montage alimenté en courant, ce dernier n'est que très peu influencé par la charge, c'est la tension aux bornes de cette dernière qui varie lorsque sa résistance varie.

Alimentation « en tension » : $I = U / R$	avec $U =$ Constante
	$I = f(R)$
Alimentation « en courant » : $U = R \times I$	avec $I =$ Constante
	$U = f(R)$

Ce qui précède nous permet d'envisager intuitivement ce que doivent être les caractéristiques d'une source de courant : afin que la résistance de la charge puisse être, dans tous les cas, considérée comme négligeable devant la résistance interne de la source il faut tout simplement que la résistance interne de cette dernière soit aussi grande que possible : une résistance de valeur élevée, alimentée par une source de tension dont la force électromotrice est très grande, constitue une source de courant imparfaite mais parfois suffisante. Voulons-nous disposer d'une source capable de délivrer un courant de 1 mA dans une charge pouvant varier entre 0 Ω et plusieurs dizaines de kilohms nous prenons une source de tension de 1000 Volts avec en série une résistance de 1 M Ω . Si la charge varie entre 0 et 10 k Ω par exemple, la valeur du courant qui traverse le circuit ne variera pas de plus de 1% (fig. VIII-2).

Mais ce genre de dispositif, présente de nombreux inconvénients, tension élevée de la source, rendement déplorable, influence non négligeable de la résistance de la charge sur le courant qui parcourt le circuit, etc. Il nous faut donc remplacer la notion de résistance de la source

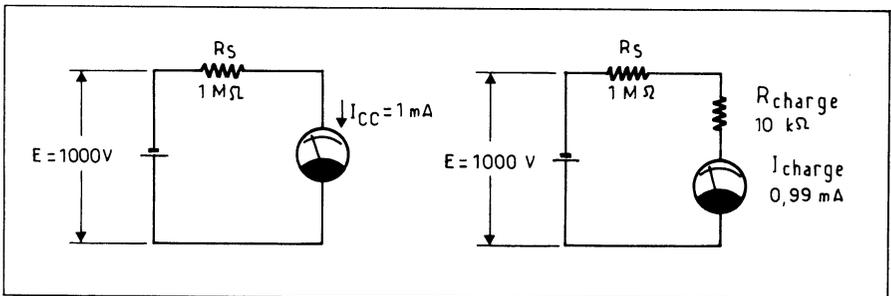


Fig. VIII-2. — Une source de courant rudimentaire peut être constituée par une source de tension élevée avec en série une résistance de forte valeur.

$$R_S = E / I_{CC}$$

R_S : résistance de la source

E : force électromotrice

I_{CC} : courant de court-circuit.

par celle de résistance dynamique (R_d) qui, dans le cas d'une source de courant peut être définie de la manière suivante : on fait débiter la source en court-circuit sur un ampèremètre, on mesure un certain courant I_1 puis on introduit dans le circuit une résistance r et l'on mesure un nouveau courant i_2 : la résistance dynamique sera donnée par la relation :

$$R_d = r (I_2 / I_1 - I_2)$$

Ce paramètre aurait pu s'exprimer d'une manière classique par la relation

$$R_d = dV / dI$$

dI étant la variation du courant fourni par la source lorsque, la résistance de charge r variant, la tension à ses bornes varie d'une valeur dV , mais nous avons préféré ne pas faire intervenir le paramètre tension puisque, en fait, ce paramètre n'est pas déterminant dans le circuit mais que c'est bien celui de résistance de charge qui est capable, dans certaines limites, d'intervenir sur la variation du courant débité par la source.

« Dans certaines limites »... avons nous écrit, car il est bien évident que la chute de tension $V = r \times I$ aux bornes de la résistance de charge ne pourra jamais évaluer et à fortiori dépasser la valeur de la force électromotrice de la source à vide et qu'il faut, pour assurer un fonctionnement convenable au circuit régulateur de courant, maintenir une tension suffisante à ses bornes.

Toutefois, si nous envisageons non plus la tension aux bornes de la charge mais celle aux bornes de la résistance interne de la source R_d nous pouvons également écrire :

$$R_d = dV_{(source)}/dI$$

ce qui n'est pas sans rappeler la formule qui donne la résistance interne d'un tube électronique :

$$dV_P / dI_P$$

Cela nous conduit à conclure que tout dispositif électronique dont la caractéristique $I = f(V)$ est plane sur une importante partie de la courbe peut contribuer une source de courant.

Comment réalise-t-on pratiquement une source à courant constant ? Comme dans les générateurs de tension constante on peut se trouver en présence de dispositifs que nous nommerons « stabilisateurs » parce qu'ils ne font appel à aucune contre-réaction : c'est le cas en particulier des diodes à courant constant. Puis il y a ceux que nous appellerons « régulateurs » parce qu'ils mettent en œuvre des circuits à contre-réaction.

DISPOSITIFS STABILISATEURS DE COURANT

Depuis longtemps les chercheurs se sont penchés sur le problème qui consistait à réaliser un élément semiconducteur à deux bornes qui serait « l'équivalent en courant » de la diode de Zener pour les tensions. Un premier prototype fut présenté à l'exposition de la *British Physical Society* en 1960. Il mettait à profit la relative constance du courant inverse d'une diode au germanium dans une gamme importante de tensions. Pour obtenir un courant inverse important il fallait utiliser une jonction de grande surface, donc à forte capacité, ce qui, ajouté à la grande sensibilité vis-à-vis de la température, en limitait singulièrement l'intérêt.

Puis vint le transistor à effet de champ. On sait que la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ d'un tel transistor, pour une tension de grille V_{GS} donnée, est pratiquement plane pour une très importante gamme de tension V_{DS} comprise entre la tension dite de pincement V_p (pour laquelle la pente de la courbe cesse d'être purement ohmique) et la tension de claquage de la jonction drain source (BV_{DS}) (fig. VIII-3).

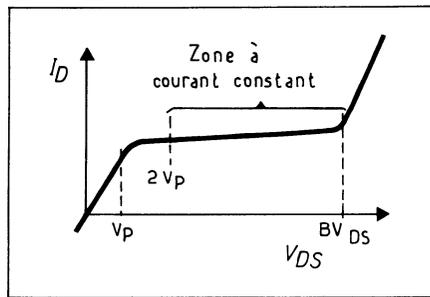


Fig. VIII-3. — La courbe $I_D = f(V_{DS})$ d'un transistor à effet de champ présente une importante zone plane.

Si l'on considère que la portion du semiconducteur drain - source comprise entre la source et la jonction de grille constitue la résistance inférieure d'un diviseur de tension, il est possible de polariser simplement la grille du T.E.C. en la reliant simplement à la source : on aura ainsi constitué un dispositif à deux bornes présentant une caractéristique $I = f(V)$ plane pour une gamme importante de tensions (fig. VIII-4 a et b). C'est en agissant sur la géométrie du dispositif : disposition et surface de la jonction de grille, qu'il est possible d'agir sur le courant qu'il sera capable de stabiliser. Ce dispositif ne présentant que deux bornes c'est tout naturellement qu'on l'a nommé « Diode à courant constant ». Divers constructeurs (*Motorola, Siliconix, tec.*) proposent des séries de diodes à

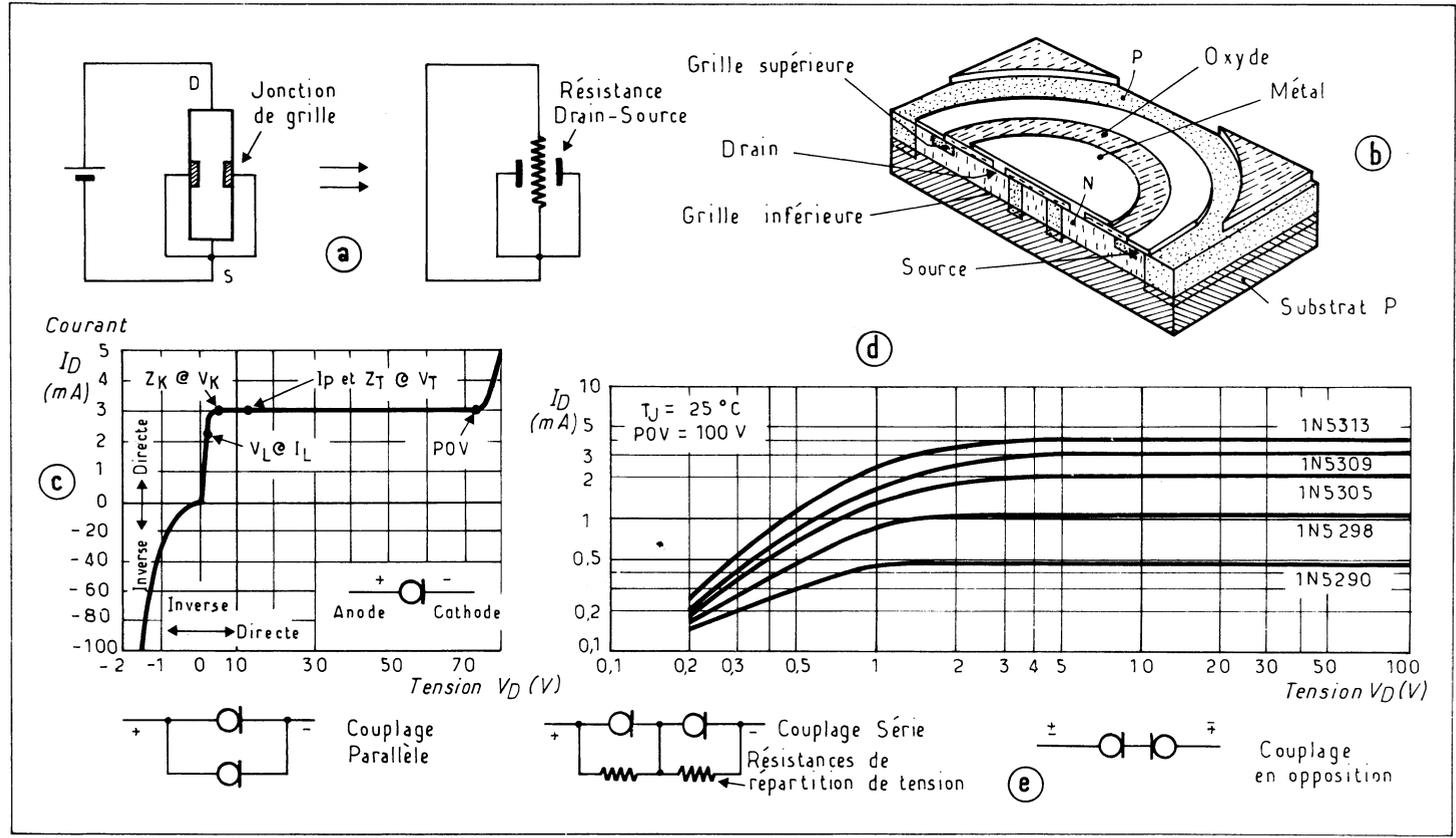


Fig. VIII-4. — Une diode à courant constant n'est rien d'autre qu'un transistor à effet de champ dont la grille est réunie à la source (a). En (b) on trouve la coupe schématique d'une telle diode et en (c) sa caractéristique $I_D = f(V_D)$. Cette caractéristique a été « étalée » en coordonnées semi-logarithmiques en (d). Les couplages série, parallèle et en opposition des diodes à courant constant sont possibles (e).

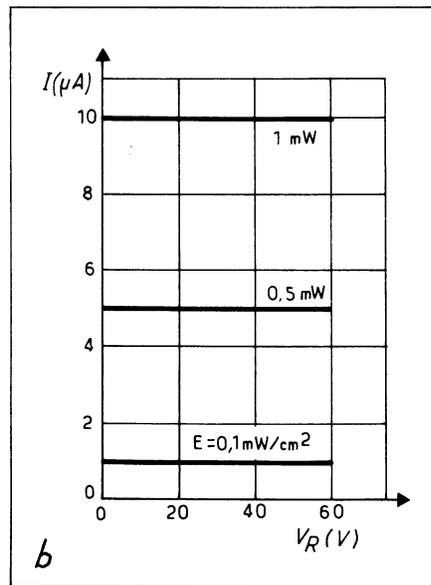
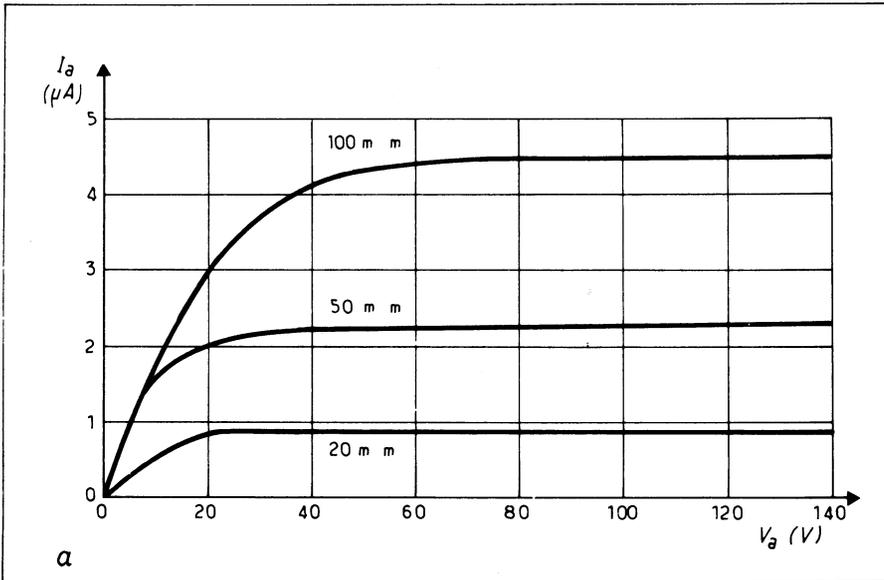


Fig. VIII-5. — Une cellule photoélectrique à vide (a: 92 AV) ou à jonction (b: BPY 77) présente une caractéristique $I = f(V)$ plane sur une partie importante de la courbe.

courant constant capables de réguler des courant compris entre une centaine de microampères et quelques milliampères (220 μA à 4,7 mA en 32 valeurs discrètes chez *Motorola*) Le seuil de la tension à appliquer aux bornes de la diode pour obtenir la stabilisation de courant étant de l'ordre de 3 à 5 Volts selon les modèles et la tension maximale spécifiée étant de 100 Volts (fig. VIII-4 c et d).

Les diodes à courant constant peuvent être montées en parallèle lorsque l'on désire soit augmenter la valeur du courant stabilisé, soit en ajuster la valeur lorsque le courant désiré se situe entre deux valeurs standard disponibles.

Pour augmenter la tenue en tension on peut également les monter en série mais cette disposition n'est en fait qu'un pis aller puisqu'il faudra shunter chaque diode par une

résistance de valeur élevée pour répartir les tensions aux bornes des diodes, altérant ainsi quelque peu leur effet stabilisateur (fig. VIII-4-e). La caractéristique inverse d'une diode à courant constant étant très comparable à la caractéristique directe d'une diode ordinaire à jonction il est possible de monter ces diodes en opposition si l'on veut par exemple limiter « dans les deux sens » la valeur d'un courant alternatif (fig. VIII-4-e).
« dans les deux sens » la valeur d'un courant alternatif (fig. VIII-4-e).

Il est des composants dont la caractéristique $I = f(V)$ est plane sur une bonne partie de la courbe, c'est en particulier le cas pour les cellules photoélectriques à vide ou pour certains détecteurs photosensibles à jonction (phototransistors à jonction ou à effet de champ et photodiodes) sous éclairage constant ainsi que le montrent les courbes de la figure VIII-5.

Bien sûr pour maintenir ces composants sous éclairage constant il est nécessaire d'alimenter la source lumineuse d'excitation en tension ou en courant constant et il semble que l'on ne fasse ainsi que déplacer le problème. Mais il peut pour certaines applications, être intéressant de séparer galvaniquement les circuits de réglage de courant de la source de courant proprement dite.

C'est ainsi qu'il est possible d'utiliser des photocoupleurs : diode électroluminescente — photodiode (ou phototransistor) pour constituer des sources de courant ajustable avec un très bon isolement entre les circuits de commande et le circuit d'utilisation (fig. VIII-6). Nous avons réalisé le montage VIII-7 avec un photocoupleur constitué par une diode émettant dans le visible (rouge) couplé avec un photodarlington RM 3002 (Raytheon). Les résultats obtenus pour trois valeurs du courant d'excitation sont reproduits dans le tableau ci-dessous :

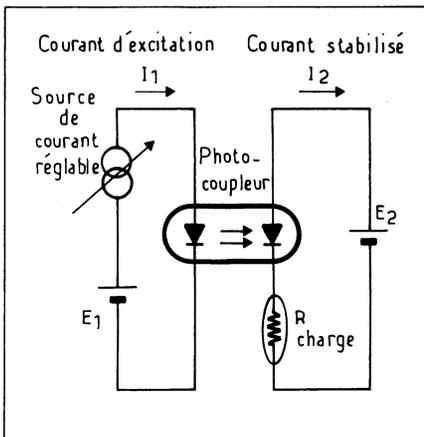


Fig. VIII-6. — Il est possible de réaliser une source à courant constant réglable au moyen d'un photocoupleur à diode électroluminescente - photodiode (ou phototransistor).

Courant d'excitation (I_1)	Tensions d'alimentation de la source de courant (E)				Résistance dynamique (R_d) (1)
	1 V	3 V	10 V	30 V	
0,7 mA	0,89 μ A	0,95 μ A	1,03 μ A	1,19 μ A	125 M Ω
1,8 mA	8,98 μ A	9,35 μ A	10,10 μ A	11,46 μ A	14,7 M Ω
5,6 mA	40,3 μ A	85,8 μ A	92,8 μ A	105,3 μ A	1,6 M Ω

(1) Résistance dynamique mesurée dans le plateau compris entre $V_{CC} = 10$ Volts et $V_{CC} = 30$ Volts.

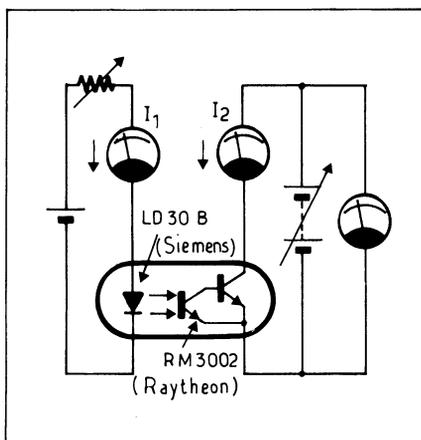


Fig. VIII-7. — Schéma de la source de courant réglable à phototransistor réalisé par les auteurs.

On constate que les résultats obtenus avec un montage aussi simple sont très intéressants, particulièrement pour les très faibles courants.

Naturellement on est vite limité vers les faibles courants du fait de l'influence de la température sur le courant d'obscurité des récepteurs photosensibles à jonction mais le même principe est applicable aux cellules photoélectriques à vide dont certains présentent des courants d'obscurité inférieurs au picoampère. Il doit donc être possible — nous ne disposons malheureusement pas du matériel nécessaire pour le vérifier — de créer sur le même principe des sources de courants dans la gamme « sub-manoampère » et présentant des résistances dynamiques de plusieurs millions de mégohms.

MONTAGES RÉGULATEURS DE COURANT

Il est bien connu que certains composants électroniques actifs (tubes penthode à vide, transistors à jonction et à effet de champ (à jonction ou M.O.S.) présentent une caractéristique $I = f(V)$ pratiquement plane pour une vaste gamme de tensions. Il est donc possible de les utiliser comme stabilisateur de courant selon l'un des montages de la figure VIII-8 a à c. Toutefois il est beaucoup plus simple d'utiliser ces éléments dans des montages à autopolarisation et de ce fait la résistance d'autopolarisation introduite avec la cathode du tube à vide l'émetteur du transistor ou la source du T.E.C. va de plus introduire un certain taux de contre-réaction qui va encoeur améliorer la réponse du montage. Nous passons ainsi du montage stabilisateur au régulateur (fig. VIII-8 d à f).

Comment cela se passe-t-il dans la pratique ? En ce qui concerne la source de courant à penthode à vide, nous ne nous attarderons pas à son sujet, son emploi étant depuis longtemps largement dépassé, bien que, à notre avis, travaillant par définition à haute température elle est beaucoup moins sensible aux effets de l'ambiance que les dispositifs semiconducteurs.

Nous nous intéresserons plus longuement aux montages à transistors. Le schéma pratique le plus simple est celui de la figure VIII-9. La base est maintenue à un potentiel fixe au moyen de la chaîne R_1, D_1, D_2 et D_Z . La première diode a pour but de créer une chute de tension approximativement égale à celle aux bornes de la jonction émetteur-base du transistor et d'en compenser les variations en fonction de la température. La seconde n'est nécessaire, pour compenser les effets de la température sur la diode de Zener, que si cette dernière n'est pas compensée par construction. De cette manière on peut dire que la tension de l'émetteur par rapport à la masse est pratiquement égale à V_Z ($V_Z = V_{Zener} + V_{D2}$). Ainsi, le courant d'émetteur est égal à V_Z / R_E et le courant réglé, celui de l'émetteur à $(V_Z / R_E) - I_B$. Si le transistor mis en œuvre est un modèle à grand gain en courant $h_{21E} > 100$ on peut affirmer sans erreur grave que $I_C \approx V_Z / R_E$.

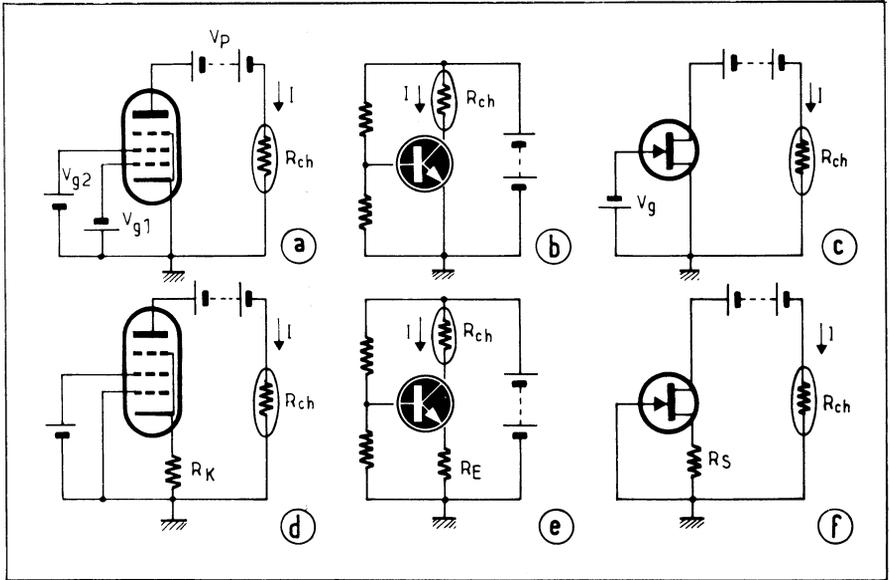


Fig. VIII-8. — Une pentode à vide, un transistor bipolaire ou un T.E.C. avec polarisation fixe constituent des sources de courant (a, b et c) mais il est préférable d'avoir recours à la polarisation automatique qui, à cause de la contre-réaction introduite par la résistance de polarisation améliore les caractéristiques du montage.

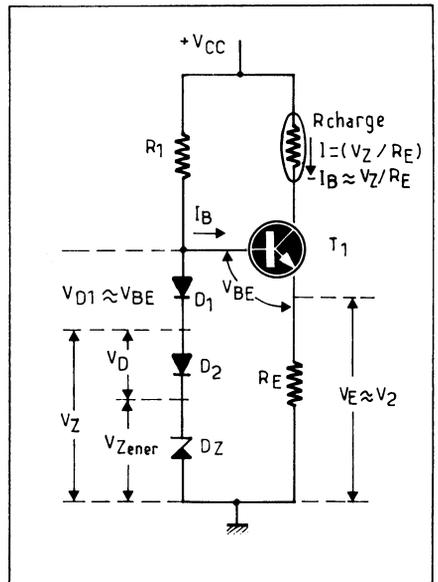


Fig. VIII-9. — Schéma pratique du régulateur de courant à transistor bipolaire.

Il est théoriquement possible de calculer la résistance dynamique du montage à partir des paramètres hybrides des transistors au moyen des relations ci-dessous :

$$R_D = (h_{11} + R_E) / (\Delta h + h_{22} \cdot R_E)$$

avec

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

Ce calcul ne nous paraît guère intéressant car les paramètres hybrides ne sont généralement connus que pour un nombre restreint de valeurs du courant collecteur et sont susceptibles de variation pouvant atteindre $\pm 50\%$ d'un échantillon à l'autre. Il permet toutefois d'envisager un ordre de grandeur de R_d .

Revenons à notre montage, il est l'objet de quelques variantes :

— la première consiste, pour permettre à la charge d'avoir une de ses extrémités à la masse, d'inverser le montage en utilisant un transistor p-n-p sans rien modifier d'autre (fig. VIII-10-a).

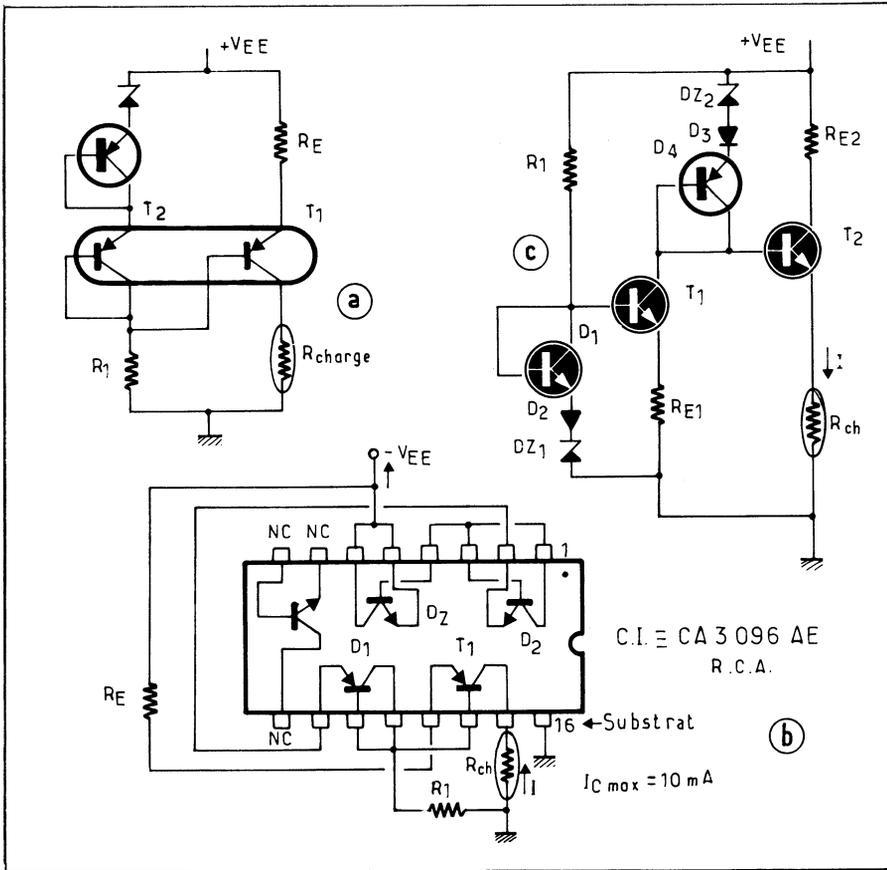


Fig. VIII-10. — En remplaçant le transistor n-p-n du montage précédent par un p-n-p on obtient une source capable d'alimenter une charge ayant un pôle à la masse (a). Pour des raisons de stabilité en fonction de la température, il est souhaitable d'utiliser, pour réaliser une source de courant, des transistors intégrés sur un même substrat. En (c) la source de courant principale (transistor T_2), est alimentée en courant de base constant, par une source de prérégulation (T_1).

— Il est souhaitable lorsqu'une haute stabilité du courant en fonction de la température est demandée de remplacer la diode D_1 par la jonction base-émetteur d'un transistor semblable à T_1 et même, de préférence d'utiliser pour T_1 et T_2 les deux moitiés d'un transistors double. Mieux, puisqu'il existe des réseaux de transistors intégrés sur un même substrat de les utiliser conjointement, l'un pour T_1 deux autres pour D_1 et D_2 (en utilisant les jonctions base-émetteur avec base et collecteur réunis) et la jonction base-émetteur du quatrième polarisée en inverse pour tenir lieu de diode de Zener (fig. VIII-10 b).

— De même qu'il est possible de monter en cascade des diodes de Zener pour une meilleure stabilisation de tension, on peut également monter en cascade des générateurs de courant : le premier régulant le courant de base du second (fig. VIII-10-c), on améliore ainsi l'immunité du circuit aux variations de la tension d'alimentation puisque le transistor principal T_2 voit son circuit de base alimenté sous une tension pratiquement constante en dépit des variations de V_{EE} .

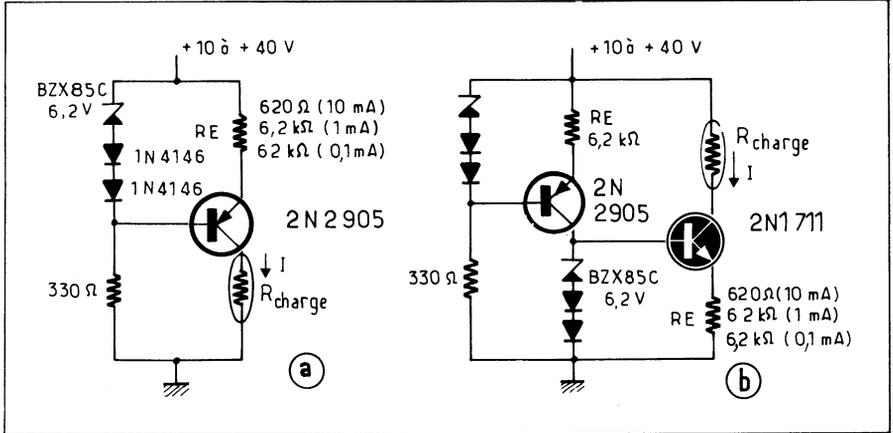


Fig. VIII-11. — Schémas des montages sur lesquels les auteurs ont effectué les mesures comparatives décrites dans le texte.

Nous avons expérimenté les deux circuits de la figure VIII-11. Les résultats obtenus sont consignés dans le tableau ci-après :

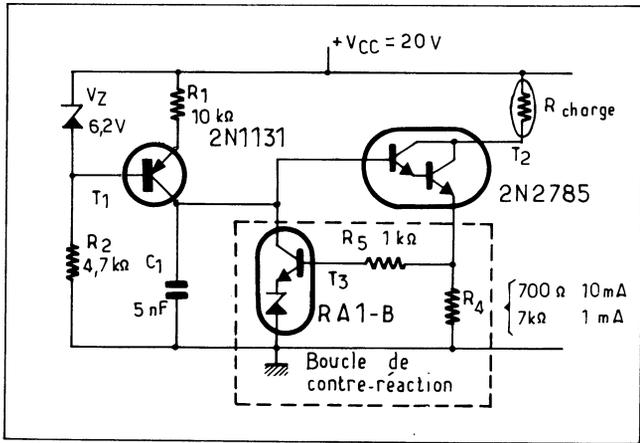
Résistance dynamique pour un courant de —	0,1 mA	1 mA	10 mA
Montage simple (a)	10 M Ω	2 M Ω	300 k Ω
Montage cascade (b)	1 000 M Ω	10 M Ω	400 k Ω

On remarque que c'est particulièrement pour les faibles courants que l'amélioration est la plus sensible.

Une version améliorée du montage cascade est reproduite à la figure VIII-12 le transistor T_1 fonctionne en pré-régulateur du courant qui alimente la référence constituée par l'association $D_{Z2} - T_3$. Ce dernier transistor reçoit son courant de base à travers une résistance raccordée à l'émetteur du Darlington T_2 (source de courant principale) de telle manière que toute variation du courant délivré par ce dernier transistor — et qui se traduit par une variation de la chute de tension aux bornes de RD_4 — soit répercutée en contre-réaction sur le courant base de T_3 ajoutant une contre-réaction supplémentaire au montage. Les résultats obtenus mentionnés dans le tableau ci-après sont à comparer avec ceux du tableau précédent.

Courant dans la charge	Résistance dynamique	Coefficient de température
1 mA	1 300 M Ω	- 8.10 ⁻⁶ / °C
10 mA	100 M Ω	+ 1,3.10 ⁻⁵ / °C

Fig. VIII-12. — L'adjonction d'une boucle de contre-réaction (transistor T_3) au montage cascade en améliore sensiblement les performances.



Il faut noter que c'est grâce à l'emploi pour R_4 d'une résistance bobinée dont le coefficient de température n'excédait pas 20 ppm / °C qu'il a été possible d'obtenir un aussi faible coefficient de température global.

Différentes études ont été faites pour obtenir des sources de courant à deux bornes par association de transistors. L'une d'elle avait conduit au montage de la figure VIII-13 dans laquelle le transistor T_2 constitue une source de courant constant pour T_1 qui à son tour fournit au premier (T_2) un courant de base fixe. Par un choix judicieux de la résistance R_1 on parvient à obtenir une source de courant dont les caractéristiques sont intéressantes. Cependant, depuis la publication de ce schéma en 1962 (1) nous n'en avons jamais remarqué d'application dans la presse technique.

Toutefois, le montage de la figure VIII-14 est basé sur un principe analogue : le transistor T_1 adapte son courant de collecteur de telle manière que le courant d'émetteur de T_2 maintienne aux bornes de la résistance de mesure R_M une tension égale au V_{BE} de T_1 . On a donc :

$$I_{\text{Charge}} \approx V_{BE} / R_M \approx 0,7 / R_M$$

Dans le schéma décrit la charge est constituée par une diode électroluminescente et le courant qui la traverse — et par conséquent l'intensité lumineuse qu'elle émet — restent pratiquement constant dans une vaste gamme de tensions d'alimentations : 4 à 20 Volts. La résistance dynamique de cette source de courant n'est guère que de 8 kΩ ce qui est bien suffisant pour ce type d'utilisation.

Les propriétés des transistors à effet de champ peuvent également être mises à profit pour la réalisation de sources de courant. Le montage le plus simple est celui de la figure VIII-15 dans laquelle la grille du T.E.C. est polarisée au moyen de la chute de tension provoquée par le passage du courant de source dans la résistance R_S : c'est exactement la même chose que la polarisation automatique d'un tube à vide avec le taux de contre-réaction que cela implique, puisque toute tendance à variation du courant de source conduira à une variation de même sens de la tension de polarisation V_{DS} qui aura pour effet de réduire ladite variation de I_S .

Si l'on connaît le courant I_{DSS} (courant de drain lorsque la source et la grille sont au même potentiel) ainsi que sa tension de pincement (pinch-off) V_P (tension drain source pour laquelle s'amorce la zone plane de la caractéristique) il est aisé de calculer la valeur de la tension grille source V_{GS} pour laquelle on obtiendra le courant de sortie désiré $I_{\text{Charge}} = I_S$:

$$V_{GS} = V_P \left(1 - \sqrt{I_S / I_{DSS}} \right)$$

(1) Two Transistors equal one constant current diode - C. Watson - *Electronics* - 6 Juillet 1962.

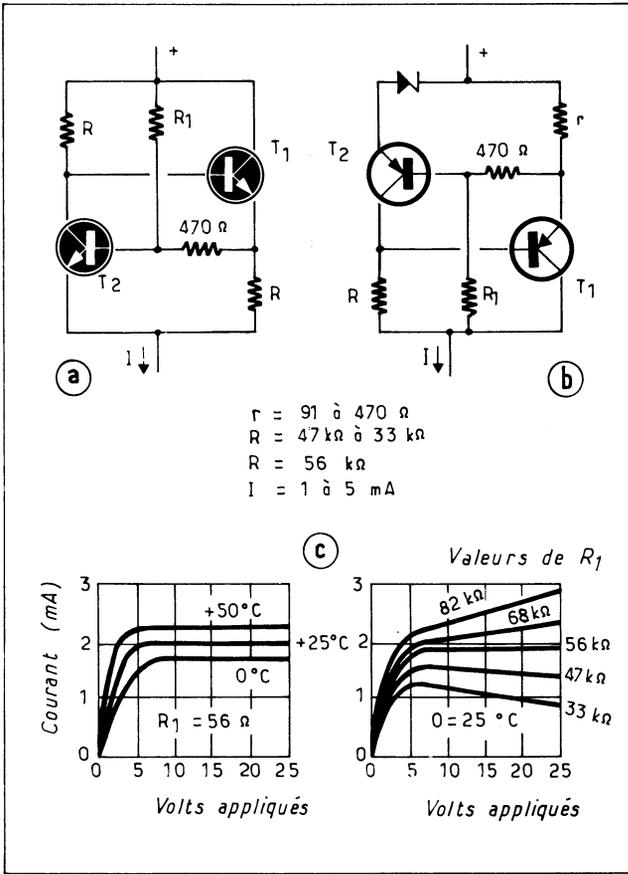
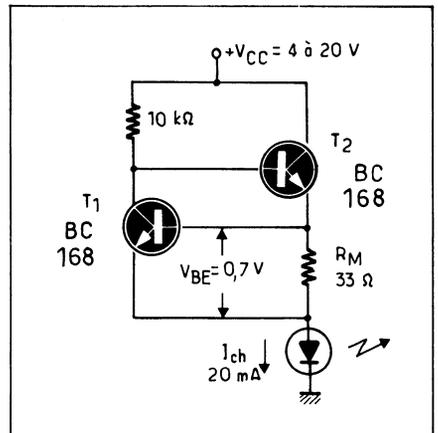


Fig. VIII-13. — L'association de deux sources de courant à transistors se contrôlent réciproquement peut constituer, pour une valeur définie de R_1 , une source de courant bipolaire.

Fig. VIII-14. — Ce montage simple, à deux transistors, constitue un régulateur de courant à deux bornes, capable d'alimenter à courant pratiquement constant une diode électroluminescente, malgré de fortes variations de la tension d'alimentation.



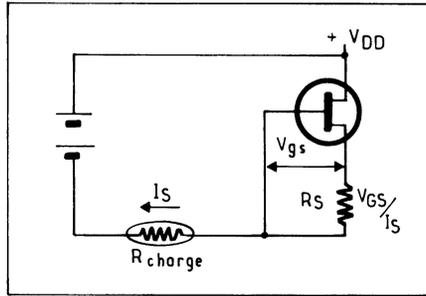


Fig. VIII-15. — Schéma de principe d'une source de courant à T.E.C.

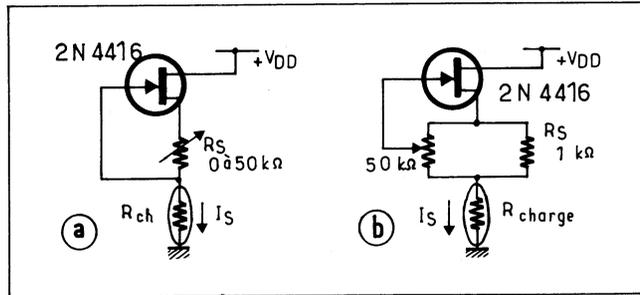
et de là de déduire la résistance de source R_S correspondante :

$$R_S = V_{GS} / I_S$$

Il est deux manières pour faire varier V_{GS} et par conséquent le courant de source :

- Rendre R_S variable (fig. VIII-16 a).
- Prélever la tension de grille sur un potentiomètre placé en parallèle sur R_S (fig. VIII-16-b).

Fig. VIII-16. — Il est deux manières de faire varier V_{GS} : agir simplement sur la valeur de R_S (a) ou prélever une fraction aux bornes d'une résistance R_S fixe au moyen d'un potentiomètre. La première méthode nous paraît la meilleure.



Cette seconde solution s'avère moins intéressante particulièrement pour les faibles courants comme le montre les résultats des essais effectués sur les deux montages :

	Résistance dynamique R_D pour $I_S =$	
	1 mA	0,1 mA
Montage (a)	600 kΩ	6,8 MΩ
Montage (b)	115 kΩ	6,4 MΩ

Ceci s'explique aisément par le fait que dans le second montage une fraction seulement de la contre-réaction est appliquée à la grille du T.E.C.

Tout comme celles à transistors bipolaires, les sources de courant à T.E.C. peuvent être montées en cascade, nous en avons déjà donné un exemple au chapitre consacré aux références de tension (fig. IV-33, Chap. IV).

D'une manière générale les sources de courant mettant en œuvre des T.E.C. sont plus sensibles à l'action de la température que celles à transistors bipolaires. Comme cette action dépend de deux paramètres agissant en sens inverse :

- la mobilité des porteurs, qui *croît* avec la température et
- le potentiel de contact de la jonction qui *décroit* lorsque la température augmente,

il en résulte que selon le point de polarisation, le montage peut présenter un coefficient de température positif ou négatif. Donc obligatoirement, il existe une valeur de polarisation, et par conséquent une valeur de I_D pour laquelle le coefficient de température est nul. Malheureusement, le calcul de ce point est assez complexe et met en jeu des paramètres sujets à des différences importantes d'un échantillon à l'autre. Ce n'est donc qu'expérimentalement qu'il pourra être déterminé.

C'est pour les différentes raisons que nous venons d'exposer que malgré sa séduisante simplicité, le montage à T.E.C. est utilisé plus rarement que celui à transistors bipolaires.

EMPLOI DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL: LE CONVERTISSEUR TENSION - COURANT

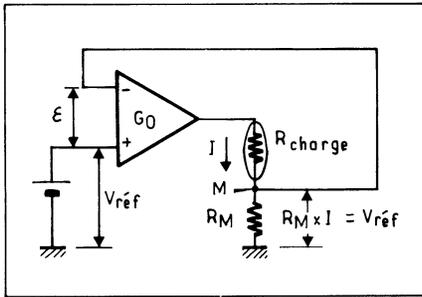


Fig. VIII-17. — Vu du point M le montage convertisseur tension-courant se présente comme un étage non-inverseur de gain + 1: la tension aux bornes de la résistance de mesure R_M est égale - à ϵ près - V_{Ref}

Considérons le schéma de la figure VIII-17. Vu du point M le montage se présente comme un étage suiveur de tension non-inverseur de gain + 1: la tension au point M est, à ϵ près, égale à la tension de référence V_{Ref} ($\epsilon = V_{Ref} / G_0$, G_0 : gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel). Donc à l'intérieur de certaines limites, c'est-à-dire tant que la chute de tension aux bornes de R_{Charge} ne sera pas supérieure à $V_{Smax} - V_{Ref}$ (V_{Smax} tension de sortie maximale de l'ampli op), le courant qui traversera cette résistance sera tout simplement égal à $(V_{Ref} - \epsilon) / R_M$. Mais si le gain en boucle ouverte de l'amplificateur est suffisamment grand — et c'est généralement le cas — il est possible de négliger ϵ et d'écrire:

$$I_{Charge} = V_{Ref} / R_M$$

La résistance dynamique de sortie est facile à définir, le montage fonctionne comme un adaptateur d'impédance qui multiplie par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel la valeur de la résistance R_M :

$$R_d = R_M \times (1 + G_0)$$

G_0 étant généralement très grand on peut donc écrire sans erreur significative

$$R_d = R_M \times G_0$$

Faisons un petit calcul: supposons que l'amplificateur soit un μA 741 dont le gain minimal en boucle ouverte est de 50000 nous voulons constituer une source à courant constant de 1 mA à partir d'une source de référence de 0,8 Volt fournie par une diode de référence de tension BZX 83 C 0V8.

Nous commençons par calculer la valeur de R_M :

$$R_M = V_{Ref} / I_{Charge} = 0,8 / 10^{-3} = 800 \Omega$$

Puis la résistance dynamique :

$$R_d = R_M \times G_0 = 800 \times 5 \cdot 10^4 = 40 \cdot 10^7 = 40 \text{ M}\Omega$$

dans le plus mauvais des cas — à comparer avec les résultats obtenus avec les montages précédents.

Il nous est également possible de calculer la valeur maximale admissible pour la résistance de charge :

Alimenté sous $\pm 15 \text{ V}$ et pour un courant de sortie de 1 mA la tension maximale de sortie du $\mu\text{A} 741$ est, dans le plus mauvais des cas, de 12 Volts . Ce qui nous donne

$$\begin{aligned} R_{\text{Charge Max}} &= (V_{S \text{ Max}} - V_{\text{Ref}}) / I_{\text{Charge}} \\ &= (12 \text{ V} - 0,8 \text{ V}) / 10^{-3} \text{ A} \\ &= 11,2 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Remarquons au passage, que ce montage permet d'ajuster en fonction des besoins la résistance dynamique et la valeur maximale de R_{Charge} .

Supposons par exemple que nous sachions que la résistance de charge ne dépassera jamais $1 \text{ k}\Omega$. La tension maximale de sortie nous autorise à admettre une chute de tension maximale dans R_M de 11 Volts . Si nous choisissons $V_{\text{Ref}} = 10 \text{ Volts}$ nous aurons $R_M = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_d = 10 \text{ k}\Omega \times 50000 = 5 \cdot 10^8 \Omega = 500 \text{ M}\Omega$ dans le plus mauvais des cas !

Si au lieu d'une source de tension de référence on dispose d'une source de courant il est également possible d'utiliser un montage amplificateur de courant (fig. VIII-18) dont le gain en courant est donné par la relation :

$$G = - \frac{R_M + R_{CR}}{R_M}$$

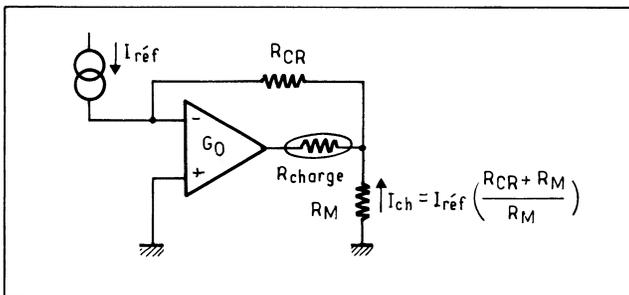


Fig. VIII-18. — Si l'on dispose déjà d'une source de courant de référence, il est possible d'utiliser un montage amplificateur de courant.

Le signe moins (–) indique que le courant de sortie est de sens inverse à celui du courant de référence.

La valeur de la résistance dynamique de sortie est donnée par la même relation que dans le cas précédent :

$$R_d = R_M (1 + G_0) \approx R_M \times G_0$$

Ce montage ne nous paraissant pas d'un grand intérêt puisqu'il est souvent plus facile de disposer d'une source de tension de référence que d'une source de courant, nous ne nous attarderons pas plus à son sujet.

Tout comme dans le cas des montages régulateurs de tension il est possible d'augmenter la puissance d'un montage régulateur de courant par convertisseur tension-courant au moyen d'un transistor ballast de puissance ou même d'un étage pseudo-push-pull à transistors complémentaires (on a ainsi constitué un amplificateur opérationnel de puissance capable de fonctionner en convertisseur tension courant avec des courants de sortie importants) (fig. VIII-19).

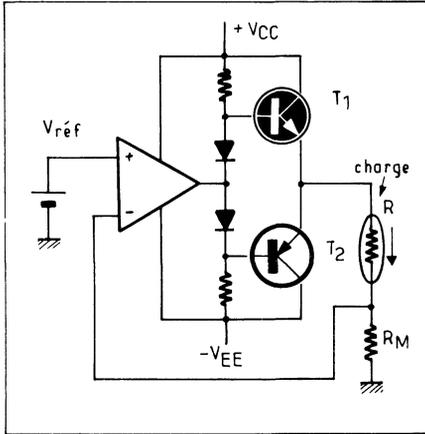


Fig. VIII-19. — Rien n'empêche d'augmenter les possibilités d'un amplificateur opérationnel monté en convertisseur tension-courant, au moyen d'un étage pseudo-push pull à transistors complémentaires.

C'est ainsi que nous avons réalisé le montage de la figure VIII-20 avec l'amplificateur opérationnel de puissance TDA 2020 dont le gain en boucle ouverte est de 10^5 . Pour un courant de sortie de 100 mA et une résistance de mesure $R_M = 10 \Omega$ nous obtenons les résultats suivants :

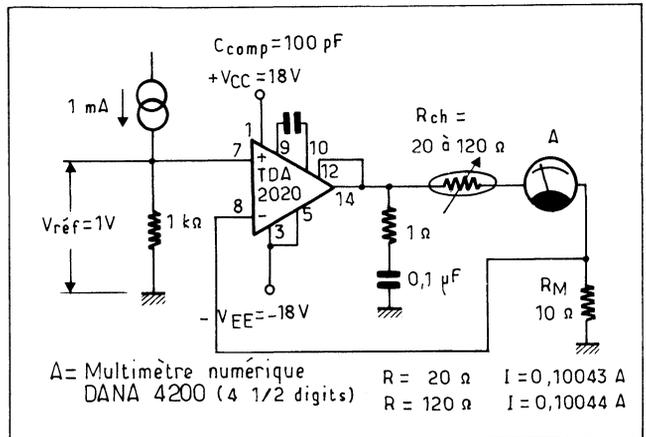


Fig. VIII-20. — Un amplificateur haute fidélité intégré TDA 2020 monté en convertisseur tension courant nous a donné des résultats remarquables (voir texte).

Une variation de la résistance de charge de 20 à 120 Ω entraîne une variation du courant de sortie de 10 μA ce qui correspond à une résistance dynamique de sortie de 1 M Ω conforme à la valeur calculée :

$$R_d = 10^5 \times 10 \Omega = 10^6 \Omega$$

Mais revenons au montage de la figure VIII-19, on peut considérer que, pour un courant de sortie positif, le transistor T_1 se comporte comme un régulateur série tandis

que T_2 constitue un *régulateur parallèle* (1). On a coutume lorsqu'un seul transistor (ou groupe de transistor) est utilisé de le monter en régulateur série, mais cela ne constitue pas une règle absolue et même dans certains cas, la régulation parallèle — ou shunt — présente des avantages incontestables à cause de ses caractéristiques particulières : spécialement la possibilité de commander le courant de base d'un transistor haute tension à partir d'un amplificateur alimenté sous basse tension (fig. VIII-21).

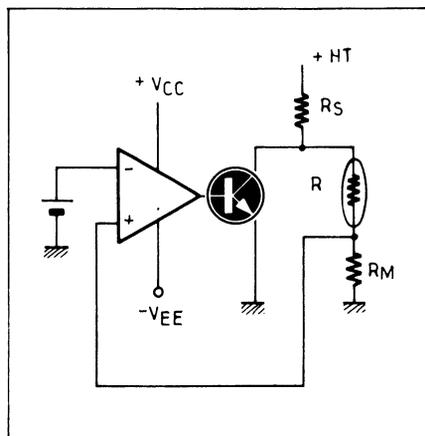


Fig. VIII-21. — En remplaçant le transistor supérieur du montage de la figure VIII-19 par une résistance on réalise le régulateur de courant shunt qui présente de grands mérites.

Sur ce schéma on remarque que les bornes de l'amplificateur opérationnel ont été inversées par rapport au montage mettant en œuvre un régulateur série, monté en émetteur commun puisque le transistor de régulation T_1 introduit une inversion de tension à la sortie de l'ampli op. Puisque ce transistor a son émetteur à la masse, il suffit d'une faible tension pour le commander ce qui n'empêche pas que son collecteur peut sans dommage pour le reste du montage être à un potentiel aussi élevé que sa tension $V_{CE\text{ Max}}$ l'autorise.

A titre d'exemple d'application nous reproduisons à la figure VIII-22 un dispositif réalisé à la demande d'un industriel pour effectuer la mesure non destructive de la tension de premier claquage de semiconducteurs avec des courants inverses spécifiés entre $1\ \mu\text{A}$ et $3\ \text{mA}$ et pour des tensions pouvant atteindre 250 Volts (1).

Le fonctionnement de l'appareil est le suivant : Dès que le poussoir P — dont les contacts sont normalement fermés — est libéré la tension à ses bornes — et par conséquent aux bornes du semiconducteur en essai — va s'élever avec une constante de temps $R_1 \cdot C_5 = 10^{-2}$ seconde jusqu'à la valeur pour laquelle se produit le premier claquage du semiconducteur. A partir de cet instant, une tension prenant naissance aux bornes de la résistance de mesure R_M le circuit comprenant l'amplificateur opérationnel (741) et le transistor BU 208 va se comporter comme un convertisseur tension/courant avec pour référence la tension ajustée une fois pour toutes, au moyen du potentiomètre P_1 , à 100 mV. Pour des raisons de stabilité il a été nécessaire de limiter à 1000 le gain de l'amplificateur opérationnel car la valeur de la résistance de mesure passant selon les calibres de $100\ \text{k}\Omega$ à $33\ \Omega$ il est évident que le courant de décalage d'entrée de cet amplificateur est capable d'y créer une chute de tension non négligeable. Bien que nous n'ayons pas eu l'occasion de faire des essais dans ce sens, il vient intuitivement que l'élément du

(1) Bien que nous ne l'ayons pas précisé en son temps, il est évident que ceci s'applique également aux régulateurs de tension.

(1) Le montage avait primitivement été équipé d'un 2N 3585 ($V_{CE0} = 300$ Volts). Transistor qui a été par la suite remplacé par un BU 208 ($V_{CE0} = 1500$ Volts). En ouvrant le strap S_1 il est possible, en utilisant une résistance de limitation R_1 de valeur voulue en série avec R_1 , ainsi qu'une source extérieure, de l'utiliser jusqu'aux environs de 1500 Volts.

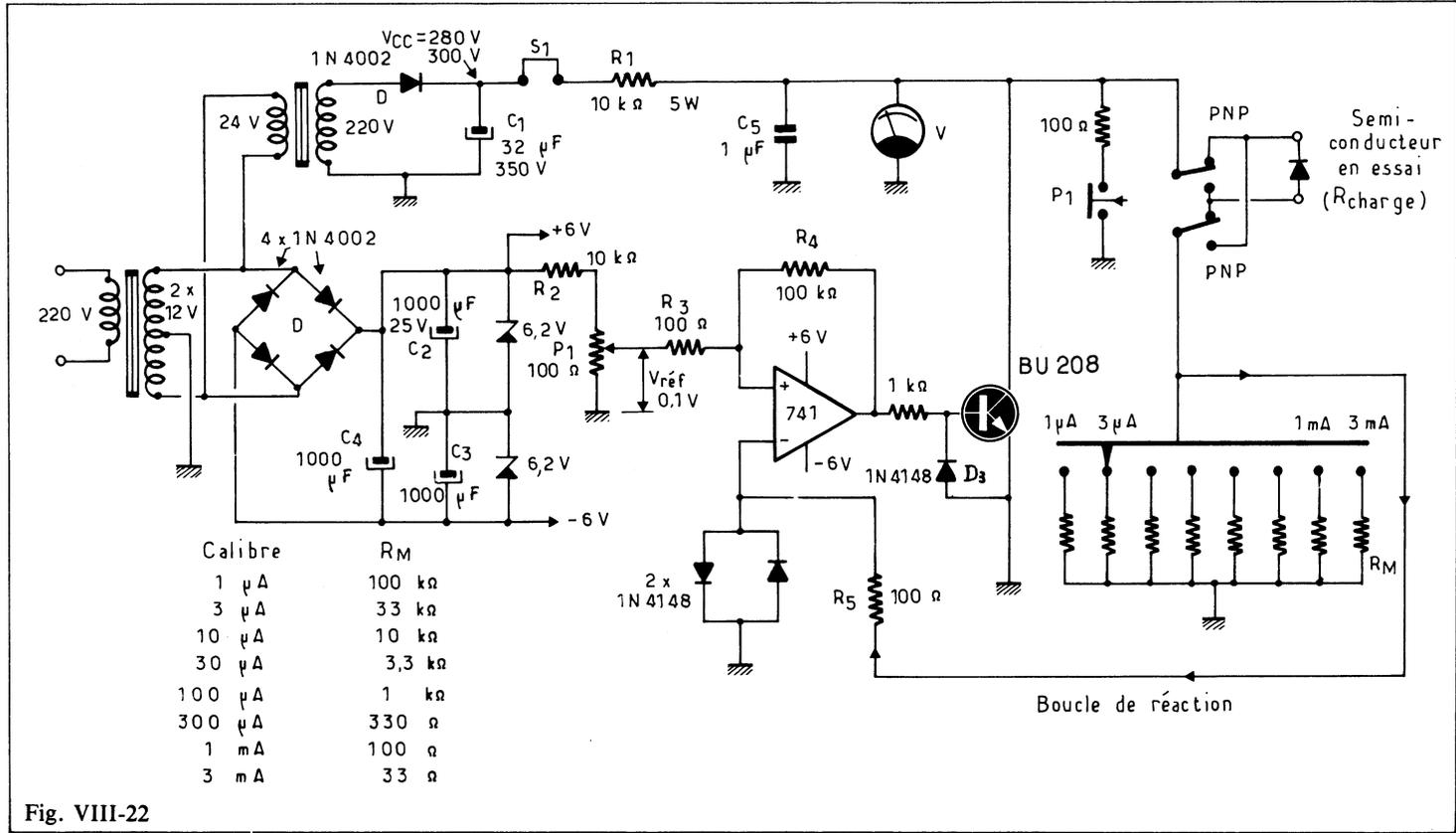


Fig. VIII-22

Semi-conducteur en essai (Rcharge)

Boucle de réaction

réglage se trouvant *en parallèle* sur la charge et non en série son courant de fuite est sans effet sur le courant réglé, ce montage doit être capable de réguler des courants extrêmement faibles. La résistance de mesure R_M prenant alors des valeurs très élevées, il faudrait insérer en série avec l'entrée « Référence » (entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel) une résistance du même ordre de grandeur pour réduire autant que possible les effets du courant de décalage d'entrée. L'amplificateur opérationnel devrait être alors un modèle à très faible courant de polarisation (amplificateur à transistors à effet de champ ou à super béta dans le circuit d'entrée).

Les deux diodes montées « tête-bêche » sur l'entrée de l'amplificateur ont pour but de protéger ce dernier contre les transitoires au moment du changement de calibre. Tout à fait inutile avec le transistor mis en œuvre — puisque ce dernier est capable de supporter un courant inverse de base plus important que l'amplificateur opérationnel est capable d'en débiter — la diode D_3 montée en inverse sur la base du BU 208 deviendrait nécessaire avec un transistor moins robuste.

Du point de vue du rendement comme de la sécurité d'emploi, ce montage présente des caractéristiques analogues à celles des alimentations régulées en tension du même type. Il offre l'avantage d'être programmable soit en agissant comme nous l'avons fait ici sur la valeur de la résistance de mesure R_M soit « en tension » en agissant sur la valeur de la tension de référence appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

Avec les valeurs du schéma, les résultats obtenus sont les suivants :

	Charge 0 (Court-circuit)	Charge 10 k Ω	Charge 150 k Ω	Résistance dynamique R_d
Calibre 1 mA	1 mA	0,998 mA	----	2 M Ω
Calibre 1 μ A	1 μ A	----	0,995 μ A	3.10 ⁹ Ω = 3000 M Ω

Il est intéressant de remarquer que dans ce montage, contrairement à ce qui se passe avec un transistor régulateur série, *le transistor régulateur parallèle apporte un gain de tension supplémentaire*. Ainsi, si nous ne tenions compte dans ce montage que du gain de l'amplificateur opérationnel, nous devrions trouver pour le calibre 1 mA une résistance dynamique de $R_M (1 + G_0) = 100 \Omega \times 1000 = 100 \text{ k}\Omega$ or nous trouvons $R_d = 2 \text{ M}\Omega$, car l'étage de sortie apporte un gain en tension de l'ordre de 20, ce qui est conforme à ce que nous lisons sur les courbes caractéristiques du transistor mis en œuvre.

Il est facile de déterminer la puissance maximale dissipée par le transistor de régulation :

— En l'absence de charge le transistor est bloqué il n'est donc parcouru que par son faible courant de fuite $I_{CBO} = 1 \text{ mA}$ environ. La puissance dissipée est donc :

$$P = [V_{CC} - (R_1 \cdot I_{CBO})] \times I_{CBO} \\ = [280 \text{ V} - (10^4 \Omega \cdot 10^{-3} \text{ A})] \times 10^{-3} \text{ A} = 0,27 \text{ W}$$

— Pour un courant de 1 μ A dans une charge nulle le transistor est saturé et le courant n'est limité que par $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$

$$\text{On à alors} \quad I_C = 280 \text{ V} / 10 \text{ k}\Omega = 28 \text{ mA} \\ \text{et} \quad P = V_{CESat} \times I_C = 0,1 \text{ V} \times 0,028 \text{ A} = 2,8 \text{ mW}$$

◀ Fig. VIII-22. — Ce testeur de semiconducteurs (mesure de la tension de « claquage » pour un courant prédéterminé) n'est rien d'autre qu'une alimentation à I constant particulière. Le semiconducteur étant branché entre les bornes de sortie « I constant », le fait de libérer le poussoir « p » va charger le condensateur C 5 jusqu'à la valeur de tension pour laquelle la tension aux bornes de l'élément essayé le rendra conducteur d'un courant suffisant pour que la tension aux bornes du shunt « b » devienne légèrement supérieure à celle du curseur du potentiomètre P_1 . Le BU 208 régulera alors la tension à cette valeur.

— La puissance maximale est dissipée lorsque la tension aux bornes du transistor est égale à celle aux bornes de R_1 . Le courant débité est alors égal à la moitié du courant à la saturation, on a alors :

$$P = 140 \text{ V} \times 1,4 \cdot 10^{-2} \text{ A} = 1,96 \text{ W}$$

On constate que le transistor choisi — pour sa tension de collecteur élevée — est largement surdimensionné du point de vue puissance, et ne nécessite aucun radiateur.

L'un des principaux reproches que l'on peut faire au convertisseur tension-courant est qu'aucune borne de la charge ne peut être mise à la masse ce qui pour certains usages — charge de collecteur d'un transistor par exemple, peut s'avérer un grave inconvénient. Aussi a-t-il été étudié des variantes à ce montage permettant de raccorder l'une des extrémités de la charge soit à la masse, soit à la source de la tension d'alimentation (1).

Reprenons le schéma du convertisseur tension-courant en le présentant d'une autre manière (fig. VIII-23-d). Si nous considérons que, pour un amplificateur opérationnel idéal, les entrées inverseuses et non-inverseuses sont au même potentiel, rien ne nous empêche apparemment de déplacer le point de masse, ce qui nous conduit au schéma de la figure VIII-23-b qui ... malheureusement n'est pas applicable, car si les deux entrées (+) et (-) sont théoriquement au même potentiel, cela ne signifie pas qu'elles soient en court-circuit, et que nous ayons le droit de faire passer le courant de sortie entre ces deux points. Mais si nous considérons maintenant que pour maintenir ces deux points au même potentiel il faut nécessairement que les tensions aux bornes de R_M et de la source de référence soient d'égale grandeur et en opposition, cela nous ouvre pas mal d'horizons car il doit être possible d'intervertir leurs positions relatives, surtout si la source de tension de référence est une diode de Zener, que nous avons le droit de faire traverser par le courant de sortie. C'est ce qui se passe dans le montage de la figure VIII-24 dont l'équation fondamentale est :

$$I_{\text{Charge}} = \frac{R_1}{R_2} \times \frac{V_Z}{R_3} + \frac{V_Z}{R_2}$$

le terme V_Z / R_2 pouvant être négligé lorsque R_2 est suffisamment grand. La résistance R_4 doit présenter une valeur égale à la mise en parallèle de R_1 et R_2 :

$$R_4 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Il est toutefois nécessaire de préciser que la diode de Zener étant traversée par le courant réglé, il est nécessaire que ce courant ait une valeur suffisamment élevée pour une bonne stabilité de la tension de Zener. Le montage ne présente donc pas d'intérêt pour les très faibles courants.

Lorsque l'amplificateur opérationnel est complété par un transistor de régulation extérieure, rien ne s'oppose à placer la résistance de mesure R_M entre l'électrode de ce transistor portée au $+V_{CC}$, et cette borne de l'alimentation. La source de référence est alors ramenée au $+V_{CC}$ et non à la masse. C'est ce qui se passe dans le montage de la figure VIII-25 dans lequel le transistor régulateur BD 136 est monté en émetteur commun de manière à augmenter encore la résistance dynamique du montage. Avec les éléments du montage le courant réglé peut atteindre 750 mA.

(1) Les anglo-saxons distinguent les circuits dans lesquels le courant « sort » du montage (*current source*) — nous les appellerions « source de courant positif » — et ceux dans lesquels le courant « entre » dans le montage (*current sink*) : « sources de courant négatif ». Ces distinctions nous paraissent un peu conventionnelles car les montages ne diffèrent pas dans leur principe : en inversant les bornes de la source de référence d'un convertisseur tension-courant on le transforme en source de courant négatif (*current sink*).

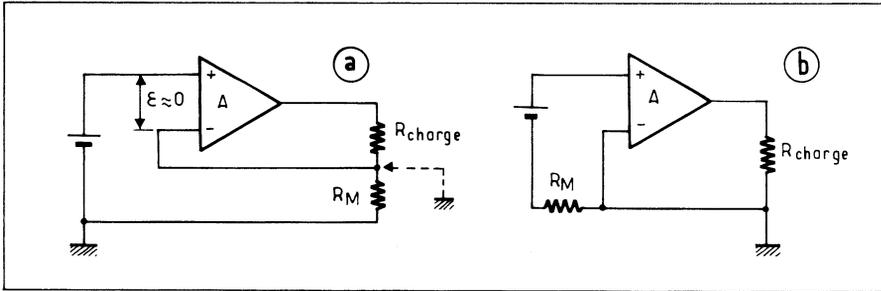


Fig. VIII-23. — Les bornes d'entrée de l'amplificateur opérationnel A étant théoriquement au même potentiel, rien ne devrait nous empêcher de déplacer le point de masse. Il n'en est malheureusement pas exactement ainsi!

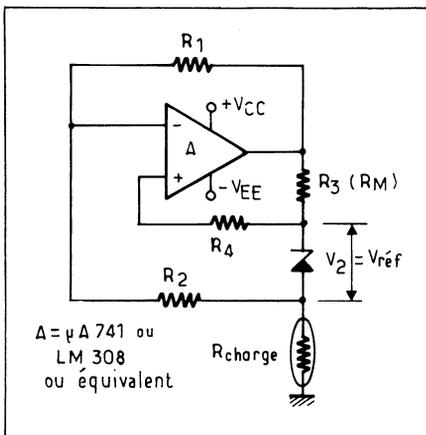


Fig. VIII-24. — Ce montage régulateur de courant présente un double avantage: la charge à l'un de ses pôles à la masse et la diode de Zener règle son propre courant. Toutefois il n'est pas recommandé pour les très faibles courants.

Les schémas des figures VIII-26-a, b, et c sont basés sur un principe analogue. Dans le premier, la charge a un point commun avec la source positive d'alimentation, tandis que dans le second, c'est avec la source négative. En ce qui concerne le troisième schéma (c), c'est la résistance R_1 qui joue le rôle de résistance de mesure — il est ainsi à rapprocher du montage de la figure VIII-25. En inversant la polarité de la source de référence, celle de la diode ainsi que le type du transistor à effet de champ (canal P au lieu de canal N), il est applicable à une source de courant positif, alors que dans le montage présenté nous sommes en présence d'une source de courant négatif (*current sink*).

Pour certaines utilisations, il e. : nécessaire de disposer d'une source de courant flottante. Nous en avons vu un exemple au début de ce chapitre (fig. VIII-7). La source dont nous reproduisons le schéma à la figure VIII-27 est entièrement flottante, du fait qu'elle est alimentée par des batteries alcalines miniatures. Grâce à l'emploi d'une batterie séparée pour l'alimentation des transistors régulateurs série $T_1 T_2$, la charge se trouve alimentée entre l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel (qui pourrait si on le désirait être mise à la masse, mais ce n'est pas ce qui est recherché ici), et le (-) de la batterie. La tension de référence, constituée par la source négative d'alimentation de l'amplificateur opérationnel, est montée en opposition avec la tension prélevée aux bornes de la résistance de mesure R_M , ainsi que le courant régulé dans la charge le potentiel du point A est égal à $\epsilon = V_S / G_O$ c'est-à-dire très voisin de zéro. C'est au moyen de la résistance ajustable R_3 que peut donc être réglée la valeur du courant délivré par la source.

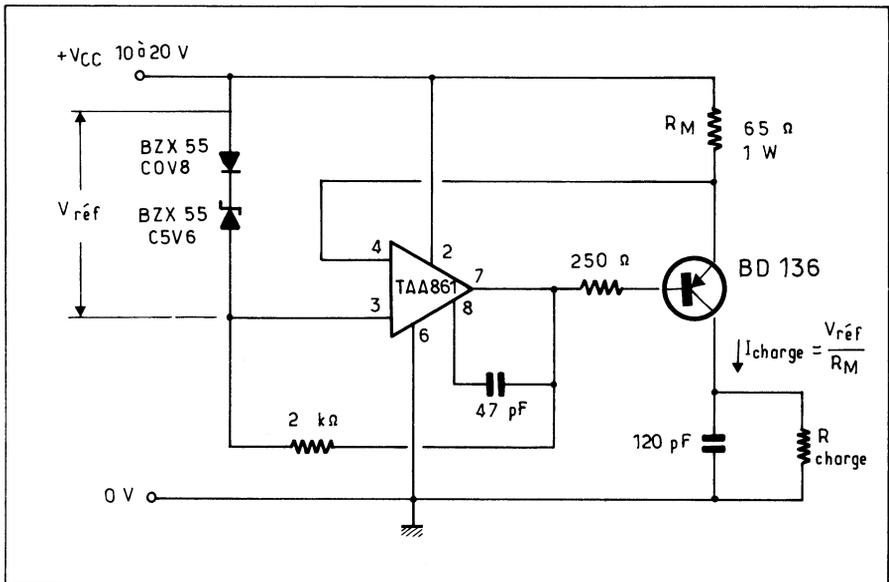


Fig. VIII-25. — Dans ce schéma, la source de référence étant ramenée au $+V_{CC}$, c'est à ce pôle de l'alimentation qu'est ramenée la résistance de mesure R_M , ce qui permet à la charge d'avoir un point à la masse.

ALIMENTATIONS RÉGLÉES EN TENSION ET EN COURANT (dites à caractéristiques rectangulaires)

Dans l'usage courant du laboratoire, il est souvent nécessaire de disposer d'une source de courant réglable dans de vastes proportions: de quelques centaines de microampères à plusieurs centaines de milliampères. Il est alors bien agréable de disposer d'une source d'alimentation capable de fonctionner à volonté en régulateur de tension ou de courant. Les grands constructeurs d'alimentations réglées de laboratoire proposent tous des modèles qui répondent à ce besoin, et qui sont parfois désignés sous le vocable «d'alimentation à caractéristique rectangulaire» ce qui est, du reste, tout à fait le cas:

— elles se comportent en régulateur de tension jusqu'à une certaine valeur du courant dans la charge pour laquelle, de très faible (quelques milliohms) leur résistance dynamique de sortie devient très grande (de quelques kiloohms à plusieurs mégohms). L'avantage de ces appareils réside dans le fait que la tension maximale aux bornes de la charge, comme le courant maximal qui la traversera, peuvent être ajustés séparément (fig. VIII-28).

Comment fonctionnent ces dispositifs? La première idée qui vient à l'esprit consiste à monter en série un régulateur de courant et un régulateur de tension selon le montage de la figure VIII-29, qui est tout-à-fait utilisable puisque le régulateur de courant est placé en aval du régulateur de tension, sa forte résistance dynamique de sortie est «masquée», du point de vue de la charge, par celle très faible du régulateur de tension, jusqu'à ce que le courant maximal pour lequel est réglé le régulateur de courant soit atteint. Ce dernier prend alors le relais, et celui de tension s'élimine automatiquement.

Toutefois ce montage présente différents inconvénients, dont les principaux sont les suivants:

— Le régulateur de courant par simple transistor et diode de Zener n'est pas le meilleur montage possible

— la présence de deux transistors régulateurs en série implique une chute de tension importante dans ces transistors, donc une tension d'entrée relativement importante par rapport à la valeur maximale de la tension de sortie, et par conséquent, un mauvais rendement.

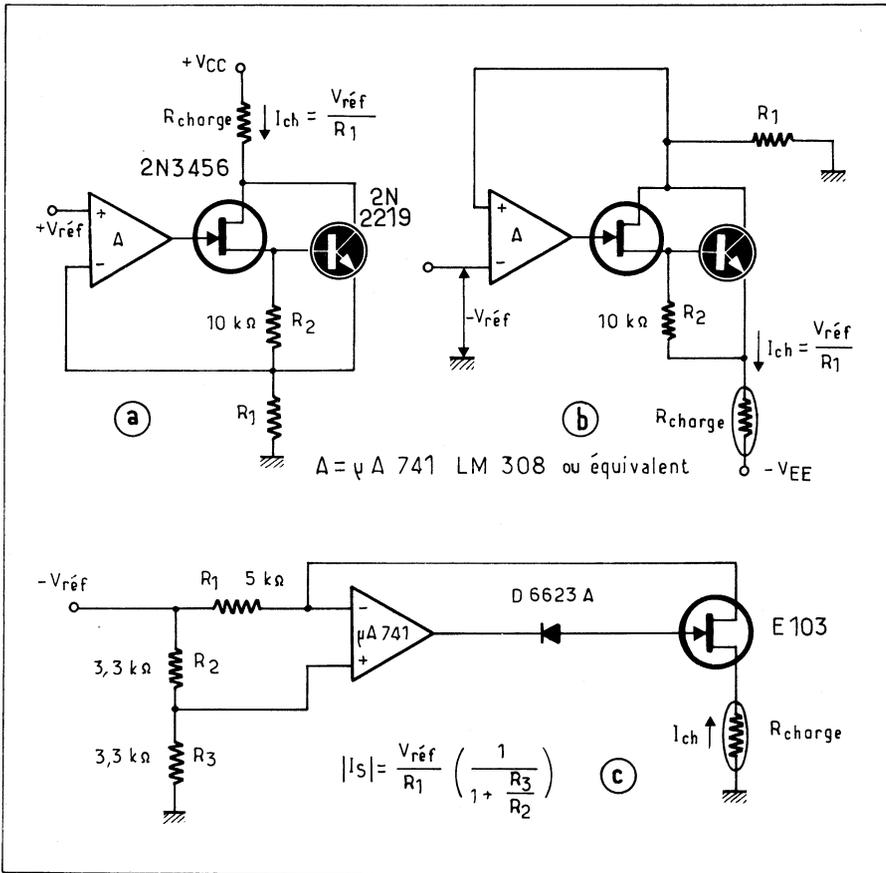


Fig. VIII-26. — Trois autres schémas de sources de courant dérivées du convertisseur tension-courant.

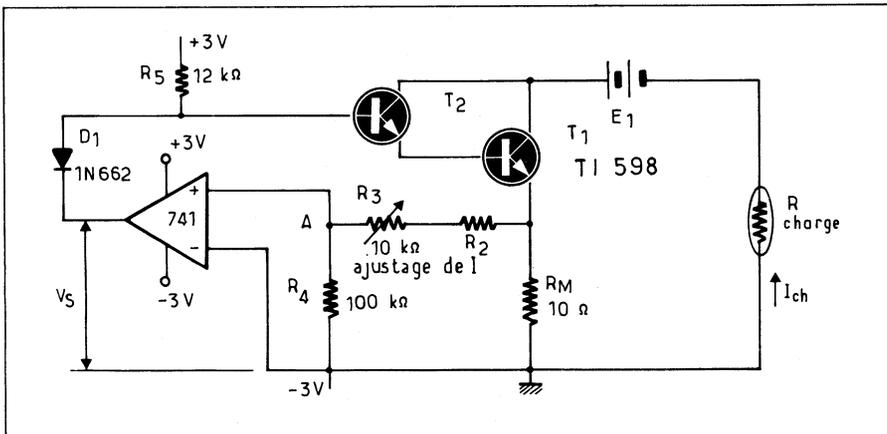


Fig. VIII-27. — Grâce à l'emploi de batteries séparées pour l'alimentation de l'amplificateur opérationnel et de la charge, cette source de courant est entièrement « flottante ».

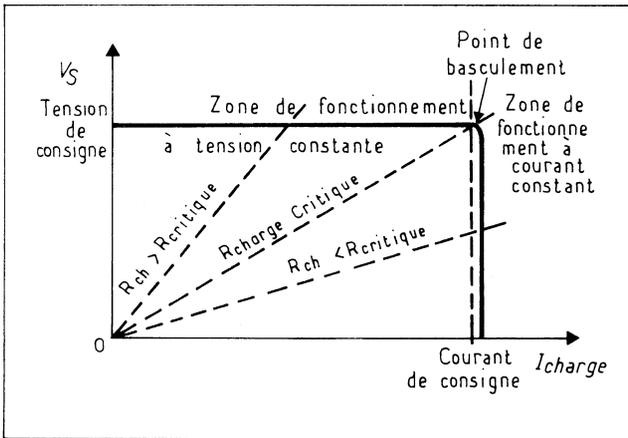


Fig. VIII-28. — Courbe caractéristique $V_S = f(I_{charge})$ d'une alimentation « caractéristique rectangulaire »: on passe très rapidement d'un fonctionnement à tension de sortie constante à un fonctionnement à courant constant.

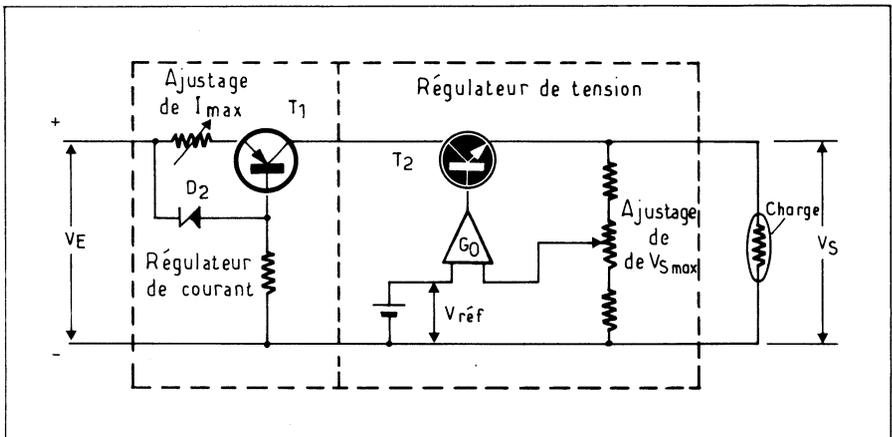


Fig. VIII-29. — Bien que théoriquement viable, ce schéma d'alimentation à caractéristique rectangulaire est rarement utilisé on lui préfère celui de la figure VIII-31.

Le schéma de principe le plus employé actuellement est celui de la figure VIII-30 que nous pourrions appeler, par comparaison avec celui de la figure VIII-29 « configuration parallèle » en effet l'unique transistor (ou groupe de transistors dans le cas d'utilisation d'un Darlington) régulateur semble commandé en parallèle par les deux amplificateurs opérationnels A_1 et A_2 . En fait, il n'en est rien comme nous allons le voir.

Tant que le courant qui traverse la charge est inférieur à la valeur de consigne — laquelle dépend de la tension de référence appliquée à l'entrée non-inverseuse de A_1 ainsi que de la valeur de la résistance de mesure R_M — la chute de tension provoquée par le courant de sortie dans cette dernière résistance est inférieure à V_{ref1} , la sortie de l'amplificateur A_1 est positive par rapport à la base du transistor ballast T_1 et de la diode D_1 est bloquée. L'amplificateur A_1 est donc sans effet sur le courant délivré par T_1 dont le courant de base, fourni par la résistance R_B , est commandé par l'amplificateur A_2 . Le montage fonctionne alors comme un régulateur de tension classique.

Que le courant dans la charge vienne à croître au point que la chute de tension aux bornes de R_M atteigne une valeur $V_{ref1} + \epsilon$, la tension à la sortie de A_2 va baisser au point que D_1 va devenir conductrice et que le courant de base de T_1 va se voir commander par A_1 , tandis que D_2 va se bloquer, isolant A_2 de T_1 , c'est maintenant en régulateur de courant (convertisseur tension-courant), que fonctionne le montage.

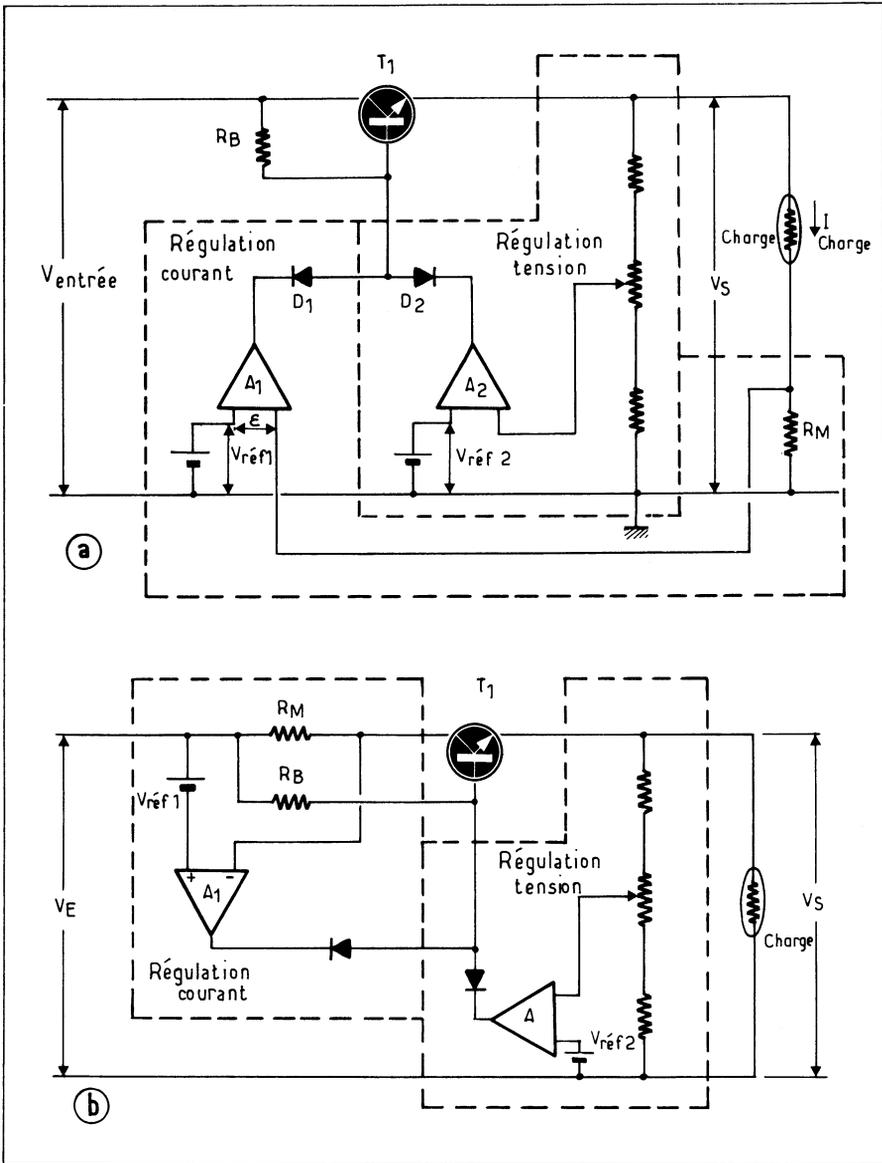


Fig. VIII-30. — Dans ce montage, l'amplificateur A_1 fonctionne en convertisseur tension-courant dès que la chute de tension aux bornes de la résistance de mesure R_M atteint une valeur égale à $V_{réf1} + \epsilon$. Le régulateur de tension (amplificateur A_2) s'élimine alors automatiquement (a). Il est également possible de monter la résistance de mesure R_M en amont du transistor ballast, ce qui permet de mettre si nécessaire le pôle négatif de l'alimentation à la masse (b) il faut alors ramener au $+ V_E$ la source de référence.

Notons qu'il est également possible, en ramenant l'un des pôles de la source de référence $V_{réf1}$, non plus à la masse, mais au « plus » de la tension non régulée d'entrée, de monter la résistance de mesure R_M en amont du transistor ballast, ce qui permet, si on le désire, de mettre à la masse, l'une ou l'autre des bornes de sortie.

Lorsque l'on dispose d'une alimentation régulée en tension dont les bornes « Mesure » sont séparées des bornes de sortie de tension, il est possible de l'utiliser en

source de courant, en ayant recours au montage de la figure VIII-31, dans lequel la résistance de mesure R_M a été branchée entre les bornes « mesure » de l'alimentation, et la charge en série avec cette résistance.

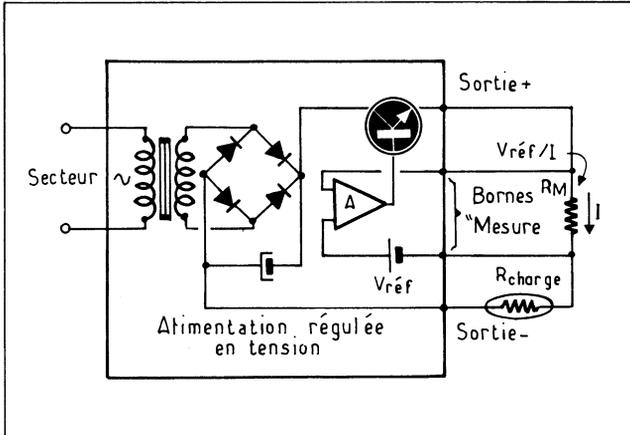


Fig. VIII-31. — Si les bornes «Sortie» et «Mesure» d'une alimentation sont sorties séparément, il est possible au moyen d'une simple résistance extérieure, de la transformer en source de courant. Il est toutefois nécessaire de connaître la valeur de la tension interne de référence.

Nous avons vu au chapitre VII qu'il est également possible d'utiliser les régulateurs de tension intégrés pour la réalisation de sources régulées en courant.

SOURCE DE COURANT BIPOLAIRE

Pour certaines applications, essais de transistors par exemple, il peut être intéressant de disposer d'une source capable de délivrer un courant positif ou négatif à la demande, c'est-à-dire qui, vue de l'utilisation se comporte soit, comme une source de courant, soit comme une charge (*current sink*). C'est effectivement le cas pour le montage dont le schéma est reproduit à la figure VIII-32. Deux T.E.C. complémentaires sont

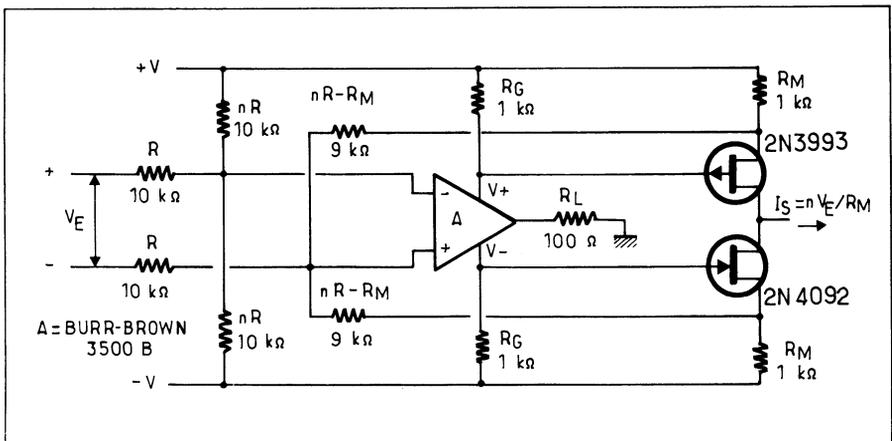


Fig. VIII-32. — Grâce à l'emploi de deux sources de courant antagonistes, constituées par les deux T.E.C. montés en sortie, ce montage délivre à volonté un courant positif ou négatif. La charge peut être ramenée à volonté, à la masse ou bien à l'une des deux polarités de la source d'alimentation.

montés en sources à courant constant antagonistes contrôlées, avec un fort taux de contre-réaction par l'amplificateur opérationnel A. La charge peut, selon les besoins être ramenée, soit à la masse, soit au « plus », soit au « moins » de l'alimentation. Le courant de sortie est dans tous les cas égal à la différence des courants délivrés par les deux sources, et sa valeur est donnée par la relation :

$$I_S = - nV_E / R_M$$

n étant le rapport des résistances ramenées sur l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel, à la résistance de mesure R_M placée en série avec le drain de chacun des T.E.C.

Le courant maximal de sortie est égal au courant I_{DSS} maximal des T.E.C. soit environ ici 15 mA. Avec les valeurs du schéma la résistance dynamique de sortie est de l'ordre de 10^{12} ohms.

Références bibliographiques

- Applications of a DC Constant - Current Source - Geoffrey F. WALKER - IEEE Spectrum - Septembre 1970.
- Constant Current Source Gains New Capabilities - Willis C. PIERCE Jr - E.D.N. - 1^{er} septembre 1970.
- Opto - Electronique , Bases théoriques et applications - R. DAMAYE, Editions Radio - 1971 - chapitre 3.
- Applications of the Constant - Current Diode - T.K. HEMINGWAY - *Electronics* - 20 Octobre 1961.
- Fet Current Regulators - Circuits and Diodes - Bob BOTOS - Note d'application *Motorola AN 462* - Janvier 1969.
- Biasing the Junction FET - Henry W. OTT - E.E.E. - Janvier 1970.
- Manuel d'application des transistors à Effet de Champ - *Sescosem* - 1975.
- Field Effect Transistor - Leonce J. SERVIN - Ouvrage publié par *Texas instruments* - Mc GRAW Hill.
- Les Oscillateurs, Générateurs et conformateurs de signaux - R. DAMAYE - Editions Techniques et Scientifiques Françaises - 1974 - pp. 172 à 180.
- L'amplificateur Opérationnel - R. DAMAYE - Editions Radio - 1972 - Chapitres 4 et 10.
- Linear Circuit Applications of Operational Amplifier - Larry L. SCHICK - IEEE Spectrum - Avril 1971.
- Circuit Intégré TAA 861 : Applications en régulateur de tension et de courant - Note d'application Siemens - Non datée.
- Générateur de courant - Toute l'Electronique d'après *Wireless World* (Revue de Presse) - Juillet 1975.
- Efficient Current Regulator Uses IC Differential Amplifier - *Electronic Design* - 15 Mars 1969.
- Isolated Current Source - Ralph TENNY - E.D.N. - 20 Avril 1973.
- Voltage Regulated Power Supply Delivers Constant Current - Thomas E. SKOPAL - *Electronics* - 12 Décembre 1974.
- Controlled Current Source is Versatile and Precise - Jerald GREAM - *Electronics Designers Casebook* - 1977.

PRÉRÉGULATEURS ET RÉGULATEURS PAR COMMUTATION

Les montages régulateurs étudiés jusqu'à présent étaient du type linéaire — ou proportionnels — ils présentaient l'avantage d'assurer une excellente régulation jointe à un remarquable pouvoir filtrant vis-à-vis de la résiduelle de ronflement de la tension d'entrée. En contrepartie, du fait même de leur conception, leur rendement est médiocre car il existe une chute de tension non négligeable aux bornes de l'élément régulateur.

Nous allons maintenant nous intéresser à un autre type de régulateur d'un rendement bien supérieur à celui des dispositifs précédents puisque la régulation est obtenue au moyen d'un élément semiconducteur fonctionnant en tout ou rien qui découpe le courant d'entrée en un signal rectangulaire dont le rapport cyclique — quotient des périodes de conductions et de celle de blocage — constitue l'élément régulateur le signal ainsi obtenu est ensuite intégré au moyen d'un filtre avec inductance en tête. Filtre à la sortie duquel la tension continue est proportionnelle audit rapport cyclique. Le schéma synoptique de principe d'un tel régulateur, représenté à la figure IX-1 est conforme au schéma général évoqué au chapitre III (fig. III-3). La seule différence réside dans le fait que l'élément régulateur est constitué par l'association d'un dispositif capable de transformer le signal d'erreur, amplifié par l'amplificateur A en un train de signaux périodiques à rapport cyclique variable, d'un élément de commutation et d'un intégrateur.

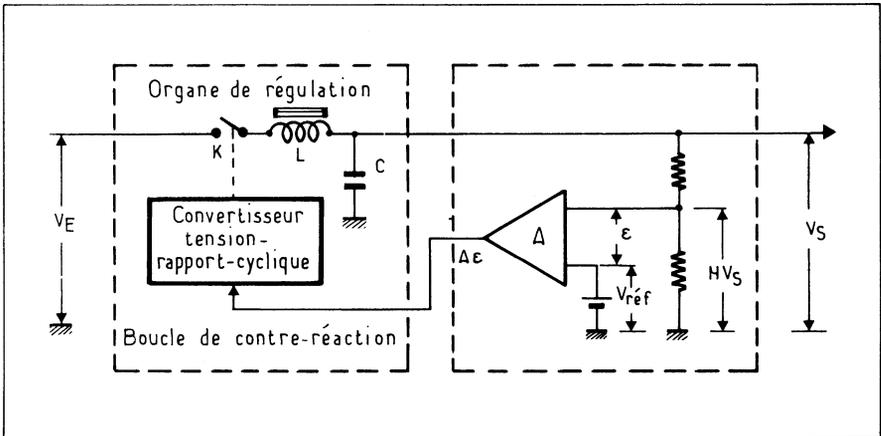


Fig. IX-1. — Ce qui différencie, dans son principe, un régulateur à découpage d'un régulateur linéaire, c'est uniquement le mode d'action sur l'élément de régulation mais on retrouve toujours le principe général de tout régulateur en boucle fermée.

Il existe d'autres montages également basés sur ce principe mais qui tirent parti de la fréquence élevée du système de découpage pour abaisser ou élever la tension au moyen d'un transformateur de faible encombrement. Ces dispositifs que nous nommerons « Alimentation à découpage » pour ne pas les confondre avec les Régulateurs à découpage étu-

diés dans le présent chapitre sont en réalité des convertisseurs continu — continu asservis à la tension de sortie : ils seront donc étudiés dans le même chapitre que les convertisseurs.

Par contre, il existe un système de redressement de la tension alternative d'entrée asservi à la tension de sortie qui présente les mêmes propriétés générales que les régulateurs à découpage : ce sont les régulateurs à thyristor. La principale différence entre ces deux types de montages réside dans le fait que la régulation agit ici sur le redresseur au lieu d'agir sur la tension continue redressée. Ces régulateurs seront donc étudiés dans le présent chapitre.

Ce chapitre porte le titre « Prérégulation et régulation » car souvent les montages de ce type présentent des caractéristiques de régulation moins bonne que celle des régulateurs linéaires, aussi sont-ils souvent utilisés pour préréguler — avec le très bon rendement évoqué plus haut — la tension offerte à l'entrée du régulateur linéaire dont le rôle se borne à compenser les faibles variations de ladite tension : ainsi lorsque la source primaire d'alimentation — généralement le réseau — présente de fortes variations celles-ci sont « rabotées » par le prérégulateur ce qui permet de faire travailler le régulateur final avec une chute de tension — et par conséquent une dissipation d'énergie — minimale et en améliore notablement le rendement. Ces montages peuvent également être utilisés seuls lorsqu'une régulation rigoureuse et un filtrage poussés de la tension de sortie ne sont pas indispensables ils sont particulièrement intéressants pour les fortes puissances, là où les régulateurs linéaires présenteraient de trop fortes pertes et par conséquent une dissipation calorifique inadmissible.

Un point sur lequel il nous paraît important d'insister, c'est l'aspect « transformateur » du régulateur à découpage. En effet, si dans un régulateur linéaire l'intensité du courant qui entre est pratiquement la même que celle qui sort — au courant nécessaire à l'alimentation des organes annexes près — dans un régulateur à découpage le courant moyen d'entrée peut être sensiblement plus faible que celui de sortie si la tension de sortie est notablement plus faible que celle d'entrée. De même, certains montages, mettant en

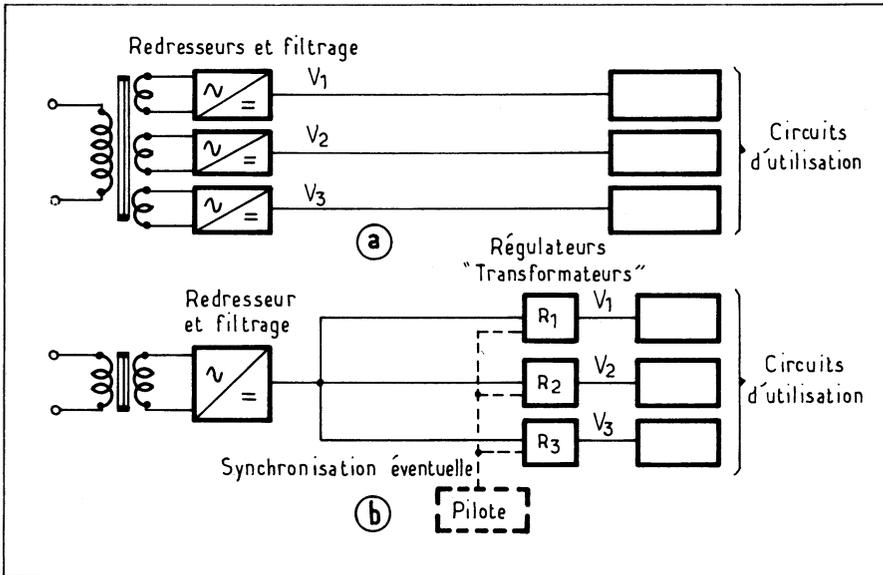


Fig. IX-2. — Le régulateur à découpage permet une nouvelle conception de l'alimentation des unités importantes.

œuvre le principe du « *fly back* » — récupération de l'énergie accumulée dans une inductance et addition de la surtension à ses bornes à la tension primaire d'alimentation — il est possible d'obtenir une tension de sortie *supérieure* à celle de l'entrée. Dans les deux cas, le régulateur à découpage se comporte bien comme un *transformateur* abaisseur ou élévateur de tension et ce, avec un rendement qui peut s'approcher de celui d'un transformateur pour tensions alternatives de même puissance.

Ainsi, on peut concevoir d'une manière toute différente un ensemble d'alimentation devant délivrer différentes tensions : au lieu du montage classique avec un transformateur comportant plusieurs secondaires, chacun avec ses redresseurs et circuits de filtrage (fig. IX-2-a) on peut utiliser un transformateur dont l'unique secondaire fournira la tension la plus élevée demandée par le montage, des régulateurs à découpage étant utilisés comme abaisseurs de tension. Ce dispositif nous paraît particulièrement intéressant pour de grosses unités dans lesquelles il peut y avoir une distance relativement grande entre le bloc d'alimentation et les différents circuits à alimenter : l'énergie est alors transportée sous tension continue relativement élevée — donc avec une plus faible intensité d'où moindres pertes pour une même section de conducteur — puis transformée « sur place » à la tension voulue (fig. IX-2-b). Afin d'éviter les interférences entre les différentes fréquences de découpage, il peut être utile dans un tel dispositif de synchroniser toutes les alimentations sur une même « horloge ». Certains constructeurs y ont pensé qui ont mis au point des circuits intégrés pour alimentation à découpage capables d'être synchronisés sur un pilote commun.

RÉGULATION PAR REDRESSEUR COMMANDÉ (THYRISTORS)

La possibilité de faire varier la tension moyenne délivrée par un redresseur équipé de thyristors en agissant sur l'angle de retard à la conduction desdits thyristors est bien connue. Aussi ne nous attarderons-nous pas à ce sujet et prions-nous le lecteur désireux de « rafraîchir » ses connaissances en ce qui le concerne de se reporter à des ouvrages spécialisés (1).

Si nous appliquons un signal ainsi redressé à un filtre avec inductance en tête, il est intégré et la tension continue obtenue en sortie de filtre est fonction de la durée pendant laquelle, à chaque demi-période du signal alternatif d'entrée, le thyristor a été conducteur (fig. IX-3). Les graphiques de la figure IX-4 permettent de connaître la valeur de la tension moyenne ainsi obtenue en fonction de l'angle de retard à la conduction α_r du thyristor. Voir également les oscillogrammes Osc. IX-1.

Tout ceci paraît extrêmement simple mais en fait la vérité est un peu plus complexe car l'inductance en tête de filtre ne permet pas au thyristor de s'amorcer avec la même facilité que s'il s'agissait d'une charge purement résistive. En effet nous nous souvenons que l'un des paramètres d'un thyristor est son *courant d'accrochage* I_L (*Latch current*), courant qui doit être atteint *avant* que disparaisse le courant de commande de gâchette (2), faute de quoi le thyristor revient à l'état bloqué. Or, le courant ne s'établit pas immédiatement dans une inductance (d'où son rôle de filtrage). Il faudra donc prolonger l'impulsion de commande appliquée à la gâchette jusqu'à ce que le thyristor soit bien « accroché ». Toutefois, dans les cas où le thyristor devra fonctionner avec un angle de retard à l'amorçage voisin de 180° — cas d'alimentations réglables entre le maximum et zéro volt — l'impulsion de commande ne devra pas être trop longue car elle risquerait de « déborder » sur la demi-période suivante et de déclencher prématurément le thyristor. Il y aura donc un optimum à trouver pour la durée de l'impulsion de commande en fonction de l'angle maximal de retard, du courant d'accrochage du thyristor et de la valeur de l'inductance du filtre. La meilleure solution nous semble être l'emploi d'un petit thyristor auxiliaire (Th_2) pour la commande du thyristor principal (Th_1) et qui recevra les impul-

(1) Par exemple « Thyristors et Triacs » de notre ami H. LILEN — Éditions Radio — 1978.

(2) Qu'il ne faut pas confondre avec le courant de maintien (*Hold Current*) qui est le courant minimal pour lequel le thyristor, *une fois amorcé* reste conducteur.

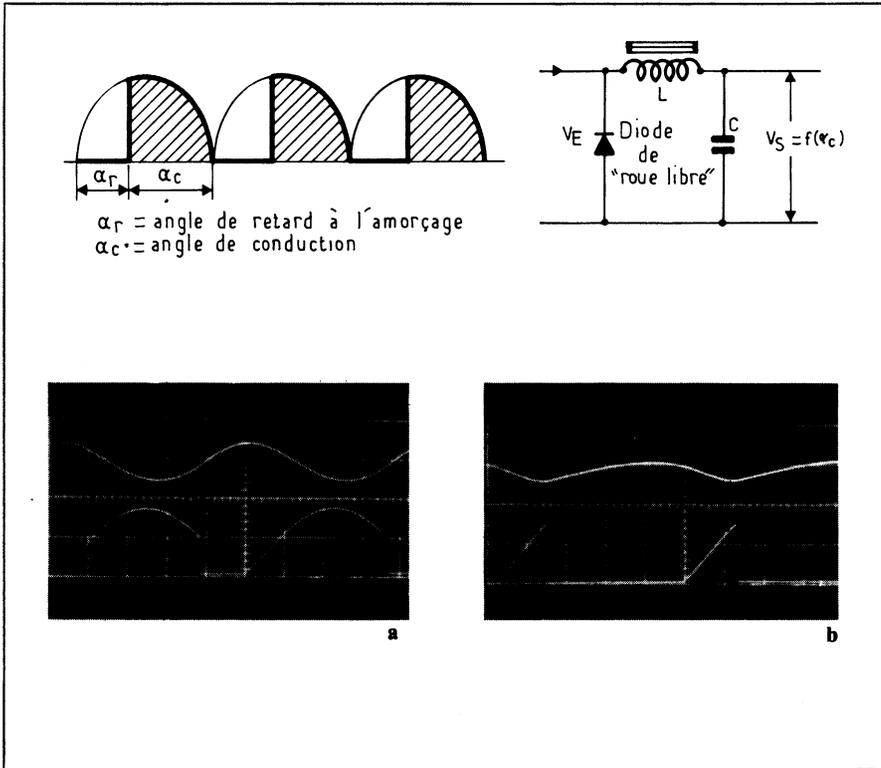


Fig. IX-3. — Les fractions d'arche de sinusoïde issues d'un redresseur à thyristor sont intégrées au moyen d'un filtre à inductance en tête.

Osc. IX-1. — Tensions à l'entrée (en bas) et à la sortie (en haut) du filtre d'un redresseur commandé à thyristor pour deux valeurs différentes de l'angle de conduction. Le signal « Entrée » (en bas) a été volontairement inversé pour faciliter sa comparaison avec le signal inférieur. Réglages de l'oscilloscope. Trace inférieure: 10 V/cm, trace supérieure (résiduelle de filtrage): 1 V/cm.

sions de synchronisation issues du pilote. Ce second thyristor fonctionnant, quant à lui, avec une charge purement résistive (la gâchette de TH_1) il se contentera des brèves impulsions de commande fournies par le pilote et s'éteindra obligatoirement lors du passage par zéro de la tension d'entrée (fig. IX-5).

Par ailleurs lorsqu'au passage par zéro, le thyristor cesse d'être conducteur, l'énergie accumulée dans l'inductance aura tendance à se libérer sous forme d'une surtension de sens inverse. Il sera donc nécessaire de permettre à cette énergie de s'écouler au moyen d'une diode montée en inverse sur l'entrée du filtre. Cette diode est dite « diode de roue libre » (*Free Wheeling Diode*).

Bien sûr, il est également possible d'avoir recours à un filtre à condensateur en tête qui ne présente pas les mêmes inconvénients que celui à inductance en tête. Mais on sait que la tension de sortie d'un redresseur suivi d'un filtre de ce genre est égale à la *tension de crête* du signal sinusoïdal d'entrée: il ne sera donc possible avec un tel filtre de faire varier la tension de sortie en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage *que passé le sommet de chaque demi-période*, dans un tel montage l'action du régulateur n'agira que pour les angles de retard compris entre 90° et 180° c'est bien ce que montre les courbes B du graphique de la figure IX-4.

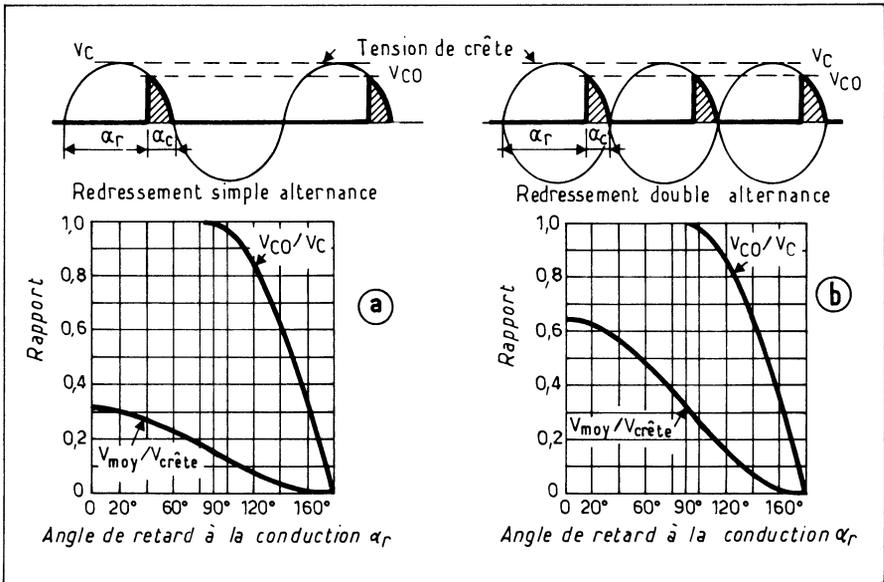


Fig. IX-4. — Courbes représentatives du rapport de la tension moyenne et de la tension de crête d'un signal redressé au moyen d'un thyristor à la tension de crête du signal sinusoïdal d'entrée en fonction de l'angle α_r de retard au déclenchement.

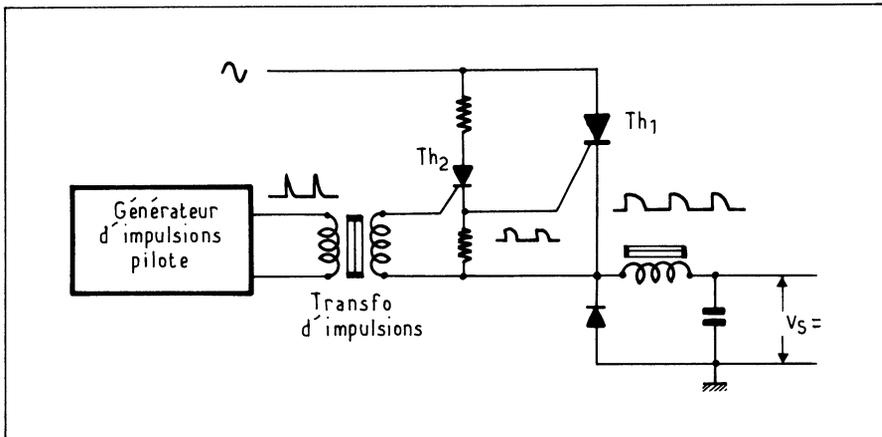


Fig. IX-5. — Pour éviter le désamorçage du thyristor principal lorsque les impulsions de commande sont trop brèves, il est pratique d'utiliser un petit thyristor auxiliaire Th_2 .

En général le filtrage par capacité en tête est utilisé pour les alimentations susceptibles d'avoir à fournir des courants variant dans de grandes proportions comme des alimentations de laboratoire car on sait que pour fonctionner correctement, un redressement avec inductance en tête doit fournir un courant minimal nommé courant critique (I_0) (Voir chapitre II). Par contre dans les alimentations de forte puissance on préfère généralement le filtrage à inductance en tête.

Il est à noter que tous les montages redresseurs ne conviennent pas également bien à la réalisation d'alimentations régulées par thyristors, c'est le cas en particulier du montage « va-et-vient ». Sans nous étendre sur des considérations d'ordre théorique, que le

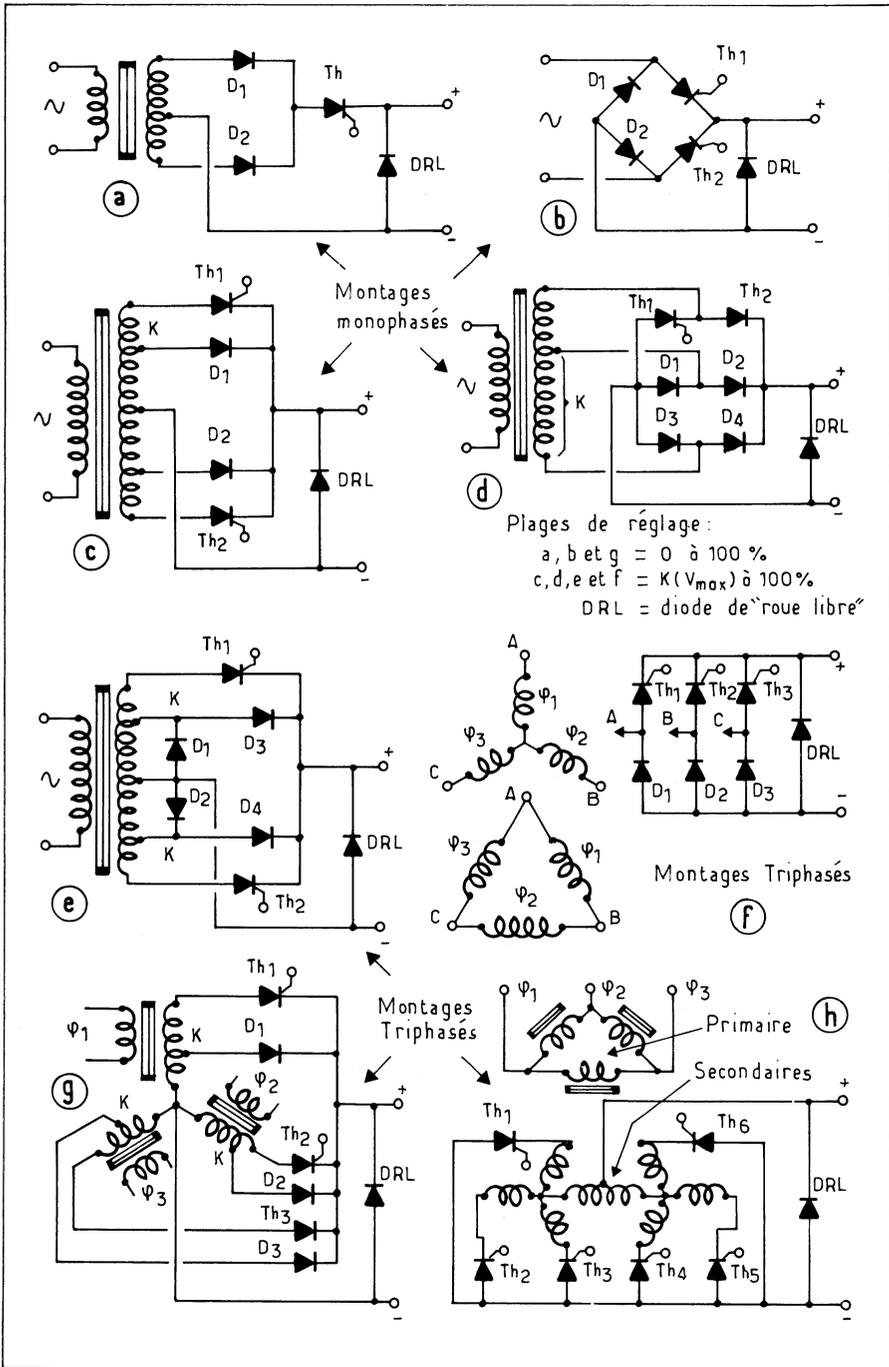


Fig. IX-6. — Quelques-uns des montages redresseurs les mieux adaptés à la régulation de tension ou de courant par thyristor.

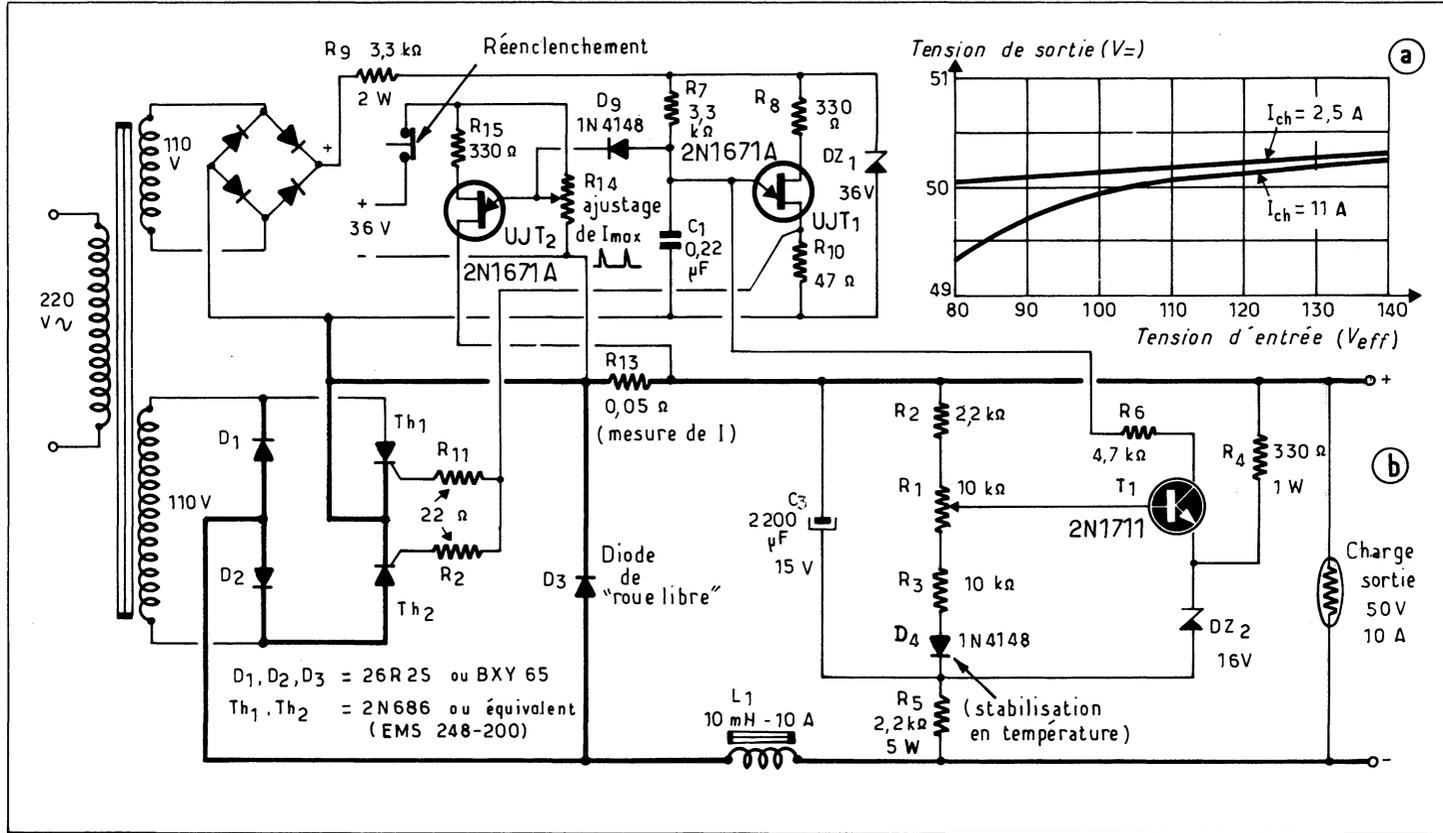


Fig. IX-7. — Malgré sa relative simplicité, ce montage procure un taux de régulation meilleur que 1% (Documentation General electric).

lecteur pourra trouver développées dans les ouvrages cités en référence bibliographique, nous donnons à la figure IX-6 les principaux montages redresseurs particulièrement bien adaptés à cet usage.

Nous pouvons maintenant donner quelques exemples pratiques de réalisation de régulateurs à redresseurs contrôlés.

Le premier (fig. IX-7) est un régulateur 50 V - 10 A mettant en œuvre un pont mixte constitué par les diodes D_1 et D_2 et les thyristors Th_1 et Th_2 commandés en parallèle par le relaxateur à transistor unijonction UJT₁ dont la constante de temps est contrôlée par le transistor T_1 qui joue le rôle classique de comparateur — son émetteur est porté à la tension de référence V_Z fournie par la diode D_{Z2} — et d'amplificateur de la tension d'erreur — prélevée sur le diviseur de tension R_1 , R_2 , R_3 et D_4 . Toute augmentation de la tension de sortie à pour effet d'augmenter le courant de collecteur de T_1 , courant qui est prélevé sur le courant de charge du condensateur C_1 qui, associé à la résistance R_7 , constitue le circuit de constante de temps du relaxateur à UJT de commande du thyristor. Le condensateur C_1 se chargeant moins vite, il en résulte un retard supplémentaire à l'amorçage des thyristors et par conséquent une diminution de la tension de sortie. Remarquons au passage que ce dispositif est bien conforme au synoptique général de principe défini au chapitre II, ainsi qu'il a été dit dans le préambule du présent chapitre.

Le fonctionnement avec filtre à inductance en tête est favorisé par la présence de la diode de roue libre D_3 .

Dans ce type de montage, la présence d'une tension de ronflement à la sortie, tension répercutée sur la prise de tension de commande de l'amplificateur — comparateur de contrôle du relaxateur à UJT et amplifiée par lui — peut être cause d'une commande plus ou moins erratique des thyristors. C'est pourquoi un filtrage supplémentaire de la tension de commande a été prévu au moyen du condensateur C_3 .

Une protection contre les surintensités peut être ajoutée au montage. En l'occurrence il s'agit du circuit constitué par le transistor unijonction UJT 2 dont la tension d'émetteur est ajustée au moyen du potentiomètre R_{14} juste un peu en-dessous de la tension de pic. En cas de dépassement de l'intensité prévue, la chute de tension aux bornes du shunt de mesure du courant R_{13} aurait pour effet de provoquer l'amorçage de ce transistor unijonction qui dériverait vers lui le courant de charge de C_1 bloquant de ce fait le relaxateur de commande des thyristors qui cesseraient d'être commandés et par conséquent resteraient bloqués. La tension d'alimentation de ce circuit auxiliaire est fournie par un enroulement supplémentaire du transformateur d'alimentation.

On peut constater par l'examen des courbes de la figure IX-7-b que la régulation obtenue est meilleure que 1% tant en fonction de la tension d'entrée que de la charge.

Un autre exemple de réalisation pratique est donné à la figure IX-8. Il concerne une alimentation de forte puissance (1,2 kW au maximum) capable de délivrer une tension ajustable de 7 à 60 Volts en deux gammes (7 à 21 Volts et 20 à 60 Volts) avec une intensité maximale de 20 A. La conception générale du montage ne diffère guère de celle du montage précédent : l'amplificateur de tension d'erreur à transistor unique a été remplacé par un montage différentiel du genre « paire à longue queue » (transistors T_1 et T_2) tandis que le relaxateur de commande à transistor unijonction est du type « rampe et piedestal » dont on sait l'avantage du point de vue gain et linéarité de la commande. Grâce à une tension de référence stabilisée par deux étages de stabilisation à diode de Zener ainsi qu'à un filtrage particulièrement soigné les performances de cette alimentation, reproduites dans le tableau ci-après sont des plus intéressantes.

ATTENTION PIÈGE

Il est avec les régulateurs à redresseurs commandés, un piège sur lequel nous n'avons vu attirer l'attention du lecteur dans aucun ouvrage spécialisé, peut-être par ce que ceci semble évident... Pas si évident que ça puisque nous nous y sommes fait prendre !

Il ne faut pas oublier qu'un tel régulateur ne peut en aucun cas fonctionner à vide : il faut que le montage débite un courant au moins égal au courant de maintien (I_H) des thyristors pour que ceux-ci restent conducteurs pendant toute la durée de chaque demi-période. Dans le cas d'une alimentation à tension fixe appelée à fournir un courant susceptible d'importantes variations il est très facile de prévoir en sortie une résistance de

Tension de sortie $V =$	Tension résiduelle de ronflement 100 Hz mV c. à C.	Temps de réponse en millisecondes	Régulation en fonction de la charge ou de la tension d'entrée	Position du commutateur S_1
10 V	40 à 2,5 A 70 à 20 A	2,5 à 20 A : 100 ms 20 à 2,5 A : 100 ms	2 % de 2 à 10 A 0,03 % de 10 à 20 A	1
15 V	60 à 2,5 A 360 à 20 A	2,5 à 20 A : 100 ms 20 à 2,5 A : 100 ms	2 % de 2 à 10 A 0,03 % de 10 à 20 A	1
20 V	40 à 2 A	2 à 8 A : 200 ms 8 à 2 A : 150 ms	1 % de 2 à 8 A 2 % de 8 à 20 A $\pm 0,5\%$ pour $\pm 15\%$ de variation de la tension d'entrée	1
25 V	800 à 20 A		2 % de 2 à 10 A 1 % de 10 à 20 A	2
40 V	700 à 20 A	3 à 20 A : 200 ms	0,5 % de 3 à 20 A	2
50 V	200 à 10 A	3 à 20 A : 200 ms	0,4 % pour $\pm 15\%$ de variation de la tension d'entrée	2
60 V	280 à 12 A 500 à 20 A	2,5 à 12 A : 150 ms 12 à 20 A : 75 ms	2 % de 2,5 à 12 A 1,5 % de 12 à 20 A	2

consommation (bleeder) calculée de manière que pour les débits très faibles ou nuls le courant de maintien des thyristors soit assuré. Comme ledit courant de maintien est très faible — souvent de l'ordre de 1000 fois plus faible que le courant nominal du thyristor — cette résistance n'entraîne pas une forte dissipation d'énergie, laquelle intervient peu sur le rendement du régulateur à pleine puissance.

Mais lorsqu'il s'agit d'une alimentation appelée à fonctionner à tension de sortie variable dans une vaste gamme de tensions — cas d'une alimentation de laboratoire par exemple — la valeur de la résistance qu'il est nécessaire de prévoir pour un fonctionnement correct à la tension minimale délivrée par le montage risque d'entraîner pour la tension maximale une consommation excessive. Prenons un exemple : Supposons une alimentation capable de fournir une tension variable entre 10 et 100 Volts avec un débit maximal de 10 A. Le courant de maintien des thyristors qui l'équipent est de l'ordre de 50 mA à la température la plus basse à laquelle le montage devra être capable de fonctionner (n'oublions pas que le courant de maintien *croît* lorsque la température diminue). Pour la tension de sortie minimale de 10 Volts il suffirait d'une résistance « bleeder » de $10 \text{ V} / 0,05 \text{ A} = 200 \Omega$ dans laquelle serait dissipée une puissance de 0,5 W, ce qui est tout à fait acceptable. Mais lorsque la tension de sortie sera ajustée à 100 Volts c'est 50 W qui seront dissipés en pure perte dans la résistance. Un « bleeder » électronique qui s'élimine automatiquement dès que le courant de maintien des thyristors est dépassé serait alors bien utile. Un tel montage a été décrit au chapitre V (fig. V-18).

CAS DES MONTAGES PRÉRÉGULATEURS

Lorsque le montage régulateur — qu'il soit à redresseur commandé ou bien à découpage — est utilisé pour la préréglage d'une tension dont la régulation « fine » sera effectuée au moyen d'un dispositif à transistor ballast, il est intéressant de réguler non pas la tension aux bornes d'entrée du régulateur mais plutôt la chute de tension aux bornes du ballast que l'on s'arrangera pour maintenir un peu au-dessus de la valeur minimale

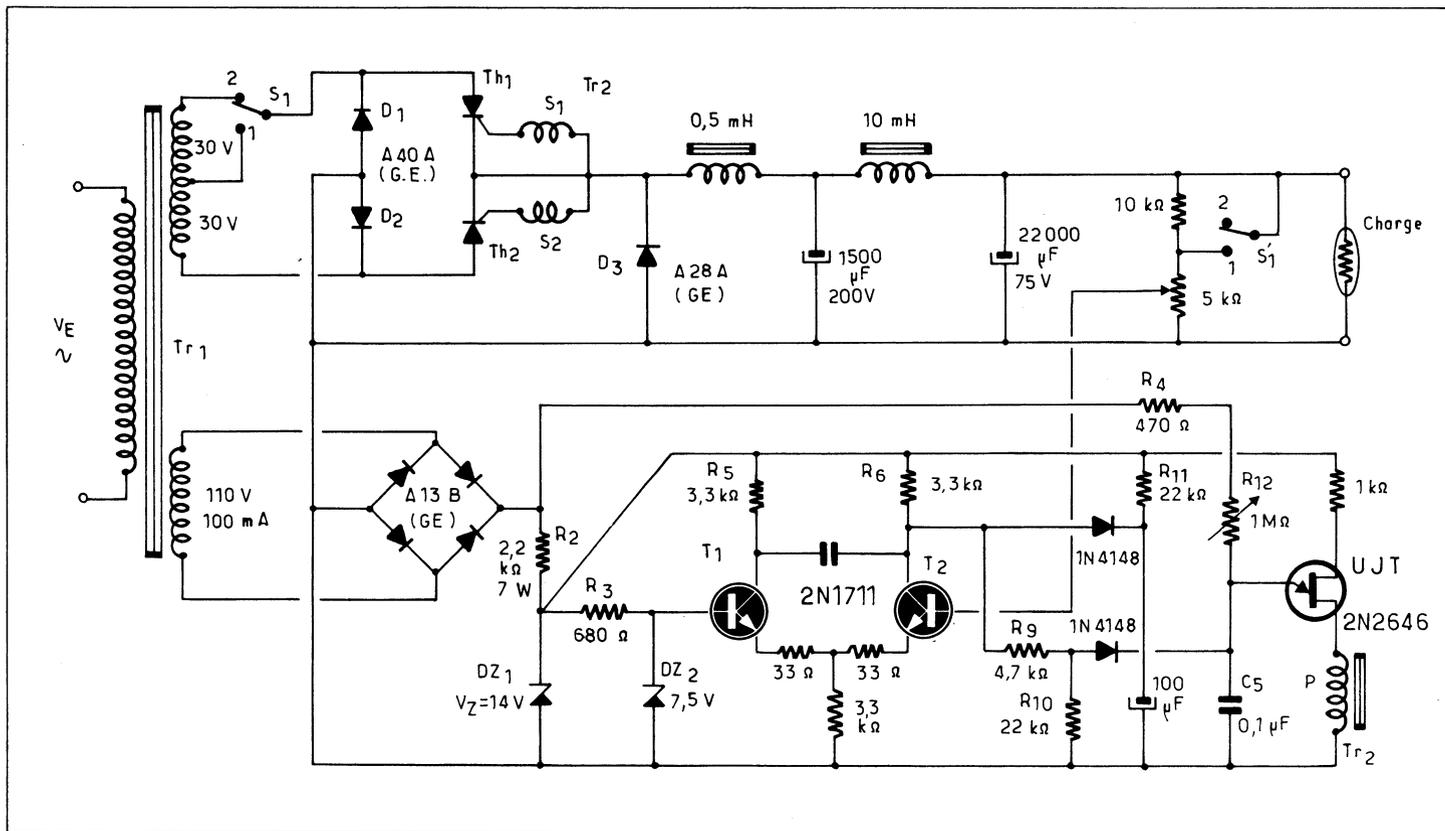


Fig. IX-8. — D'une conception similaire à celle du schéma précédent, ce montage permet de réguler une puissance de l'ordre de 1 kW. (Documentation General Electric).

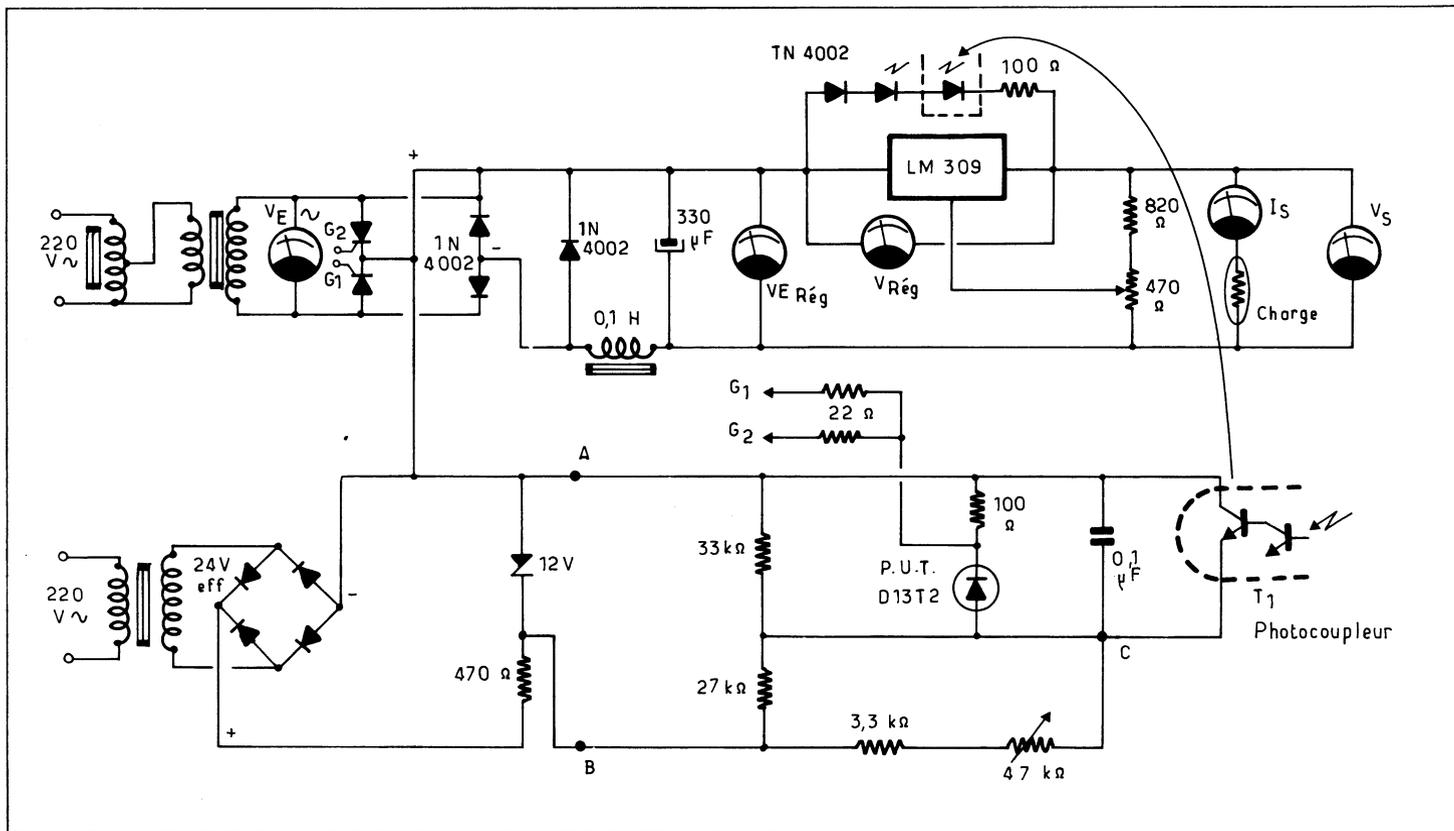


Fig. IX-9. — Ce montage pré-régulateur imaginé par les auteurs maintient aux bornes du transistor ballast du régulateur linéaire aval une tension pratiquement constante malgré les variations de la tension d'entrée et de la charge.

qui permet d'en assurer le fonctionnement convenable disons pour fixer les idées 3 Volts pour un ballast simple et 4 Volts pour un ballast par Darlington. De cette manière, quelles que soient les variations de la tension du réseau — pour un ensemble délivrant une tension de sortie fixe — et/ou de la tension de sortie pour une alimentation à tension de sortie variable — le ou les transistors de régulation dissiperont une énergie minimale ce qui est important aussi bien du point de vue du constructeur (plus faible coefficient de sécurité pour la puissance du transistor ballast, radiateur de plus faibles dimensions: d'où gain de place et de poids) que du point de vue de l'utilisateur: meilleur rendement de l'alimentation).

Des montages plus ou moins complexes ont été proposés pour parvenir à ce résultat. La solution que nous proposons est des plus simples: elle repose sur la liaison entre le prérégulateur et la tension aux bornes du transistor ballast au moyen d'un photocoupleur. On trouvera à la figure IX-9 le schéma de principe de ce montage. Précisons d'abord qu'il s'agit d'un montage d'essai non optimisé, et réalisé rapidement pour vérifier le bien fondé de la théorie. Les résultats obtenus et qui figurent dans le tableau qui suit sont donc susceptibles d'amélioration.

On peut constater que le montage est fort simple: le régulateur linéaire utilisé était — pour des raisons de simplicité — un LM 309, mais tout autre dispositif à tension de sortie fixe ou variable est valable. Le redresseur commandé fait appel à un pont mixte comportant deux diodes redresseuses et deux thyristors TY 1010 (SILEC) (parce que nous les avons sous la main). Le circuit de déclenchement des thyristors fait appel à un transistor unijonction «programmable» (P.U.T.) dont la constante de temps de charge est plus ou moins altérée par le courant dérivé par le photo-Darlington T_1 excité par une photodiode électroluminescente (rouge parce que nous l'avions dans nos tiroirs) du genre LD 30 (Siemens). Photodiode dont la luminosité varie en fonction de la chute de tension aux bornes du circuit intégré régulateur et agit sur le courant de collecteur du photo-transistor. On comprend aisément ce qui se passe: toute augmentation de la chute de tension aux bornes du ballast du C.I. régulateur produit une augmentation de l'intensité lumineuse émise par la photodiode, d'où augmentation du courant du phototransistor et prolongation de la constante de temps du circuit R.C. du relaxateur de commande des thyristors lesquels amorcent plus tard; ce qui a pour résultat de diminuer la tension moyenne de sortie du prérégulateur. Le lecteur s'étonnera peut-être de ne pas trouver la traditionnelle source de tension de référence. Elle existe cependant: c'est la chute de tension directe aux bornes des deux photodiodes montées en série aux bornes du C.I. régulateur, chute de tension dont on sait (voir chapitre IV, fig. IV-23) qu'elle peut être utilisée comme référence de tension.

Avec des moyens aussi simples on parvient à une prérégulation, à notre avis, bien suffisante dont les résultats numériques sont consignés ci-après:

Tension d'entrée $V_{\text{efficaces}}$	Tension à l'entrée du régulateur ($V_{E_{\text{reg}}}$)	Tension aux bornes du régulateur (V_{reg})
20 V	8,45 V	4,03 V
25 V	8,66 V	4,24 V
30 V	8,9 V	4,48 V
35 V	9,2 V	4,8 V
40 V	9,0 V	4,6 V

Régulation en fonction de la tension d'entrée pour un courant de sortie 0,8 A et une tension de sortie constante de 4,5 V environ aux bornes de la charge.

Tension de sortie (V_S)	Tension aux bornes du régulateur (V_{reg})
5 V	5,2 V
6 V	5 V
8 V	4,8 V
10 V	4,6 V
12 V	4,4 V

Régulation en fonction de la tension en sortie du régulateur (tension aux bornes de la charge) pour une tension d'entrée efficace constante de 35 V, et une résistance de charge fixe de 15 Ω .

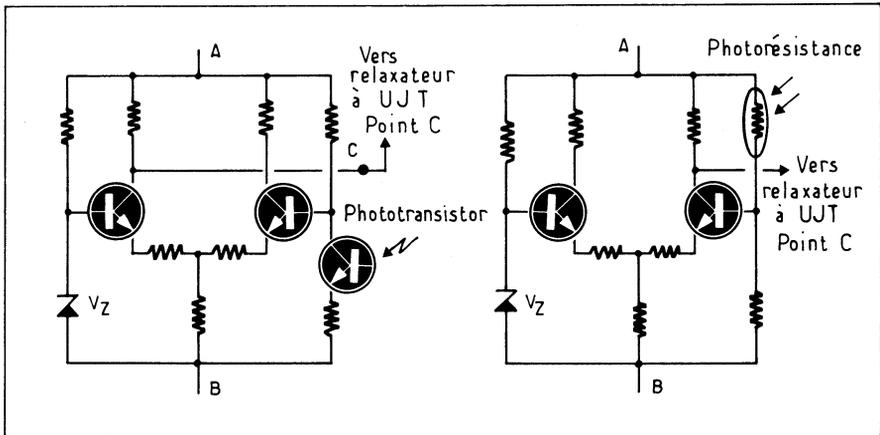


Fig. IX-10. — Le signal issu du capteur du photocoupleur peut être amplifié par un montage différentiel pour améliorer le taux de régulation du pré-régulateur de la figure IX-9.

On pourrait naturellement améliorer le montage, en faisant appel à un étage amplificateur du type différentiel, commandé par la chute de tension aux bornes d'une résistance, montée en série avec le collecteur du phototransistor (fig. IX-10-a), ou bien encore, par un pont comportant une photoresistance excitée par la photodiode montée aux bornes du ballast (fig. IX-10-b). Cette seconde disposition nous paraît intéressante du fait de l'inertie de la photoresistance qui introduit un filtrage supplémentaire et permet d'éviter les « ratés » que l'on peut observer avec un phototransistor lorsque la tension de sortie du redresseur commandé est insuffisamment filtrée. « Ratés » qui portent sur une ou deux alternances de la tension d'entrée mais sont de toute manière « lissés » par le condensateur du filtre.

Un autre type de pré-régulateur qui aligne sa tension de sortie sur celle que l'on désire obtenir après régulation est celui de la figure IX-11. La diode de Zener D_Z qui détermine pour quelle tension le thyristor doit s'amorcer est ramenée à la tension de sortie régulée. C'est donc cette tension plus la somme de la tension de Zener (V_Z), la chute de tension directe aux bornes de la diode D_1 (V_D) et la tension nécessaire entre cathode et gâchette du thyristor pour que ce dernier amorce (V_{KG}), qui sera présente à la sortie du pré-régulateur et c'est la somme des trois dernières tensions, qui sera maintenue constante aux bornes du transistor ballast :

$$V_{Ballast} \approx V_Z + V_D + V_{KG} \approx 4,3 \text{ V} + 0,6 \text{ V} + 1 \text{ V} \approx 5,9 \text{ V}$$

quelle que soit la tension de sortie du montage de la figure.

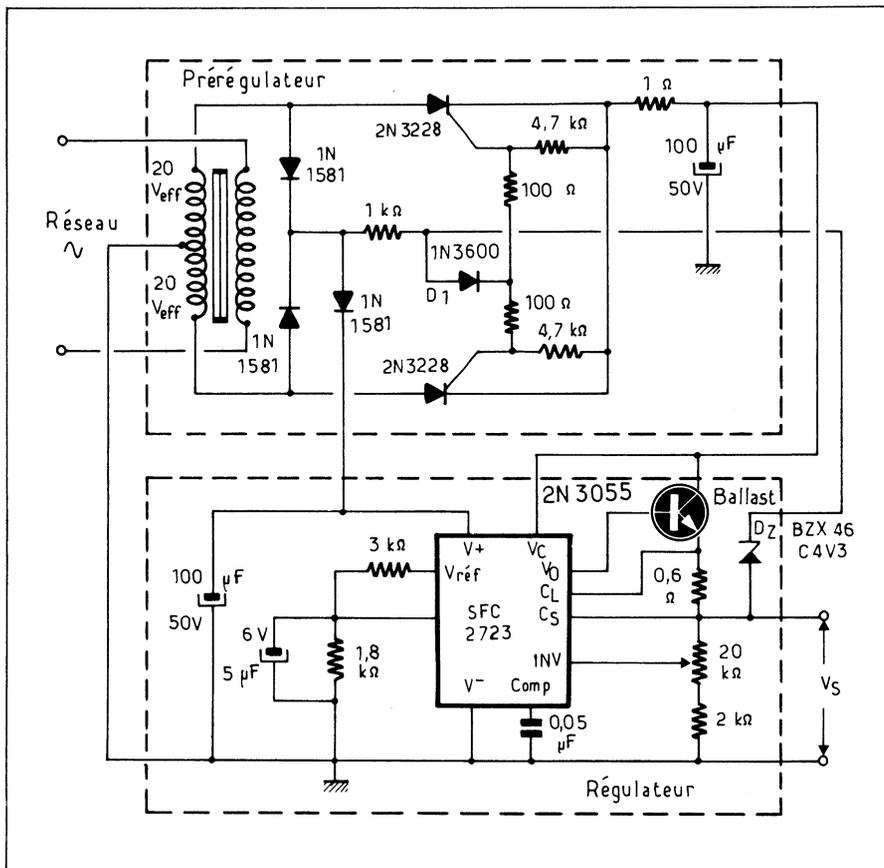


Fig. IX-11. — Autre montage avec prérégulation par thyristor basé sur un déclenchement par niveau continu. (Documentation SESCOSEM).

RÉGULATION D'INTENSITÉ PAR REDRESSEURS CONTRÔLÉS

Il est tout aussi facile de réguler l'intensité moyenne d'un redresseur commandé en agissant sur l'angle de retard à l'allumage des thyristors non plus au moyen d'une fraction de la tension de sortie, mais à partir de la chute de tension aux bornes d'un shunt et dûment amplifiée. Nous en donnons un exemple pratique à la figure IX-12. Il s'agit de la partie « source à courant constant » d'un ensemble d'alimentation d'une lampe au Xénon de 150 W qui délivre une intensité constante de 10 A sous une tension d'environ 15 Volts. On ne pourra s'empêcher de remarquer la grande ressemblance qui existe entre ce schéma et celui de la figure IX-8. Il est fait usage du même type de redresseur par pont mixte, commandés par un relaxateur à U.J.T. à rampe et piedestal associé à un amplificateur différentiel qui compare la chute de tension aux bornes du shunt R_2 à une tension de référence prélevée au pied du diviseur résistant $R_{106} - R_{102}$. Notons que la diode D_4 nécessaire dans le cas envisagé d'alimentation d'une lampe au Xénon, pour éviter l'application des impulsions à haute tension d'amorçage de la lampe au redresseur commandé peut être supprimée pour d'autres applications.

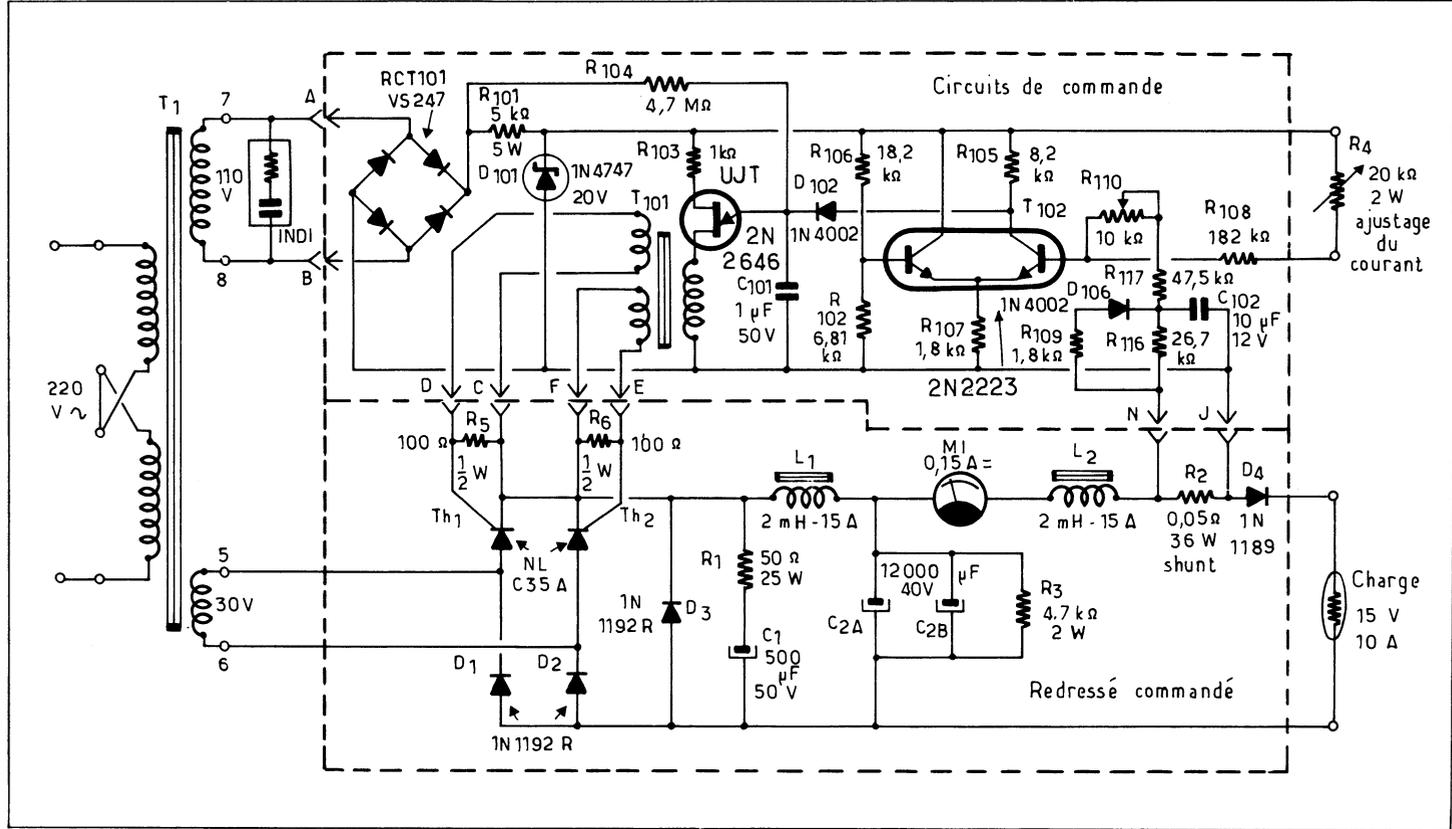


Fig. IX-12. — Pour passer de la régulation de tension à la régulation de courant il suffit de prélever le signal de contrôle aux bornes d'un shunt monté en série avec la charge (Résistance R_2) (D'après une documentation Eimac).

RÉGULATION PAR DÉCOUPAGE: PRINCIPES GÉNÉRAUX

Ainsi qu'il est possible de le constater par un examen, même superficiel, de la figure IX-13 il n'y a pas de différence fondamentale entre un régulateur de tension à découpage et un régulateur par redresseur commandé. Les deux principales différences sont :

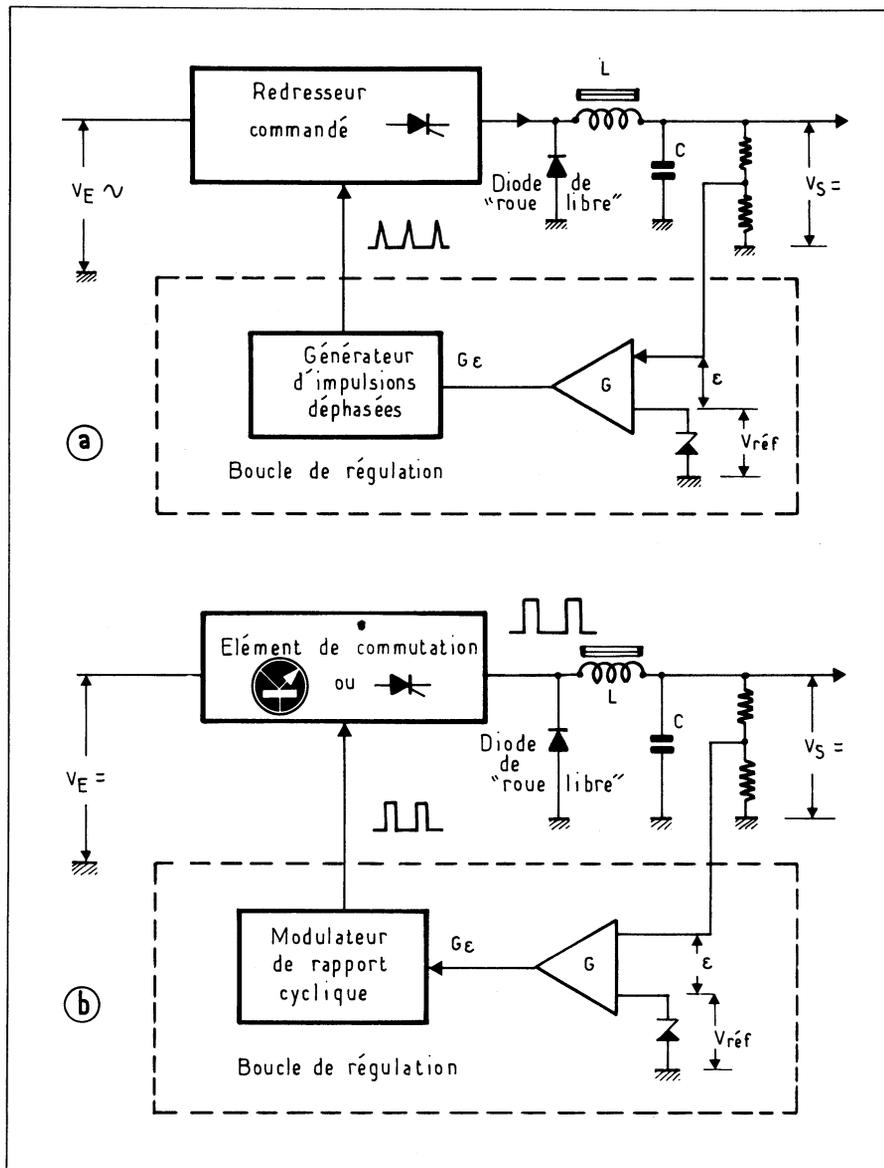


Fig. IX-13. — La différence de conception entre un régulateur à redresseur commandé (a) et un régulateur par découpage (b) n'est pas bien grande.

— dans un régulateur commandé, c'est au niveau du redressement que s'effectue la régulation tandis que dans un régulateur à découpage c'est après redressement et filtrage qu'elle a lieu.

— alors que dans un régulateur par redresseurs commandés la fréquence de découpage est fixée par principe (à la fréquence du réseau) dans un régulateur à découpage la fréquence peut être aussi élevée que les caractéristiques des composants le permettent. Il est alors possible d'agir sur le rapport cyclique des impulsions de commande du semiconducteur de commutation (transistor ou thyristor) soit en conservant fixe la durée de commutation et en jouant sur la fréquence, soit au contraire en agissant sur la durée de conduction à fréquence fixe soit encore en agissant simultanément sur ces deux paramètres.

Quelle que soit la solution retenue le principe général reste le même : un circuit passe-bas L-C intègre les impulsions de tension pour donner une tension continue aux bornes du condensateur de filtrage (1). Cette tension est comparée à une référence et la tension d'erreur, une fois amplifiée, commande le rapport cyclique des impulsions de commande du commutateur.

Il existe plusieurs types de régulateurs par découpage : ceux mettant en œuvre une commutation par transistor pour les petites et moyennes puissances (2) et ceux dont le commutateur est constitué par un thyristor pour les puissances plus élevées.

Si dans ce second type de montage la durée de conduction du thyristor est fixée par construction tandis que c'est la fréquence de commutation sur laquelle on agit, dans le cas où c'est un transistor qui joue le rôle de commutateur il est possible, par le choix du montage, d'agir à volonté sur le temps de conduction, la fréquence ou les deux.

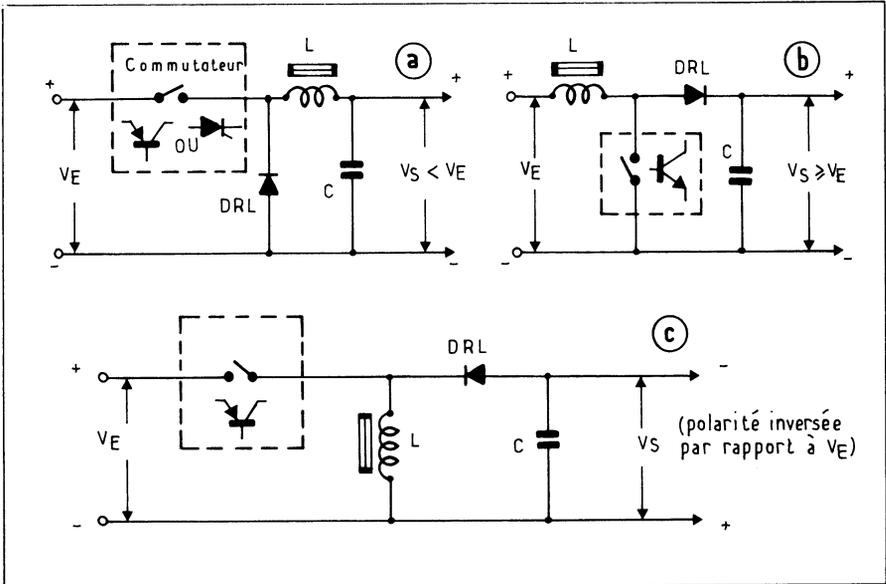


Fig. IX-14. — Les trois principales dispositions des éléments constitutifs d'un montage à découpage (a). Disposition la plus classique : la tension de sortie est obligatoirement inférieure à celle d'entrée. Dans le montage (b) la surtension qui prend naissance aux bornes de l'inductance au moment de l'ouverture du commutateur s'ajoute à la tension d'entrée : la tension de sortie peut être supérieure à celle d'entrée. On peut utiliser le montage (c) pour obtenir une tension de sortie de polarité opposée à celle de l'entrée.

Un autre dispositif de régulation, plus rarement utilisé en basse tension est celui de la figure IX-14-b dans lequel le semiconducteur de commutation alimente périodiquement l'inductance L_1 dans laquelle il s'accumule une énergie qui viendra s'ajouter à la tension

(1) Pour ne pas alourdir ce chapitre nous traiterons l'étude théorique de ces dispositifs en annexe.
 (2) Cependant il existe à l'heure actuelle des transistors permettant d'atteindre de fortes puissances (≥ 1 kW) avec ce type de montage.

d'alimentation lorsque le commutateur s'ouvrira. Ce principe, bien connu depuis longtemps, puisqu'il était utilisé dans les transformateurs de sortie de ligne en télévision pour obtenir la tension d'anode des tubes de puissance, n'est appliqué en basse tension que lorsque l'on désire obtenir une tension de sortie du régulateur, égale ou supérieure à celle d'entrée.

En inversant les positions respectives de l'élément de commutation et de l'inductance on est conduit au montage (c) qui permet d'obtenir une tension *négative* en sortie avec une source d'alimentation primaire *positive*.

DÉCOUPAGE PAR THYRISTOR, LE CIRCUIT MORGAN

Les thyristors sont de meilleurs organes de commutation que les transistors, en particulier pour les grosses puissances, mais ils présentent un inconvénient que n'ont pas les seconds, une fois rendus conducteurs il n'est guère facile d'interrompre le courant qui les traverse. Différents dispositifs ont été imaginés pour parvenir à ce résultat. Le plus usité dans les montages de régulation par découpage est le circuit Morgan (fig. IX-15).

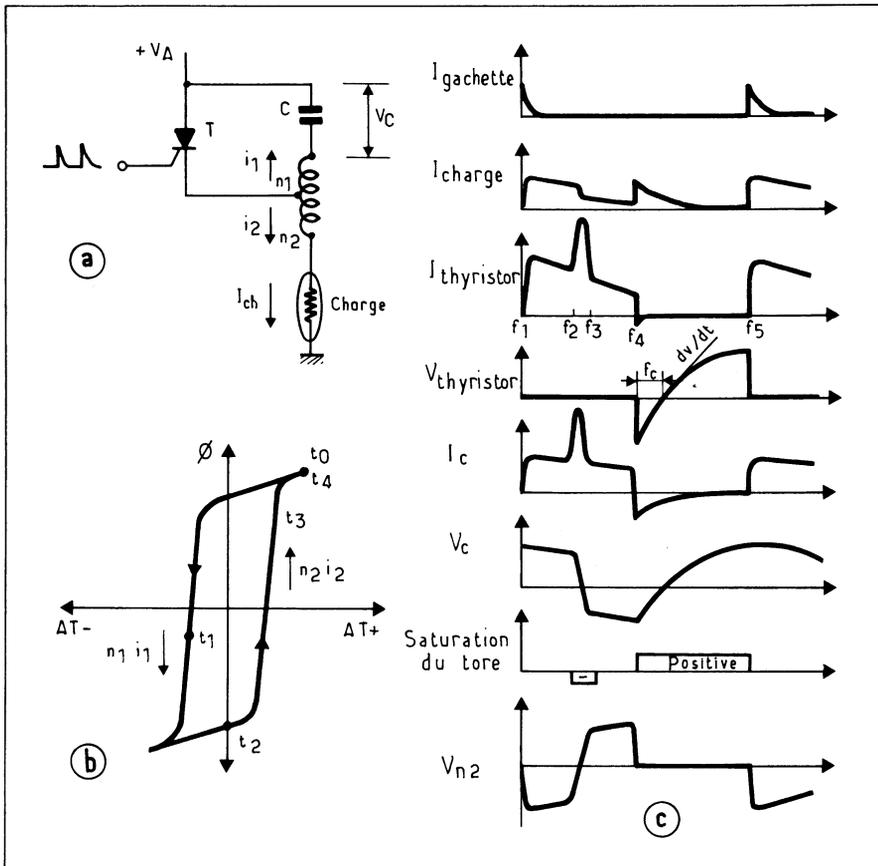


Fig. IX-15. — Schéma de principe (a) et diagramme de fonctionnement (b et c) du montage Morgan.

On remarque que le thyristor est shunté par un circuit L - C, comportant l'enroulement n₁ d'un autotransformateur torique à fer saturable, et le condensateur C.

Pour comprendre le fonctionnement du montage prenons le au moment où le thyristor est désamorçé à la fin du cycle précédent : le condensateur C est chargé à une tension pratiquement égale à la tension d'alimentation V_A et le circuit magnétique du tore est saturé « positivement » (point t_0 de la courbe d'hystérésis). Lorsqu'une impulsion de commande est appliquée à l'électrode de commande du thyristor, ce dernier devenant conducteur le condensateur se décharge à travers l'enroulement n_1 du tore, ce qui a pour premier effet de désaturer le circuit magnétique. Si l'on a établi les enroulements du transformateur de telle manière que les ampères-tours dans n_1 lors de la décharge de C ($n_1 i_1$) soit prépondérants devant ceux induits par le passage du courant appliqué à la charge à travers l'enroulement n_2 ($n_2 i_2$) la décharge du condensateur aura pour effet de provoquer la saturation en sens contraire du circuit magnétique : « négativement ». A cet instant (t_2) l'impédance présentée par le tore est très faible. Mais le courant de décharge de C va décroissant — ce qui est naturel — et les ampères-tours dans n_2 deviennent prépondérants. Nouvelle désaturation du circuit magnétique et le courant i_2 en traversant n_2 — qui joue le rôle de primaire de l'autotransformateur — provoque la naissance d'une tension négative aux bornes de n_1 , laquelle, appliquée à travers le condensateur aux bornes du thyristor va le désamorcer. Ceci provoque l'interruption de i_2 , le condensateur va donc se recharger positivement à travers la charge, ce qui aura pour effet de ramener le circuit magnétique du tore dans l'état de saturation « positive » où nous l'avions trouvé, au début de cette démonstration. A la prochaine impulsion de commande appliquée à la gâchette du thyristor le cycle pourra se reproduire.

Notons que si l'on s'arrange pour que les ampères-tours dus à la décharge de C dans n_1 n'entraînent pas la saturation « négative » du circuit magnétique, la pointe que l'on observe sur la courbe du courant dans le thyristor sera fortement atténuée. En contrepartie le temps de décharge du condensateur sera prolongé — puisque l'on assistera pas à la diminution d'impédance du tore — et la fréquence maximale de commande du thyristor s'en trouvera réduite.

On constate que, dans ce montage, le temps de conduction du thyristor est imposé par les éléments du circuit : caractéristiques du transformateur Tr et valeurs du condensateur C ainsi que du courant dans la charge, ce n'est donc que par « modulation de fréquence » des impulsions de commandes du thyristor que pourra s'effectuer la régulation.

Cette « modulation de fréquence » pourra être obtenue de la même manière que la « modulation de phase » mise en œuvre dans les dispositifs à redresseur contrôlé : relaxateur à transistor unijonction ou bien encore multivibrateur à fréquence commandée par une tension (1).

A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure IX-16 le schéma d'une alimentation 28 V - 10 A mettant en œuvre un découpeur à thyristor, monté selon le montage Morgan, dans lequel la commande du thyristor est obtenue au moyen d'un relaxateur commandé classique, dont nous ne dirons rien de particulier, puisqu'il est sensiblement identique à celui qui équipe le régulateur de tension à redresseur commandé de la figure IX-17. Seule diffère la constante de temps du relaxateur, puisque dans le cas de commande d'un découpeur de type Morgan, c'est dans une gamme centrée aux environs de 1 à 5 kilohertz, que doit osciller le relaxateur.

DÉCOUPAGE PAR TRANSISTORS

Nous avons vu les trois principaux montages de l'élément commutateur à la figure IX-14 : commutation série avec inductance série, le mode le plus classique, commutation parallèle avec inductance série pour obtenir une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée et enfin commutation série avec inductance parallèle pour réaliser l'inversion de polarité de la tension de sortie par rapport à celle d'entrée.

Si nous utilisons non plus un unique élément de commutation mais *deux commandés en opposition de phase*, il devient possible, en utilisant des associations de diodes et de

(1) Différents types d'oscillateurs à fréquence contrôlée par une tension ont été décrits dans l'ouvrage « Les oscillateurs, générateurs et conformateurs de signaux » de R. Damay.

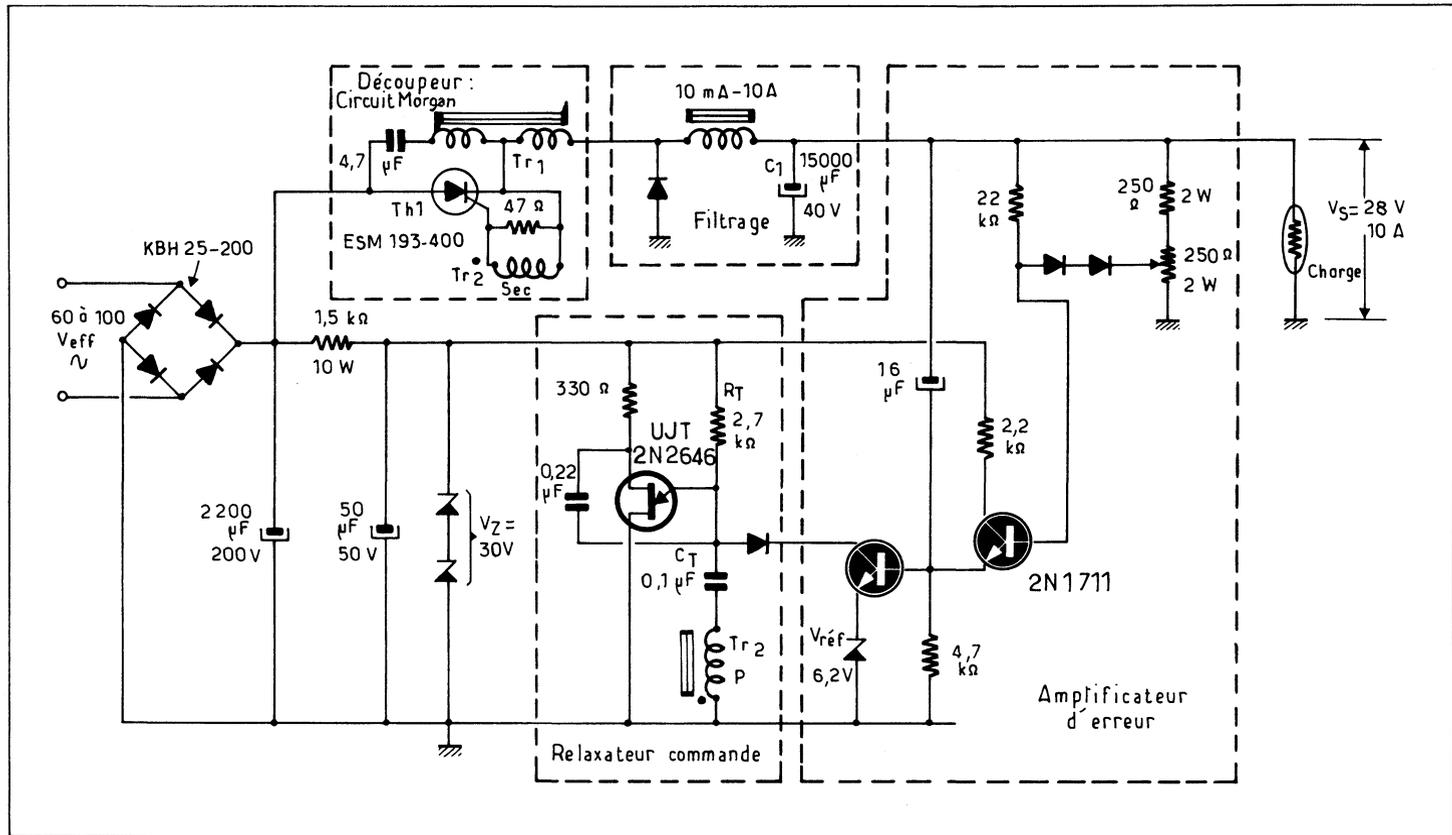
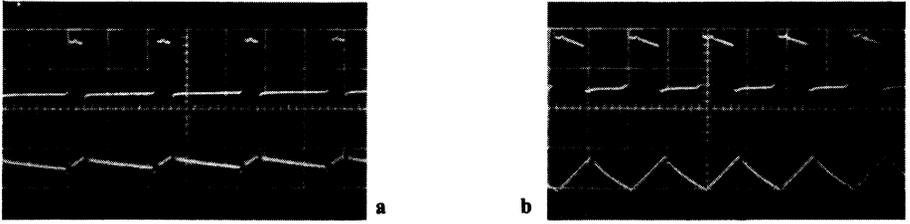


Fig. IX-16. — Régulateur à découpage mettant en œuvre un thyristor monté dans un circuit Morgan. (D'après une Documentation Sescossem).



Osc. IX-2. — Tension aux bornes (trace supérieure) et courant dans l'inductance (trace inférieure) dans un régulateur à découpage « normal » (a) et inverseur de polarité (b) (schéma (c) de la figure IX-14). Réglages de l'oscilloscope: $X = 10\mu\text{s}/\text{cm}$. Y_1 (tension) $10\text{ V}/\text{cm}$, Y_2 (courant): $1\text{ A}/\text{cm}$.

condensateurs, comme dans les montages multiplicateurs de tension, de s'affranchir de ce composant toujours délicat à calculer et à réaliser, qu'est l'inductance. Ceci nous conduit aux schémas de la figure IX-17.

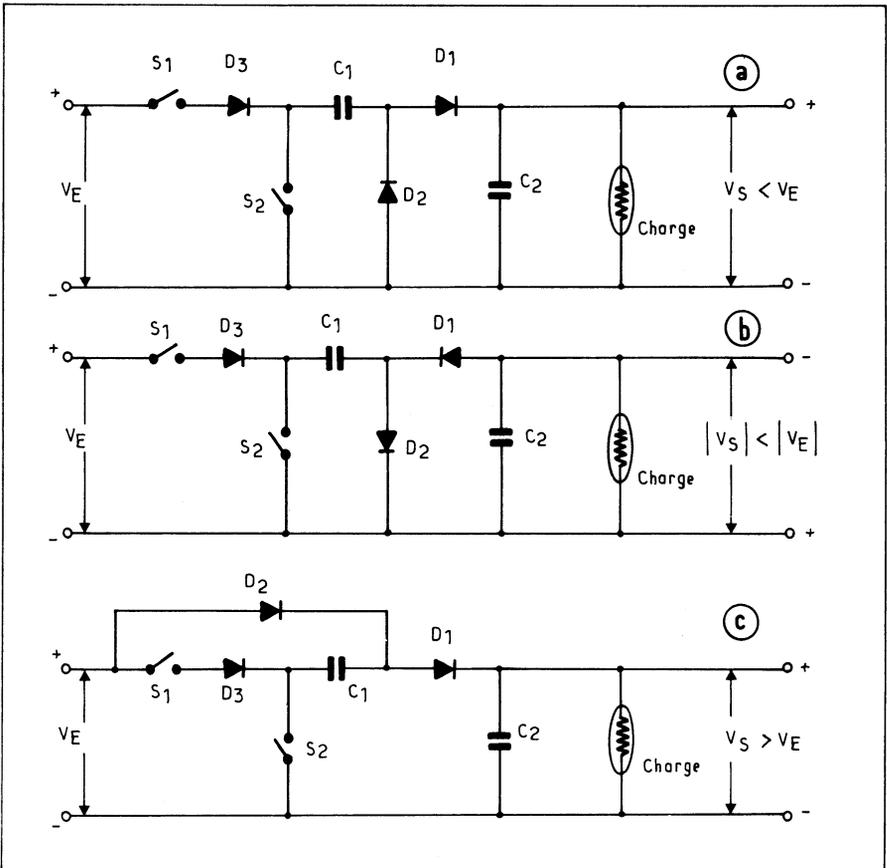


Fig. IX-17. — Grâce à l'emploi de deux éléments de commutation fonctionnant en opposition de phase il est possible de s'affranchir de ce composant encombrant et souvent malaisé à réaliser qu'est une inductance.

— Le montage (a), bien qu'apparemment il ressemble à un doubleur de tension de Schenkel, ne fournit pas en sortie une tension double de celle d'entrée, car il n'y a pas inversion de la tension d'entrée, comme dans le cas d'une alimentation en alternatif : lorsque le commutateur S_1 se ferme, les deux condensateurs se chargent en série : il y a donc la demi-tension d'entrée aux bornes de chacun d'entre eux, et lorsque S_1 s'ouvre et que S_2 se ferme, c'est en parallèle qu'ils se déchargent. La tension de sortie est donc *inférieure* à celle d'entrée.

— En inversant le sens des diodes, on obtient le montage (b), qui fonctionne de la même manière, mais fournit en sortie une tension de polarité inverse à celle d'entrée.

— Avec le troisième montage (c), la tension d'entrée vient s'ajouter à travers la diode D_2 , à la demi-tension qui était présente aux bornes des condensateurs après l'ouverture de S_1 : la tension de sortie est donc supérieure à celle d'entrée.

Dans les trois montages, la diode D_3 montée en série avec le transistor de commutation série, est nécessaire pour éviter qu'une tension inverse dangereuse ne soit appliquée à la jonction base-émetteur de ce transistor.

Nous croyons également utile de préciser que dans ce type de montage, il est nécessaire qu'il y ait un léger « blanc » entre la conduction des deux transistors de commutation, afin d'éviter que — du fait du temps de stockage du transistor qui cesse d'être conducteur — ils ne se trouvent un court instant conducteur simultanément (c'est le problème bien connu en logique dans les circuits de sortie du type « totem - pôle »).

Intéressons-nous maintenant aux circuits de commande des transistors de commutation. On peut considérer deux types de montages :

— Ceux comportant un oscillateur commandé indépendant (Pilote).

— Ceux dans lesquels le transistor de commutation fait partie de la boucle de réaction, qui permet l'oscillation du montage.

Du point de vue pratique, si le second montage permet des réalisations simples et économiques, il présente l'inconvénient de délivrer une tension de sortie moins bien filtrée que le premier, car c'est la résiduelle de ronflement qui est justement utilisée pour entretenir l'oscillation. Avec des montages à grand gain on peut maintenir la tension résiduelle de ronflement à une valeur acceptable — quelques dizaines de millivolts — mais si l'on désire éliminer plus complètement cette tension indésirable, il faut avoir recours à un second étage de filtrage, qui diminue notablement les qualités de simplicité et d'économie du montage.

Le second type de montage par contre peut délivrer une tension aussi bien filtrée qu'on le désire, puisque l'oscillateur de commande de l'élément de commutation est séparé. En contrepartie il nécessite un schéma sensiblement plus complexe que le précédent, ce qui, depuis peu n'est plus un handicap, puisque plusieurs constructeurs sont parvenus à réunir sous la forme de circuits intégrés, les différents éléments d'un régulateur à découpage à oscillateur séparé. Nous en examinerons quelques-uns en détail un peu plus loin, car certains comportent des dispositions très instructives.

MONTAGES A OSCILLATEURS SÉPARÉS

Ce type de schéma est sans doute le plus ancien système de régulation par commutation. Il fait appel à un oscillateur pilote à fréquence fixe et a un dispositif de modulation du rapport cyclique du signal issu de cet oscillateur.

A cause de la relative complexité des schémas utilisés cette méthode — appelée modulation en largeur d'impulsion (*Pulse Width Modulation* : P.W.M. dans la littérature de langue anglaise) avait un temps cédé le pas aux régulateurs auto-oscillants. Elle retrouve une nouvelle jeunesse grâce à l'apparition des circuits intégrés auxquels il a été fait allusion plus haut.

Un montage qui a eu un certain succès naguère est celui de la figure IX-18. Il s'agit d'un multivibrateur asymétrique dont la constante de temps de charge de l'un des deux condensateurs qui déterminent la période de conduction des transistors, est fonction de la tension d'erreur ϵ . Les transistors T_1 et T_2 constituent un amplificateur différentiel, qui compare la tension mesurée aux bornes d'un diviseur placé à la sortie du régulateur, à la tension de référence. Les sorties de cet amplificateur commandent deux transistors T_5 et T_6 montés également en paire à longue queue et qui jouent le rôle de sources de courant

pour la charge de condensateurs C_1 et C_2 dont dépendent les périodes de conduction des transistors T_3 et T_4 montés en multivibrateur astable. Toute augmentation de la tension d'écart aura pour effet de diminuer la période de conduction de T_4 et par conséquent celle du transistor de commutation qui lui est associé par l'intermédiaire d'un étage d'amplification inverseur (T_7 et T_8 du schéma général (b)). Sur ce schéma général on constate que, l'ensemble multivibrateur commandé — source de référence étant alimentée par la tension de sortie du régulateur il est nécessaire, pour que le montage démarre, d'alimenter temporairement ledit ensemble avant régulation en fermant le poussoir S_1 . Cette disposition constitue une protection efficace contre les courts-circuits puisque, en cas de disparition de la tension de sortie le multivibrateur cessera automatiquement d'être alimenté et par conséquent, le transistor de commutation T_9 , privé de courant de base deviendra inopérant. Remarquons que ce montage est assez ancien — nous l'avons un peu rajeuni en l'équipant de transistors plus modernes que ceux qui l'équipaient à l'origine. Il délivre une tension de sortie de 20 Volts sous 5 A avec un taux de régulation en fonction de la charge de l'ordre de 0,05% (entre zéro et la pleine charge) et en fonction de la tension d'entrée de 0,05% pour une variation du réseau de $\pm 20\%$.

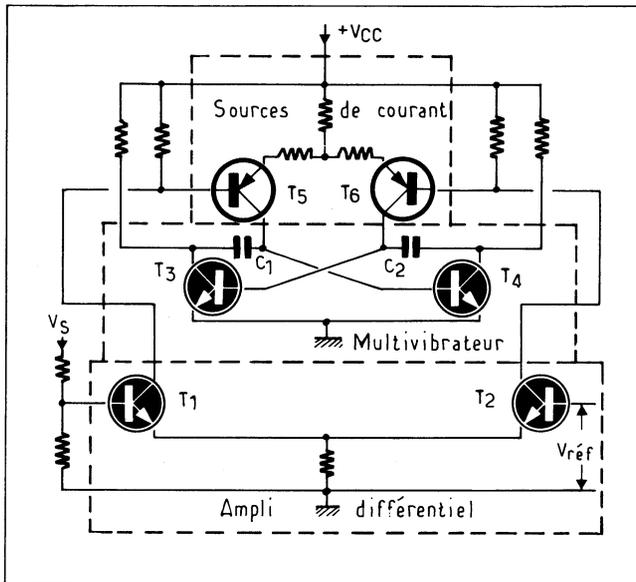


Fig. IX-18-a. — Ce multivibrateur à rapport cyclique variable est le cœur du montage de la figure IX-18 b.

Le dispositif que nous venons de décrire est à fréquence fixe et rapport cyclique variable car lorsque la période de conduction de l'un des transistors s'allonge celle de l'autre diminue d'environ autant. Il existe une autre méthode pour parvenir au même résultat, c'est celle schématisée à la figure IX-19. Elle consiste à comparer la tension d'erreur dûment amplifiée à un signal en dent de scie d'amplitude constante et à fréquence fixe. Le mode de fonctionnement de ce dispositif est aisé à comprendre en s'aidant du diagramme (b) sur la même figure. On voit tout de suite que les impulsions positives issues du comparateur, et par conséquent les périodes de conduction du transistor de commutation, seront d'autant plus longues que la tension d'erreur amplifiée — Ce sera plus faible. De cette augmentation de la durée des périodes de conduction il résultera une augmentation de la tension aux bornes du condensateur de sortie du filtre L - C.

Ce principe peut être mis en application aussi bien avec des circuits à composants discrets — c'est un peu vieux jeu, mais nous donnons tout de même un schéma de principe à la figure IX-20-a, ou la rampe est fournie par un relaxateur à U.J.T. — on peut également utiliser des circuits intégrés linéaires — autre exemple (en b) sur la même figure

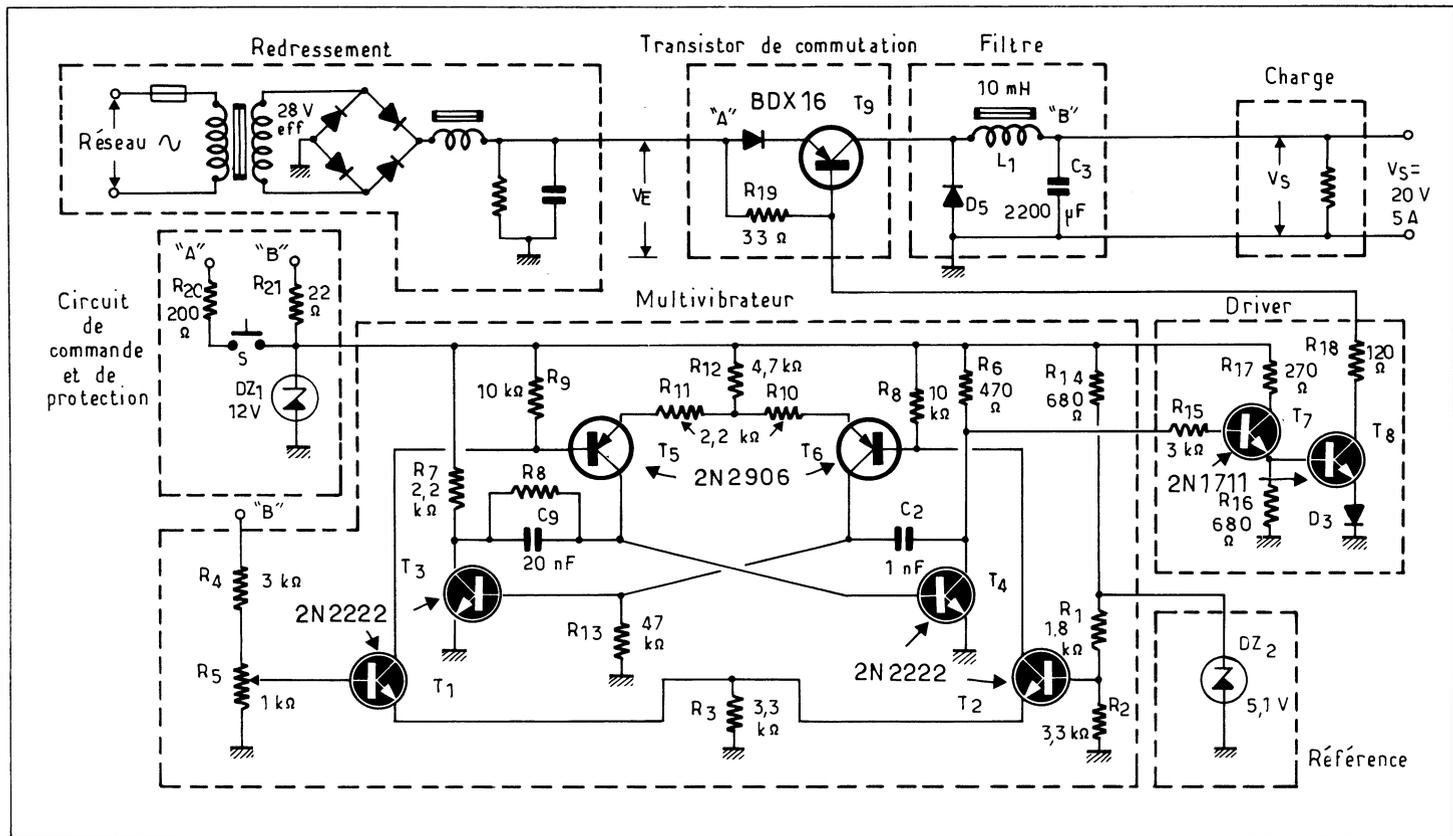


Fig. IX-18-b. — Régulateur à découpage piloté par le multivibrateur de la figure IX-18-a.

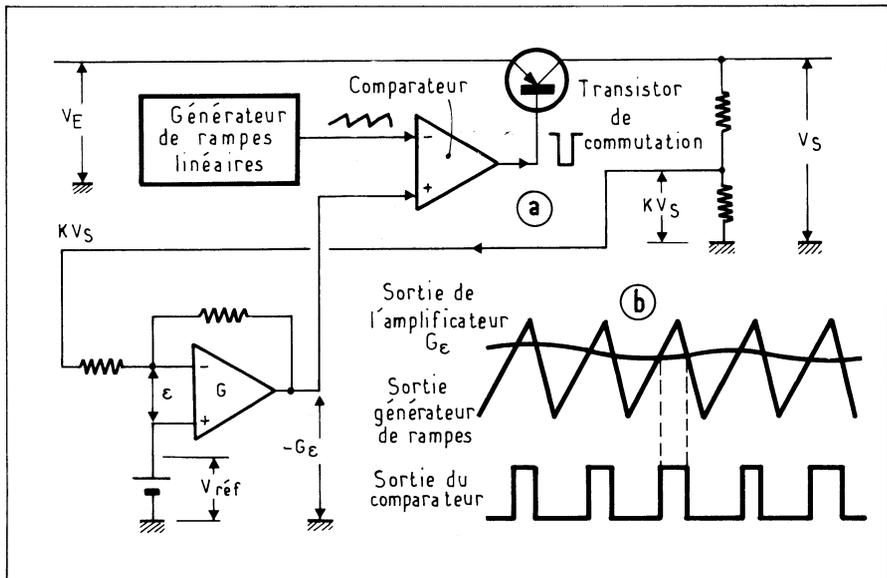


Fig. IX-19. — Une autre méthode pour obtenir la modulation en largeur d'impulsions consiste à comparer le signal d'erreur amplifié $G\epsilon$ à une rampe d'amplitude constante.

— mais à l'heure actuelle tous les éléments sont réunis dans un unique circuit intégré tels le MC 3520 (Motorola) ou SG 1524 (Silicon General). C'est ce dernier C.I. que nous allons «décortiquer» en nous aidant de la figure IX-21.

Ce dispositif comporte :

— un régulateur de tension linéaire qui fournit une tension de 5 Volts qui servira d'une part de référence de tension pour le régulateur à découpage, et, d'autre part, à l'alimentation des différents circuits élémentaires de ce dernier.

— un générateur de rampes linéaires, dont la fréquence d'auto-oscillation peut être ajustée au moyen de composants extérieurs R_T et C_T , entre quelques centaines de hertz et 100 kHz. Les brèves impulsions correspondant au retour de la dent de scie ainsi engendrée, sont accessibles au même titre que le signal rampe : elles sont utilisées au déclenchement d'un :

— bistable destiné à engendrer un signal carré symétrique à fréquence moitié de celui délivré par l'oscillateur pilote.

— un amplificateur de tension d'erreur qui compare une fraction de la tension régulée à la référence, et amplifie — avec un gain maximal de 80 dB (10^4) — la tension d'erreur ainsi obtenue. Ce gain est ajustable à volonté par l'utilisateur au moyen d'une résistance extérieure branchée entre la borne 9 (compensation) et la masse.

— ce signal d'erreur ainsi amplifié est à son tour comparé au signal rampe au moyen d'un comparateur à basculement rapide. Il en résulte un signal rectangulaire dont la durée est d'autant plus grande que la rampe recoupe plus près de l'origine, le signal d'erreur amplifié $G\epsilon$.

— ces signaux rectangulaires sont appliqués aux entrées de deux portes NI qui reçoivent le signal des sorties Q et \bar{Q} du bistable. Les signaux issus de ces portes présenteront donc un rapport cyclique inversement proportionnel au signal d'erreur. De plus une troisième entrée de ces portes NI reçoit les brèves impulsions issues du générateur pilote. Cette disposition a pour but de «marquer un blanc» entre les conductions des transistors de sortie T_1 et T_2 de manière à éviter qu'ils ne soient conducteurs simultanément dans certains types de montage (genre «Totem Pôles» par exemple) dont nous verrons des applications dans le chapitre consacré aux convertisseurs et alimentations à découpage à isolement du secteur.

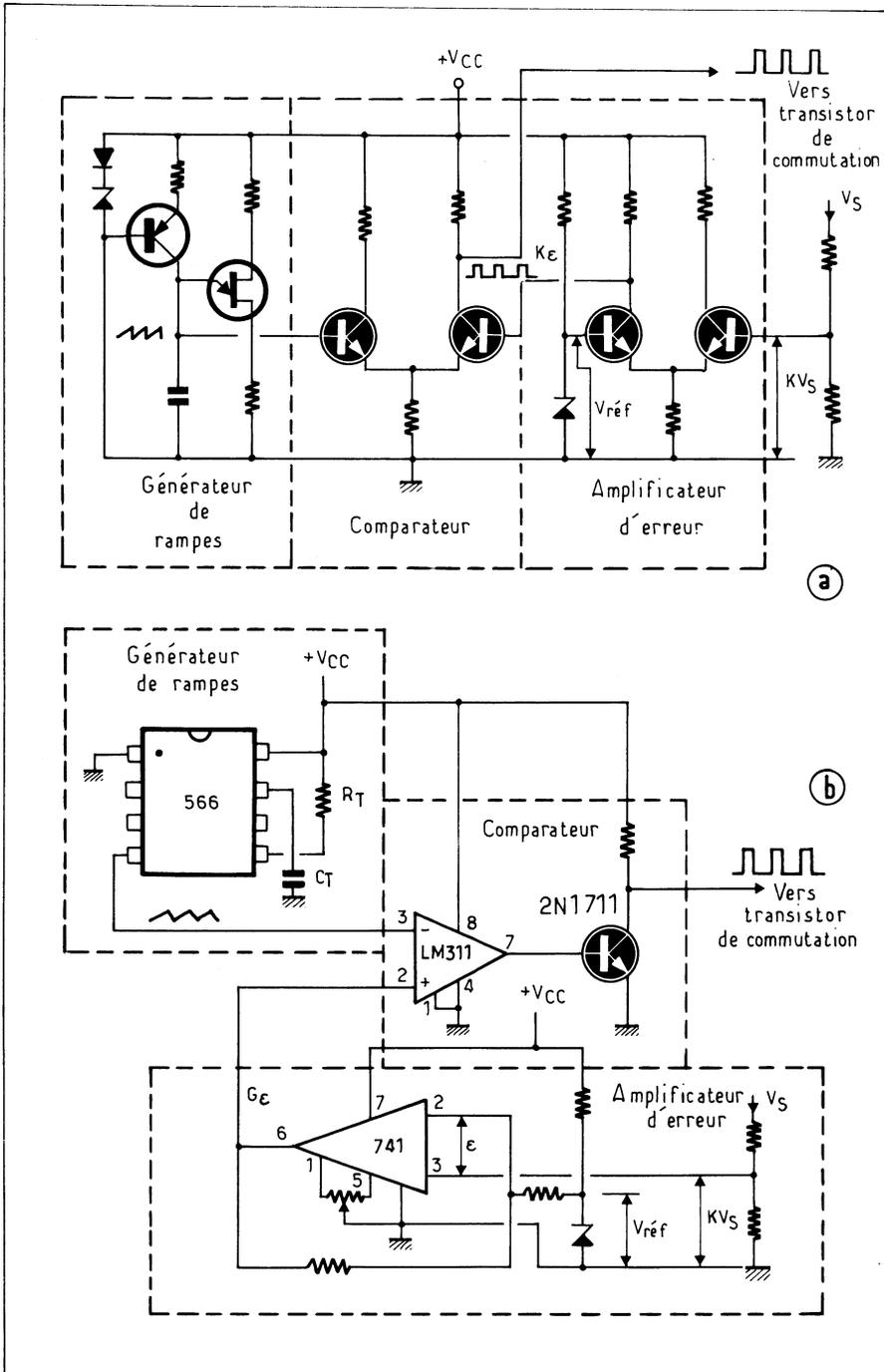


Fig. IX-20. — Un régulateur à découpage par modulation du rapport cyclique peut être réalisé avec des composants discrets (a), ou au moyen de circuits intégrés linéaires (b).

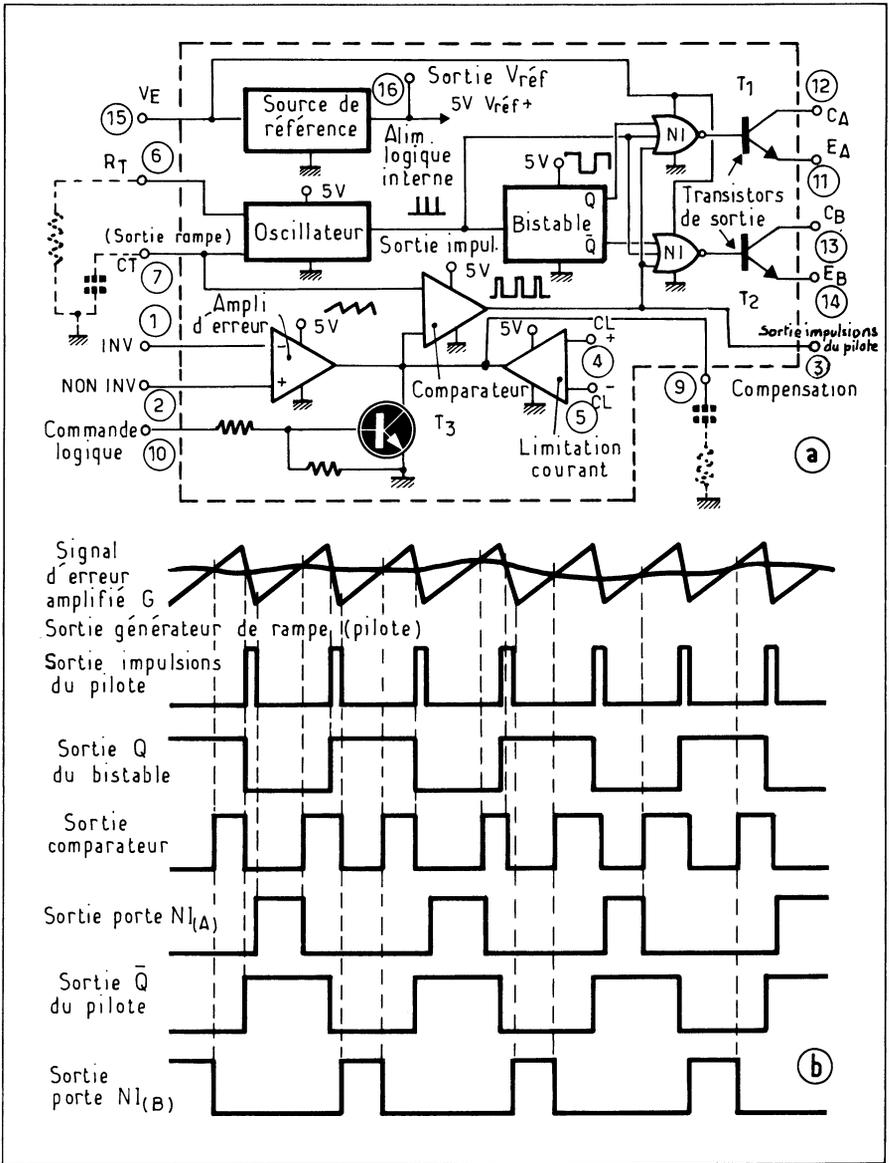


Fig. IX-21. — Le circuit intégré SG 1524 (Silicon General) comporte tous les éléments nécessaires à la commande du transistor de puissance d'un régulateur par découpage à modulation de rapport cyclique (P.W.M.). Les deux transistors de sortie à émetteur et collecteur isolés et commandés en opposition de phase permettant de nombreuses variantes d'utilisation (voir fig. IX-17). En (b) diagramme de fonctionnement.

Le fonctionnement de l'ensemble est, espérons-nous rendu clair par le diagramme de la figure IX-21-b.

Le dispositif est complété par :

— un amplificateur de mesure du courant, dont la sortie est branchée en parallèle avec celle de l'amplificateur de tension d'erreur, de telle manière que lorsque la tension

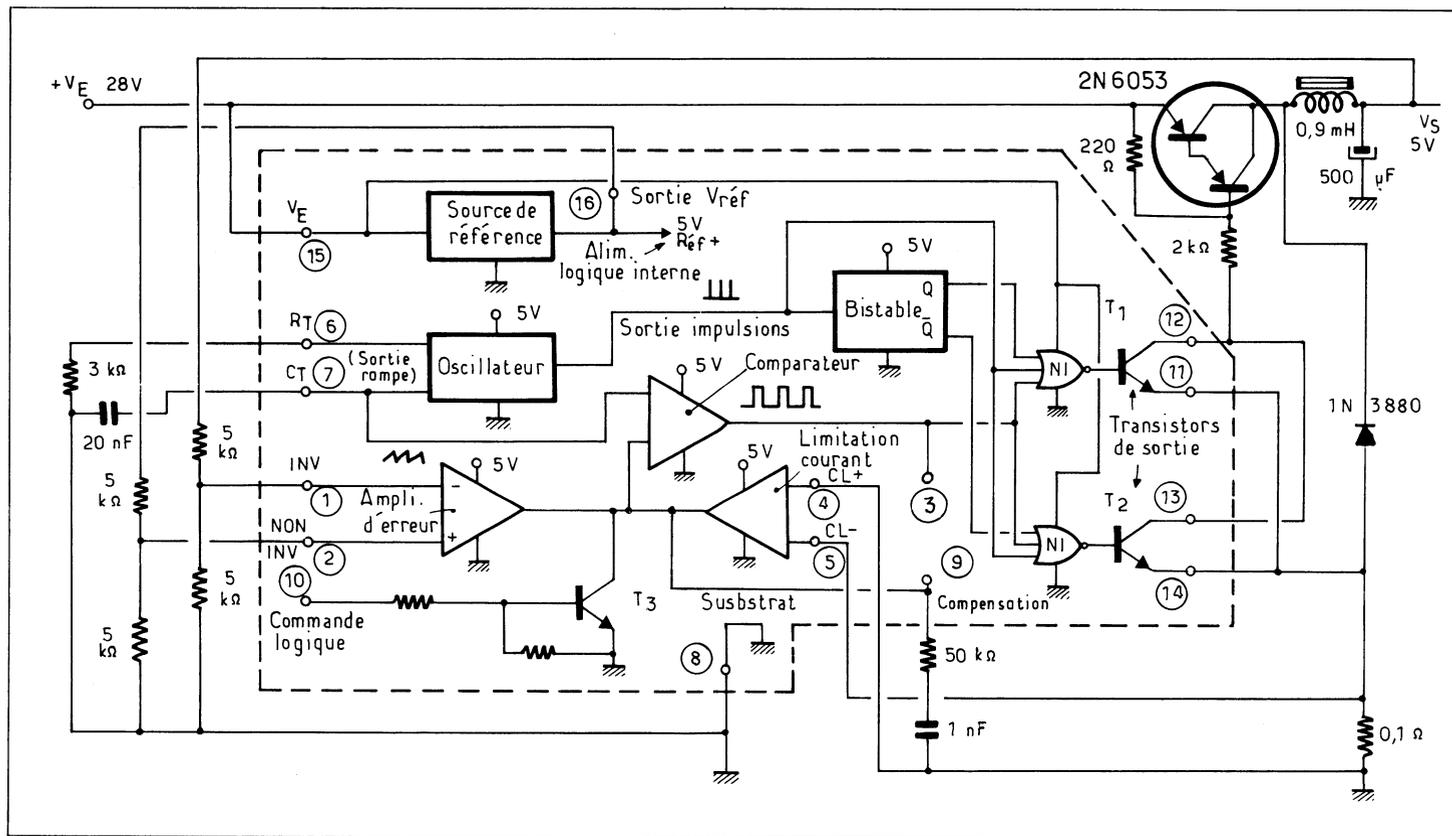


Fig. IX-22. — Un C.I. SG 1524 et quelques composants extérieurs permettent de réaliser une alimentation régulée à découpage 5 V - 1 A à haut rendement.

mesurée aux bornes d'un shunt monté en série avec la tension de sortie dépasse un certain seuil, l'entrée correspondante des portes NI de commande des transistors de sortie, soit inhibée.

— un transistor monté en inverseur logique qui permet la commande à distance de l'alimentation au moyen d'un signal logique compatible T.T.L.

Ce qui précède étant assimilé, le montage de la figure IX-22 qui fournit une tension régulée de 5 V - 1 A avec une stabilité de 0,2% environ tant en fonction de la tension d'entrée que de la charge, ne nécessite pas de commentaire. Le rendement de ce montage, avec une tension d'entrée de 28 Volts est de 75% pour le débit maximal de 1 A. Avec un montage régulateur linéaire ce rendement serait tombé à 17,8%.

MONTAGES AUTO-OSCILLANTS

Les montages que nous venons d'examiner avaient en commun la présence d'un oscillateur pilote pour la commande de la base du transistor de découpage. Il est cependant possible de réaliser des schémas plus simples dans lesquels la fréquence ainsi que le rapport cyclique du signal de découpage dépendent essentiellement des éléments du montage. Pour parvenir à un tel résultat, le plus simple consiste à prendre un régulateur

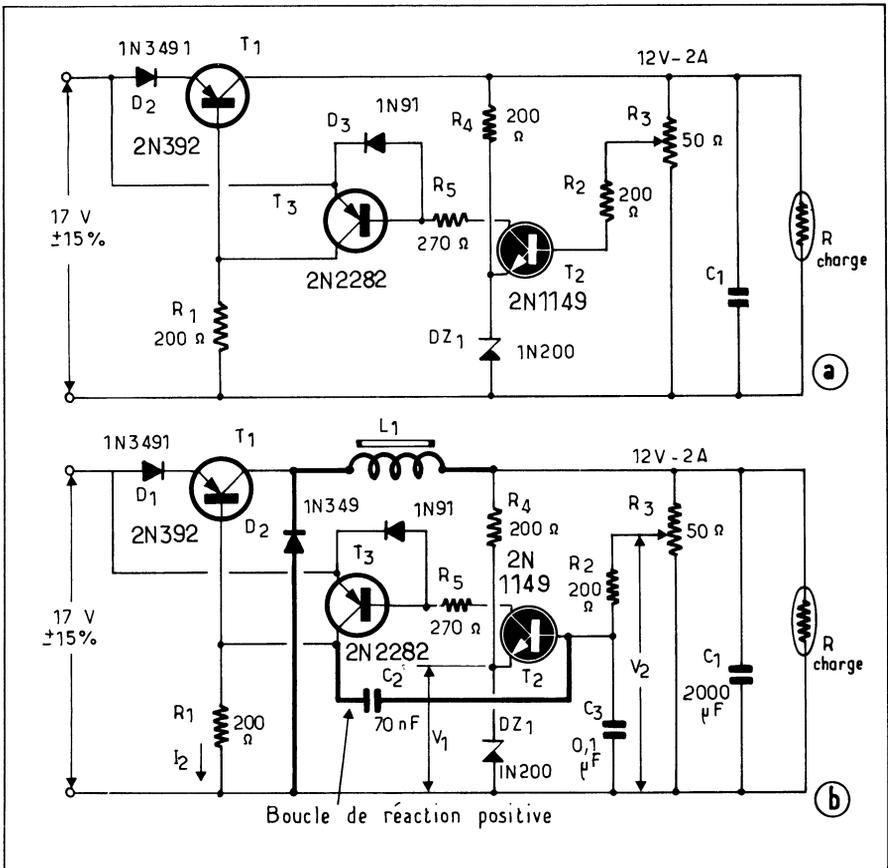


Fig. IX-23. — Il suffit d'ajouter une boucle de réaction positive — condensateurs C_2 et C_3 — ainsi que l'indispensable réseau $D_2 - L_1$ au régulateur linéaire (a) pour le transformer en régulateur par découpage (b). (Documentation Delco Electronics).

linéaire classique associé à l'inévitable réseau Inductance — Capacité de filtrage — Diode «de roue libre», et d'introduire dans le montage un taux de réaction positive suffisant, pour en provoquer l'auto-oscillation.

Ainsi, le régulateur linéaire simple de la figure IX-23-a associé aux éléments L , C , D_{RL} se transforme en régulateur à découpage, grâce à l'adjonction du simple condensateur de réaction C_2 , qui transforme l'amplificateur de tension d'erreur, constitué par les transistors T_2 et T_3 , en multivibrateur asymétrique (fig. IX-23-b).

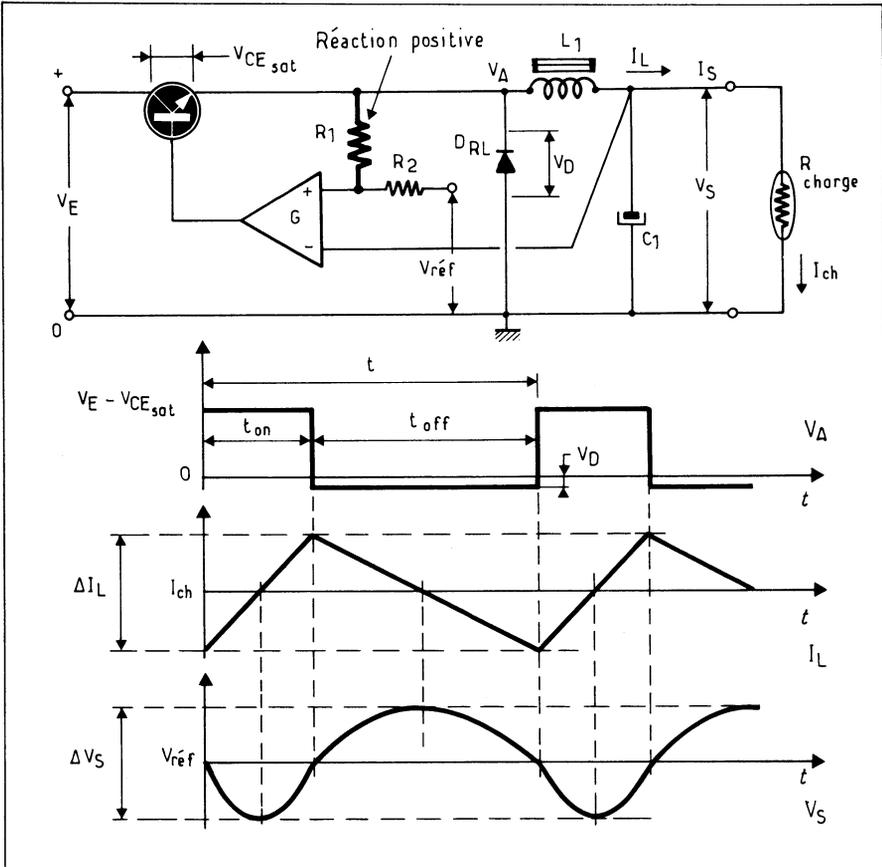


Fig. IX-24. — Schéma de principe d'un régulateur par découpage auto-oscillant.

Mais ne nous contentons pas d'une explication aussi simple, et entrons dans les détails, en nous référant au schéma de principe de la figure IX-24.

Lorsque le transistor de commutation T_1 se sature le courant dans l'inductance L_1 croît linéairement (1) selon l'équation :

$$V_E - V_S = L_1 (\Delta I_1 / t_{on})$$

Ce courant contribue d'une part à la charge du condensateur de filtrage C_1 et d'autre part au courant dans la charge I_{ch} .

(1) On suppose négligeable la résistance ohmique de l'inductance.

La tension V'_{Ref} sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur d'erreur peut être donné par la formule approchée :

$$V'_{\text{Ref}} \approx V_{\text{Ref}} + V_E (R_1 / R_2)$$

Avec $R_2 \ll R_1$

Le terme $V_E (R_1 / R_2)$ représente l'hystérésis (V_H) introduit dans l'amplificateur d'erreur, fonctionnant en comparateur, par la réaction positive due à R_1 .

Lorsque la tension de sortie V_S atteindra la valeur V'_{Ref} , ledit comparateur basculera et commandera le blocage du transistor de commutation. Le courant dans L_1 décroît alors — car il peut se refermer à travers la diode de roue libre D_{RL} — le point A du montage se trouvant maintenant à une tension directe de diode V_D en-dessous du potentiel de la masse. La décroissance de ce courant peut être exprimée à partir de l'équation approchée :

$$V_S = L_1 (\Delta I_L / t_{\text{off}})$$

Tant que ce courant est supérieur à celui demandé par la charge, le condensateur C_1 reste chargé — car il ne participe pas à la fourniture du courant I_{ch} . Mais dès que I_L deviendra plus petit que I_{ch} , C_1 commencera à se décharger et V_S à décroître. Bientôt V_S atteindra la valeur légèrement inférieure à V'_{Ref} pour laquelle le comparateur rebasculera pour ramener T_1 dans l'état de saturation qui permettra au cycle de se reproduire.

De ce qui précède on peut déduire que la tension de sortie d'un tel montage est *obligatoirement* entaché d'un certain pourcentage de ronflement. La tension de crête à crête de cette tension alternative parasite est légèrement supérieure à l'hystérésis V_H car, en fait le courant dans l'inductance continue à charger quelque peu C_1 après que T_1 ait cessé de conduire.

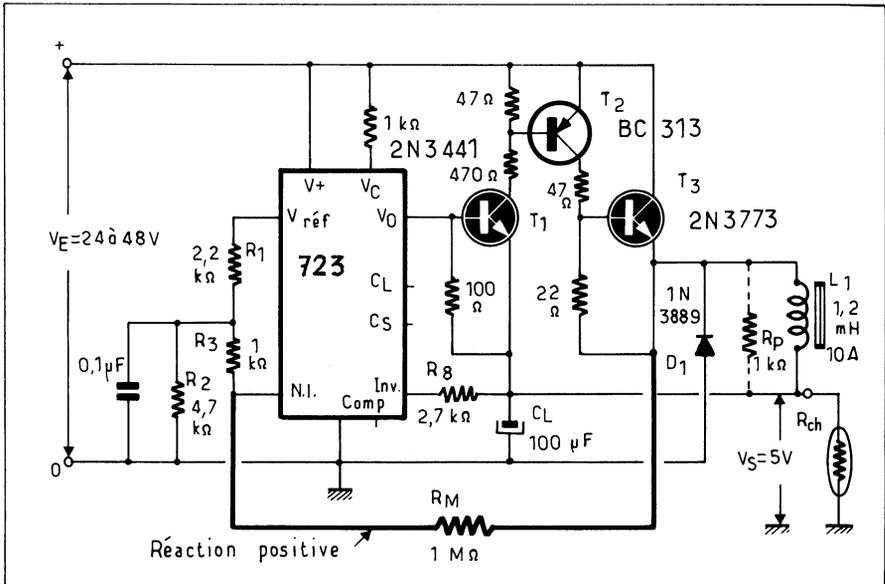


Fig. IX-25. — Les régulateurs intégrés linéaires ajustables se prêtent bien à la réalisation de régulateurs par découpage. (Documentation Fairchild).

Pour illustrer ce qui précède, nous donnons à la figure IX-25 le schéma de principe d'un régulateur à découpage mettant en œuvre un circuit intégré régulateur linéaire du

type 723 associé aux transistors T_1 à T_3 pour obtenir un courant de sortie de 10 A sous 5 Volts. L'auto-oscillation est obtenue grâce à la résistance R_M .

Les performances obtenues sont les suivantes :

- Régulation en fonction de la charge $V_S = 80$ mV pour $I_{Ch} = 2$ A.
- Régulation en fonction de la tension d'entrée : $V_S = 10$ mV lorsque V_E passe de 24 à 48 Volts.

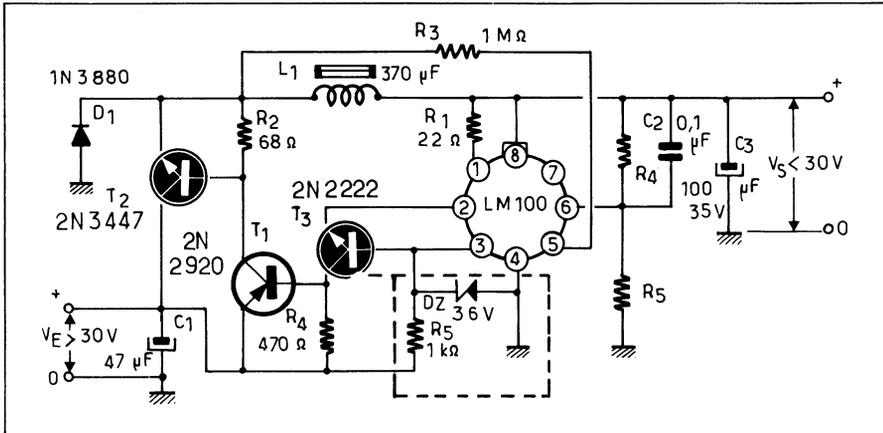


Fig. IX-26. — Lorsque la tension d'entrée risque de dépasser une trentaine de volts il est prudent d'alimenter le circuit intégré linéaire utilisé « en découpage » par une tension plus faible fixée par une diode de Zener (encadrée sur le schéma) de manière à le protéger contre d'éventuelles surtension destructives. De plus cela contribue à isoler ledit circuit intégré du bruit en provenance de la source primaire. (Documentation N.S.C.).

Dans ce type de montage, lorsque la tension d'entrée dépasse — ou risque de dépasser la tension maximale admise par le régulateur linéaire intégré, il est possible d'alimenter ce dernier à partir d'une tension plus faible stabilisée au moyen d'une diode de Zener — ce qui en fait est favorable aux performances du montage — c'est ce qui se passe dans le schéma de la figure IX-26 où la tension de la borne 3 (entrée non régulée) est maintenue à une tension inférieure à la valeur maximale admissible au moyen de la diode DZ ($V_Z = 36$ V).

CAS DES RÉGULATEURS INTÉGRÉS TRIPOLAIRES (fig. IX-27)

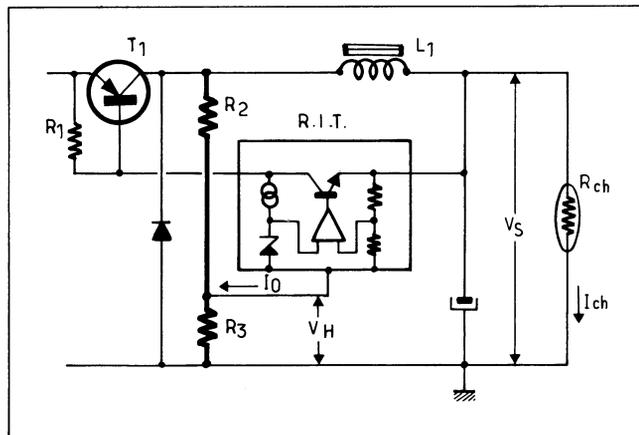


Fig. IX-27. — Si l'on emploie un régulateur intégré tripolaire (R.I.T.) pour la réalisation d'un régulateur par découpage, c'est le pont de résistance $R_2 - R_3$ qui assure la réaction positive nécessaire au fonctionnement du montage.

La solution réside dans l'association d'un régulateur à découpage qui « approche » la tension d'entrée d'un régulateur linéaire, à une valeur voisine de la tension désirée en sortie, de manière que le transistor ballast de ce dernier travaille avec une très faible tension à ses bornes; en pratique, très proche de la saturation. De cette manière, la puissance dissipée par ledit ballast est faible, et meilleur est le rendement de l'ensemble: le régulateur linéaire a surtout pour but — et pour effet — dans ce montage, de filtrer les ondulations résiduelles du pré-régulateur à découpage — ondulation résiduelle de filtrage, et également celles, à très basse fréquence, dues aux imperfections de pré-régulation, tout en éliminant la constante de temps de réponse élevée du pré-régulateur.

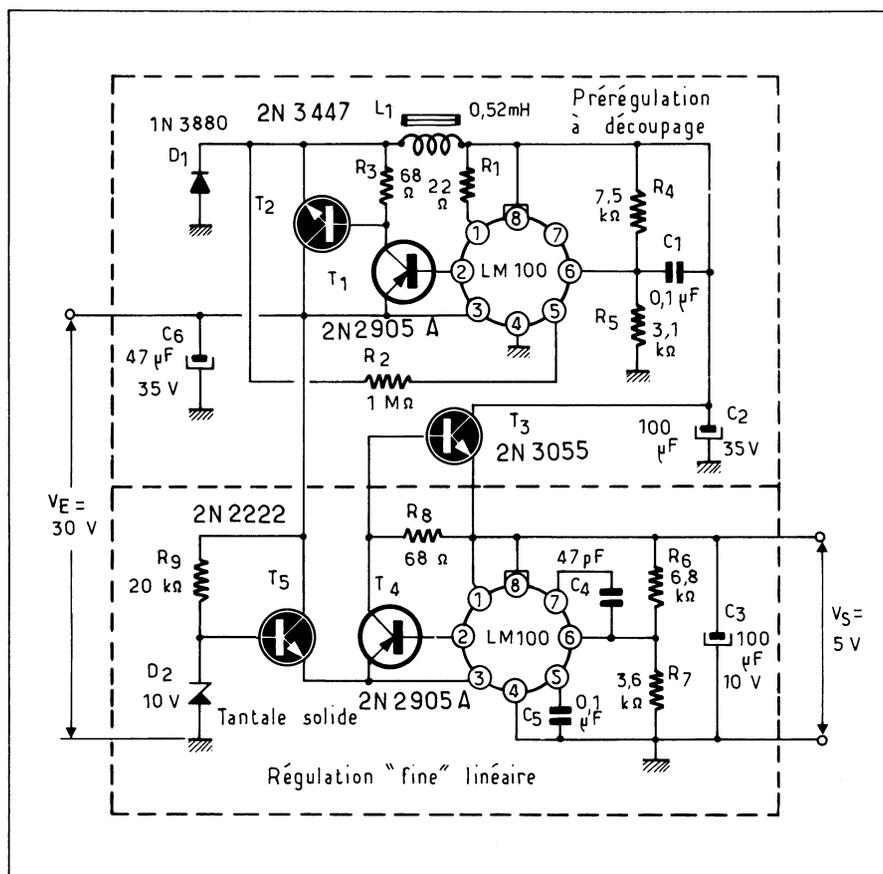


Fig. IX-29. — Si l'on fait précéder un régulateur linéaire fonctionnant avec une très faible tension aux bornes du ballast par un régulateur par découpage on obtient un montage qui possède les qualités — à peine atténuées, surtout en ce qui concerne le rendement — des deux types de régulateurs. (Documentation National Semiconductor).

Nous reproduisons à la figure IX-29, le schéma d'un tel montage capable de fournir une tension de 5 V - 5 A. Afin d'isoler le régulateur linéaire du bruit issu de la source non régulée, son circuit intégré de commande — un LM 100 — est alimenté au moyen d'une tension préstabilisée par le transistor T₅, dont la tension de base est maintenue constante par la diode de Zener DZ. C'est le transistor T₃, associé à T₄, qui joue le rôle de ballast du régulateur linéaire, tandis que T₁ et T₂ constituent le commutateur du régulateur à découpage.

Ce dispositif n'est valable que pour les alimentations à tension de sortie fixe. Bien que n'ayant pas eu le loisir d'en faire l'essai, nous pensons personnellement que le principe mis en application à la figure IX-11 avec un prérégulateur à thyristor — asservissement de la tension de sortie du prérégulateur à la chute de tension aux bornes du ballast du régulateur linéaire au moyen d'un coupleur optoélectronique — doit pouvoir s'appliquer aux prérégulateurs par découpage. Aussi suggérons-nous le schéma de principe de la figure IX-30. Il y aura bien un lecteur courageux pour faire l'essai et nous communiquer les résultats...

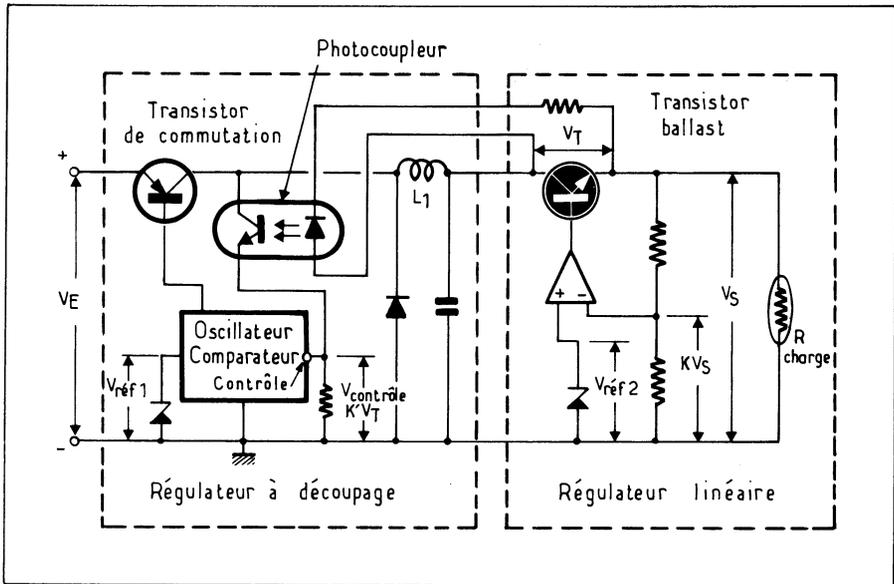


Fig. IX-30. — Il nous paraît évident que l'asservissement de la tension de sortie du pré-régulateur à la chute de tension aux bornes du ballast du régulateur linéaire au moyen d'un coupleur optoélectronique doit donner des résultats satisfaisants. Schéma suggéré par les auteurs. Qui fera l'essai et nous communiquera les résultats ?

SYNCHRONISATION

Lorsque plusieurs régulateurs à découpage sont alimentés par une même source primaire, il y a de gros risques pour que le mélange des signaux de commutation de fréquences diverses dans la source, dont l'impédance n'est évidemment jamais nulle, conduisent à des perturbations de tous ordres — pompage, bruits, etc. Il est alors recommandé de faire travailler tous les régulateurs à découpage sur une fréquence unique. C'est pourquoi certains constructeurs ont prévu une entrée de synchronisation pour les circuits intégrés de commande de régulateurs par découpage de leur fabrication : le MC 3520 Motorola par exemple.

Lorsque l'on utilise des C.I. linéaires pour la constitution des régulateurs par découpage, il est possible de les synchroniser sur un signal pilote, au moyen du montage schématisé à la figure IX-31. Un signal triangulaire d'amplitude supérieure à celle de la résiduelle de la tension de sortie régulée (soit environ 40 à 50 mV de crête à crête) et obtenu par intégration au moyen du réseau $R_3 C_3$ d'un signal carré de synchronisation est superposé à la tension de référence (broche 5 du LM 100 de notre exemple). Le montage fonctionne alors comme un régulateur à oscillateur séparé (Revoir le synoptique de principe et le diagramme de la figure IX-19).

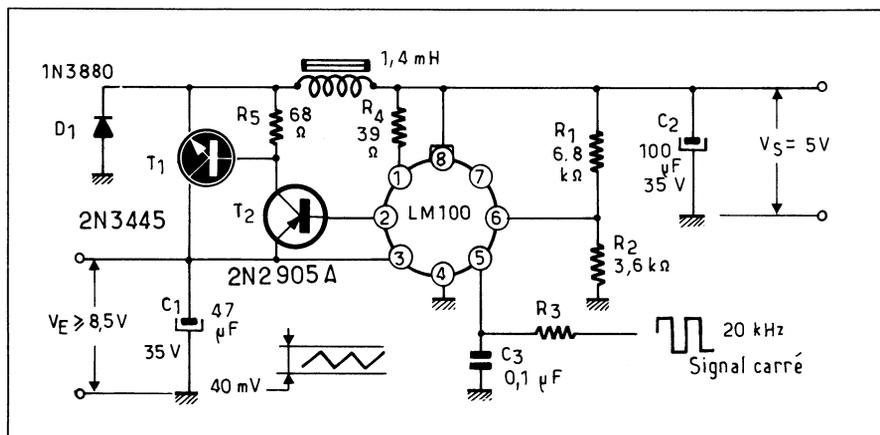


Fig. IX-31. — En superposant un signal triangulaire de quelques dizaines de millivolts de crête à crête — obtenu par intégration au moyen de R_3 - C_3 du signal carré de commande — à la tension de référence, on transforme un régulateur linéaire en régulateur par découpage piloté. (Documentation Sescosem).

RÉGULATION DE COURANT

Le principe du passage d'une régulation de tension à une régulation en courant prélevant la tension de contrôle du régulateur, non plus aux bornes de la sortie — ou d'un diviseur de tension placé en sortie mais d'un shunt monté en série avec la charge (convertisseur tension — courant) est également applicable dans le cas de régulateurs à découpage. Nous en trouvons un exemple d'application dans le montage dont la figure IX-32-a reproduit le schéma, si classique qu'il ne réclame guère d'explications: la tension de la référence est comparée à la d.d.p. qui prend naissance aux bornes de la résistance de mesure R_M de 1Ω , montée en série avec la charge. Avec les valeurs du schéma la tension de référence étant ramenée à 3 Volts par le pont R_1 - R_2 et la résistance R_M étant de 1Ω c'est donc un courant de 3 A qui est régulé. Pour modifier la valeur de ce courant il suffit de modifier la valeur de R_M . Rappelons qu'il n'est pas souhaitable dans ce type de montage de régler le courant au moyen de R_1 - R_2 : 3 Volts étant la valeur minimale admissible pour la tension de référence et, par ailleurs, une augmentation de V_{Ref} entraînerait une chute de tension inutilement élevée aux bornes de R_M et, par conséquent, une diminution du rendement. En ajoutant à la chute de tension aux bornes de R_M , une fraction de la tension de référence, au moyen de la résistance R_6 (en trait interrompu sur le schéma), l'amplificateur d'erreur étant alors utilisé en additionneur — il est possible d'obtenir un courant plus faible, avec une même valeur de shunt: ainsi, lorsque R_6 est en circuit c'est une intensité de 1 A qui est régulée avec une chute de tension de seulement 1 Volt aux bornes de R_M .

L'inconvénient de ce montage peut être l'absence de point de la charge à la masse. Si l'on admet de faire passer le courant propre au régulateur intégré dans la charge, on peut avoir recours au schéma de la figure IX-32-b dans lequel les 2 mA d'alimentation du LM 100 viennent s'ajouter au courant régulé. Il n'en découle qu'une faible diminution du taux de régulation, car ce courant est peu influencé par les variations de la tension d'alimentation.

MISE EN ŒUVRE DES V.M.O.S.

Apparu assez récemment, le transistor à effet de champ M.O.S. à structure verticale (V.M.O.S.) ouvre de nouveaux horizons dans le domaine de la commutation en général et des régulateurs à découpage en particulier. Ses caractéristiques particulières: haute impédance d'entrée, vitesse de commutation élevée du fait de l'absence du temps de stockage propre aux dispositifs bipolaires, absence de second claquage et d'emballement

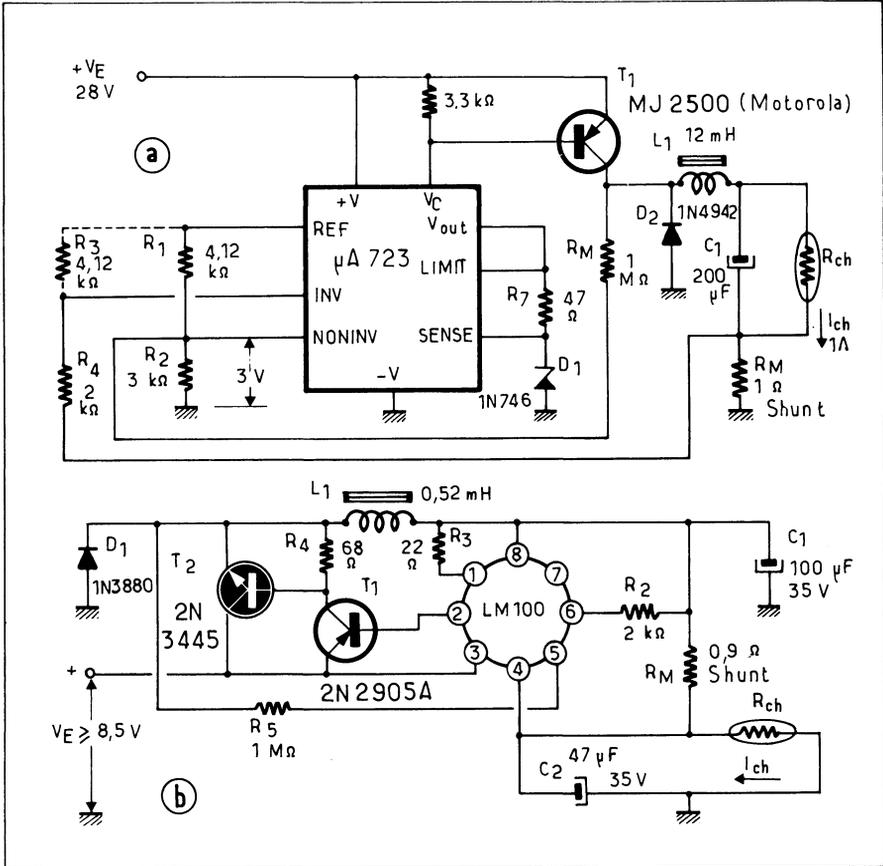


Fig. IX-32. — Pour passer de la régulation de tension à la régulation de courant avec un montage découpage comme avec un régulateur linéaire, il suffit de prendre le signal de contre-réaction aux bornes d'un shunt monté en série avec la charge.

thermique, facilité de mise en parallèle, etc. vont permettre une simplification des montages ainsi qu'une augmentation sensible de la fréquence de commutation — d'où diminution d'encombrement, de poids et de prix des composants de filtrage (inductance et condensateurs de lissage) leur compatibilité avec les circuits intégrés logiques C.M.O.S. permettra également une diminution de la consommation des circuits annexes et par conséquent une amélioration du rendement.

Vu la relative nouveauté de ce semiconducteur, l'expérience manque encore à son sujet et l'avenir nous fera peut-être découvrir les inconvénients de ce dispositif : « Aussi large la face, aussi large le dos » dit un proverbe chinois... En attendant, nous reproduisons à la figure IX-33 le schéma d'un régulateur à découpage capable de délivrer 5 V - 10 A à partir d'une source non régulée de 28 V mis au point par les laboratoires d'application de Siliconix.

Le comparateur est un $\mu A 710$ dont l'alimentation, grossièrement stabilisée par les diodes de Zener D_1 et D_2 est décalée de + 6 Volts pour éviter une source de polarisation négative. La tension de référence est prélevée sur un pont alimenté par le + 6 Volts. Afin de disposer de la tension d'enrichissement de + 15 Volts nécessaire à la saturation du transistor V.M.O.S. VN 84 GA, la grille de ce dernier est attaquée à travers le transistor T_2 au moyen d'un montage bootstrap constitué par D_4 , R_4 , R_5 et C_3 .

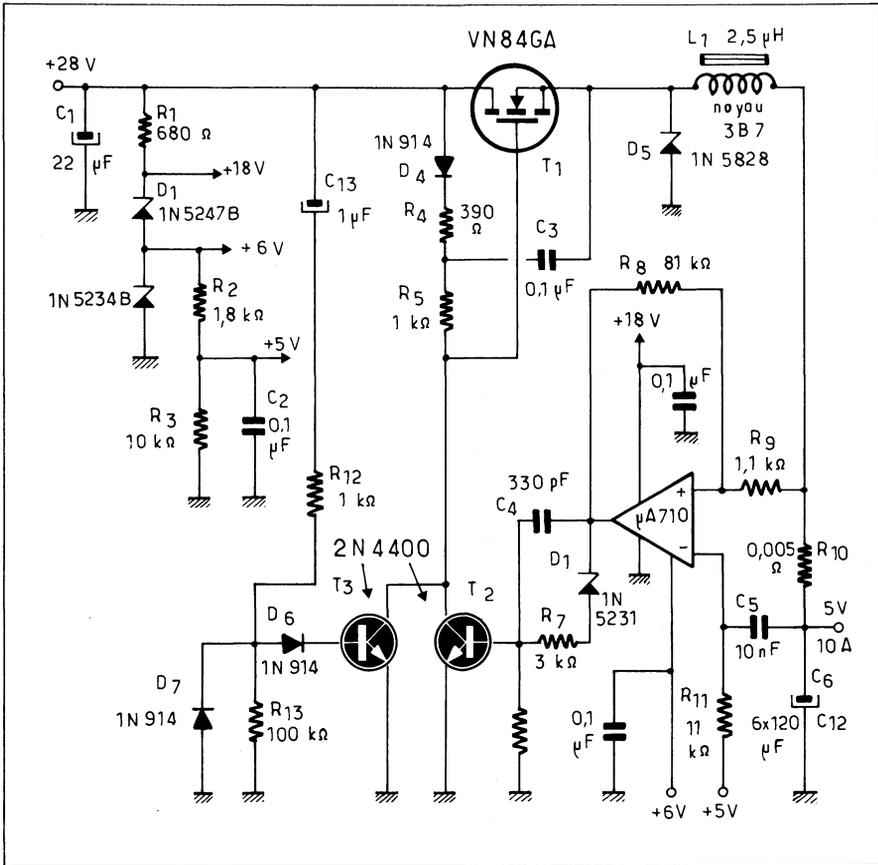


Fig. IX-33. — Pourquoi ne pas remplacer le transistor bipolaire de commutation par un V.M.O.S. : cela permet de porter à 200 kHz la vitesse de commutation et de ce fait de diminuer sensiblement l'encombrement de l'inductance de lissage. (D'après un document Siliconix).

Le réseau constitué par le transistor T_3 et C_{13} , R_{12} , R_{13} et les diodes D_6 et D_7 est destiné à un démarrage progressif à la mise sous tension pendant la durée de charge de C_{13} . Le rendement de l'ensemble est de l'ordre de 75%.



ANNEXE 1

ENTRONS UN PEU DANS LA THÉORIE

Le schéma général de principe d'un régulateur à découpage est reproduit à la figure IX-34.

Le commutateur K — considéré comme parfait pour simplifier — s'ouvre et se ferme avec un rapport $t_{\text{fermé}}/t_{\text{ouvert}}$ ($t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$ pour utiliser le vocable anglais presque universellement adopté) qui dépend d'un dispositif de commande qui n'est autre que la boucle de régulation.

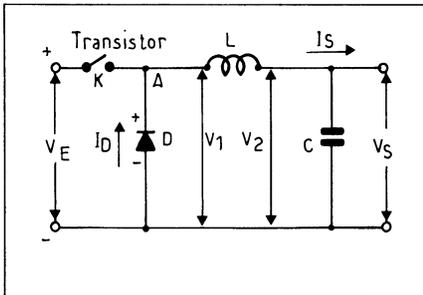


Fig. IX-34. — Schéma de principe du circuit de découpage.

Pour simplifier, nous supposons les composants du montage comme parfaits c'est-à-dire que l'inductance L présente une résistance négligeable et que les résistances de fuite du condensateur C et de la diode D sont infinies.

Lorsque le commutateur K se ferme une tension constante égale à $V_E - V_S$ est appliquée à l'inductance L. Du fait de la valeur élevée du condensateur C nous pouvons en première approximation considérer V_S comme constante. Le courant qui s'établit dans L croît donc linéairement selon une loi :

$$i_L = [(V_E - V_S) / L] t$$

Dès que ce courant dépasse la valeur I_S du courant absorbé par la charge le condensateur C commence à se charger et la tension à ses bornes a donc tendance à croître. Ce qui a pour effet de commander l'ouverture du commutateur K via la boucle de régulation.

Au moment où K s'ouvre, l'inductance a accumulé une énergie :

$$W = 1 / 2 L i_{(\max)}^2$$

$i_{(\max)}$ étant la valeur atteinte par le courant dans l'inductance au moment de l'ouverture de K.

Il faut que cette énergie soit récupérée. En l'absence de la diode D on assisterait à une surtension - dite d'extra - rupture — au point A. La polarité de cette tension étant telle que D conduise, le courant continue donc à passer dans l'inductance qui a ses bornes la tension V_S . Ce courant décroît selon une loi linéaire :

$$i_L = i_{(\max)} - (V_S / L) t$$

Lorsque la valeur de i_L devient inférieure à l'intensité absorbée par la charge I_S c'est le condensateur qui fournit la différence ; ce dont il résulte une légère baisse de tension à ses bornes et par conséquent l'ordre de se fermer donné au commutateur K par la boucle de régulation.

En admettant ce qui avait été posé au départ : « les composants du montage sont parfaits », le rendement du montage devrait être égal à l'unité. Dans la réalité il en va différemment, on s'en doute, mais il reste cependant excellent.

Dans ce qui vient d'être dit concernant le cycle de fonctionnement du montage deux cas peuvent être envisagés :

1°) L'inductance est complètement déchargée entre deux périodes de fermeture de K

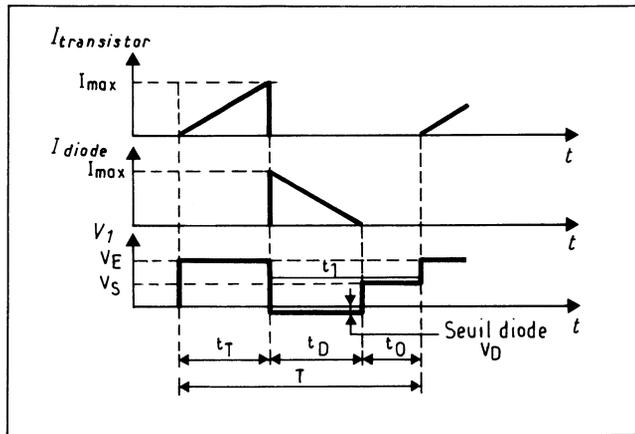


Fig. IX-35. — Diagramme de fonctionnement dans le cas où l'inductance se décharge complètement entre les périodes de conduction du transistor de commutation.

De l'examen du diagramme de la figure IX-35 on déduit immédiatement que

$$V_1(\text{moy}) = V_2(\text{moy}) = V_S$$

Comment évolue V_1 ?

- pendant les périodes de fermeture de K on a : $V_1 = V_E$.
- pendant la période de décharge de L, la diode D étant conductrice on a

$$V_1 = -V_D \quad (\text{chute de tension directe aux bornes de D})$$

— lorsque l'inductance est déchargée mais que K est encore ouvert aucun courant ne traversant L, V_1 est égal à V_S .

La variation du courant fourni par la source pendant la période de fermeture de K (courant de collecteur du transistor de commutation dans un cas réel) est de la forme :

$$di/dt = (V_E - V_S)/L$$

De même, en négligeant V_D qui est généralement faible devant V_S la décroissance du courant pendant la période d'ouverture de K est de la forme :

$$- di/dt = V_S/L$$

Il peut enfin se produire un certain laps de temps pendant lequel aucun courant ne passe dans l'inductance dans le cas où :

$$t_1 > [(V_E - V_S) / V_S] t_T$$

t_1 durée totale d'ouverture du commutateur.

t_T durée de fermeture du commutateur (Transistor) (1).

On peut affirmer que le courant maximal qui traversera le transistor de commutation est égal au courant maximal atteint par l'intensité dans l'inductance (1):

$$i_{T(max)} = i_{L(max)} = [(V_E - V_S) / L] t_T$$

Le courant maximal dans la diode est de son côté:

$$i_{D(max)} = i_{L(max)} = (V_S / L) t_D$$

d'où l'on peut déduire:

$$t_D = Li_{(max)} / V_S$$

Le temps de conduction de la diode est donc plus court que le temps total de blocage du transistor si l'on a:

$$(Li_{(max)} / V_S) < t_1$$

ou bien:

$$[(V_E - V_S) / V_S] t_T < t_1$$

ou bien encore:

$$V_{1(moy)} = V_E (t_T / T) = V_E t_T f$$

avec:

$T = 1 / f$: période de récurrence du signal de découpage.

équation dont on tire:

$$t_T = V_S / (V_S \cdot f)$$

Première constatation: le rapport entre le temps de conduction de la diode t_D et celui de conduction du transistor t_T sera d'autant plus faible que l'on réduira la différence $V_E - V_S$.

2°) L'inductance n'a pas le temps de se décharger entièrement entre deux périodes de conduction du transistor, il n'y a donc plus de temps mort t_0 .

Comme dans le cas précédent on peut écrire:

$$V_{1(moy)} = V_S$$

Puisque l'inductance est encore le siège d'un courant lorsque le transistor prend le relais de la diode son courant de collecteur au moment de la conduction n'est pas nul mais égal à une certaine valeur i_0 .

Pendant la période de conduction du transistor on a:

$$i_{(max)} - i_0 = (V_E - V_S) t_T / L$$

(1) A partir de maintenant nous ne parlerons plus du commutateur K mais du transistor T qu'il symbolise.

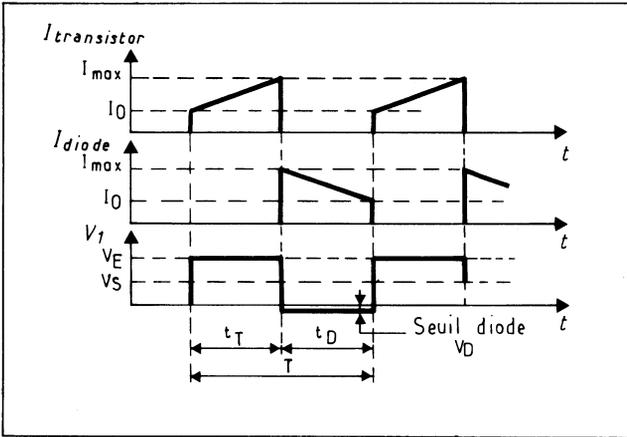


Fig. IX-36. — Diagramme de fonctionnement lorsque l'inductance n'est pas entièrement déchargée entre les périodes de conduction du transistor de commutation.

et pendant la période de conduction de la diode

$$i_{(\max)} - i_0 = (t_D V_S) / L$$

De ces deux équations on tire

$$t_T (V_E - V_S) = t_D V_S$$

Puisque c'est la même quantité d'électricité qui a été emmagasiné dans l'inductance puis a été libérée par elle. On peut donc écrire

$$t_D / t_T = (V_E - V_S) / V_S$$

Le courant moyen pendant la période de conduction du transistor est égal à :

$$I_{T(\text{moyen})} = (i_{(\max)} - i_0) / 2$$

et la quantité d'électricité qui a circulé pendant cette période est :

$$Q_T = i_{T(\text{moyen})} \cdot t_T$$

$$Q_T = [(i_{(\max)} - i_0) / 2] t_T$$

La quantité d'électricité qui a traversé la diode pendant la période de blocage du transistor est

$$\begin{aligned} Q_D &= I_{D(\text{moy})} \cdot t_D \\ &= [(i_{(\max)} - i_0) / 2] t_D \end{aligned}$$

La quantité totale d'électricité $Q = Q_T + Q_D$ est égale à

$$\begin{aligned} Q &= (t_T + t_D) (i_{\max} - i_0) / 2 \\ &= T (i_{(\max)} - i_0) / 2 = (i_{(\max)} - i_0) / 2 f \end{aligned}$$

puisque nous savons que $T = 1 / f = t_T + t_D =$ période de récurrence.
On peut également écrire la valeur du courant moyen de sortie

$$\begin{aligned} I_S &= Q / T \\ &= (i_{(\max)} - i_0) / 2 \end{aligned}$$

équation dont on peut tirer

$$i_0 = 2I_S - i_{(\max)}$$

Mais nous savons que

$$i_{(\max)} - i_0 = t_T (V_E - V_S) / L$$

on a aussi

$$\begin{aligned} i_{(\max)} - i_0 &= i_{(\max)} - (2 I_S - I_{(\max)}) \\ &= 2 (i_{(\max)} - I_S) \end{aligned}$$

D'où l'on peut tirer la valeur de L

$$L = t_T (V_E - V_S) / 2 (i_{(\max)} - I_S)$$

Nous sommes maintenant en mesure de déterminer la valeur du condensateur de sortie. On admet qu'au départ i_0 est nul c'est-à-dire que i part de zéro pour atteindre $i_{(\max)}$ au bout du temps t_T . Ceci correspond à un Δi important qui est le cas le plus défavorable rencontré dans le filtrage.

Nous connaissons la valeur de $i_{(\max)}$

$$i_{(\max)} = t_T (V_E - V_S) / L$$

Puisque le courant croît linéairement de 0 à $i_{(\max)}$ on est en droit d'écrire:

$$i_{(\text{moy})} = i_{(\max)} / 2 = t_T (V_E - V_S) / 2 L$$

D'autre part on sait que:

$$I = C (d v / d t)$$

On peut donc écrire:

$$\begin{aligned} C &= [t_T (V_E - V_S) / 2 L] [t_T / \Delta V_S] \\ &= [(V_E - V_S) / 2 L \Delta V_S] (t_T)^2 = t_T^2 (V_E - V_S) / 2 L \Delta V_S \end{aligned}$$

ΔV_S étant, on s'en doute la variation admise sur V_S c'est-à-dire l'ondulation résiduelle de crête à crête.

Sachant que:

$$t_T = V_S / V_E \cdot f$$

on peut encore exprimer la valeur de C de la manière suivante

$$C = (V_E - V_S) / (2 L \Delta V_S) \cdot (V_S / V_E \cdot F)^2$$

Il peut également être intéressant de connaître quel sera le temps de réponse du régulateur pour une variation Δi_S du courant de sortie.

A une augmentation $+ \Delta i_S$ du courant dans la charge correspond une variation de la tension de sortie :

$$\Delta V_S = [L (\Delta i_L)^2] / [C (V_E - V_S)]$$

et un temps de réponse de :

$$t_R = (2 L \Delta i_L) / (V_E - V_S)$$

Dans le cas d'une baisse du courant $- \Delta i_S$ dans la charge on aura une variation de la tension de sortie de :

$$\Delta V_S = L (\Delta i_L)^2 / (C \cdot V_S)$$

Avec un temps de réponse de :

$$t_R = 2 L \Delta i_L / V_S$$



ANNEXE II

CHOIX DE LA DIODE DE «ROUE LIBRE»

On sait que toute jonction passant brusquement d'une polarisation en direct à une polarisation en inverse ne devient pas immédiatement non conductrice, il faut pour cela que les porteurs minoritaires accumulés dans la zone de la jonction aient tous été éliminés. Pendant toute cette période d'élimination des porteurs — appelée temps de recouvrement inverse (t_{RR}) — la jonction se comporte comme un court-circuit c'est ce que nous rappelle la courbe de la figure IX-37-a qui représente le courant dans une diode passant brusquement d'une polarisation en direct à une polarisation en inverse.

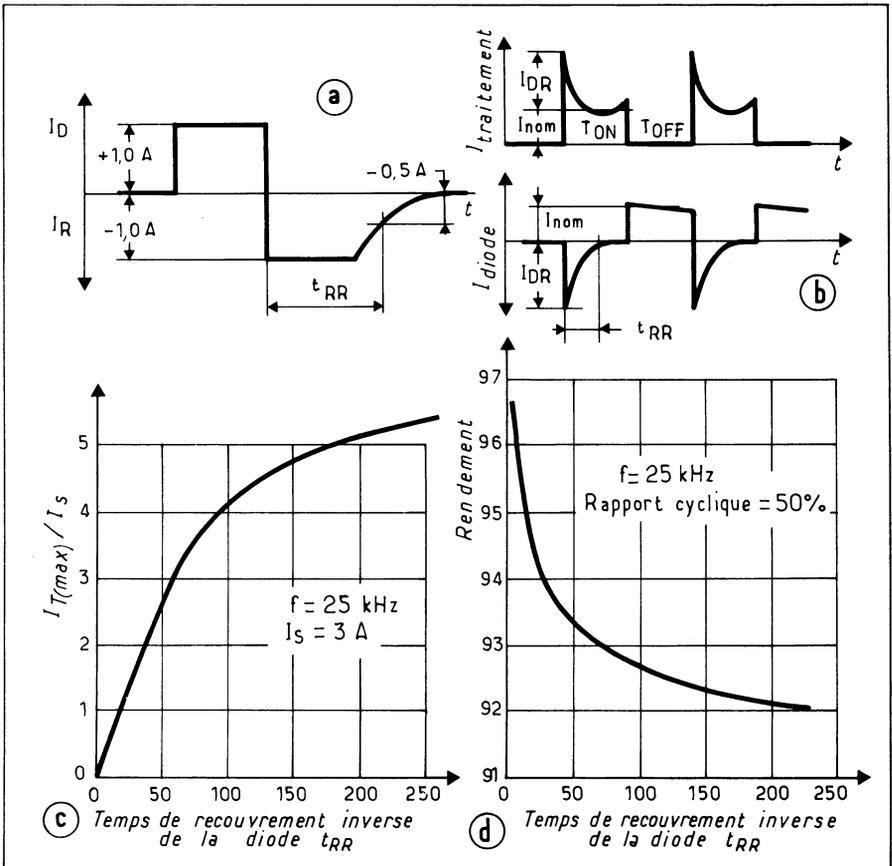


Fig. IX-37. — Si l'on inverse brusquement la tension aux bornes d'une diode il faut un certain temps (temps de recouvrement inverse t_{RR}) pour que la diode cesse d'être conductrice (a). Dans un régulateur à découpage il en résulte des pointes de courant dans le transistor et dans la diode de roue libre (b) capables d'affecter gravement le fonctionnement du montage (diminution de la fiabilité, rendement, parasites). En (c) influence de t_{RR} sur l'intensité de la pointe de courant au moment de la commutation et en (d) influence de ce même paramètre sur le rendement.

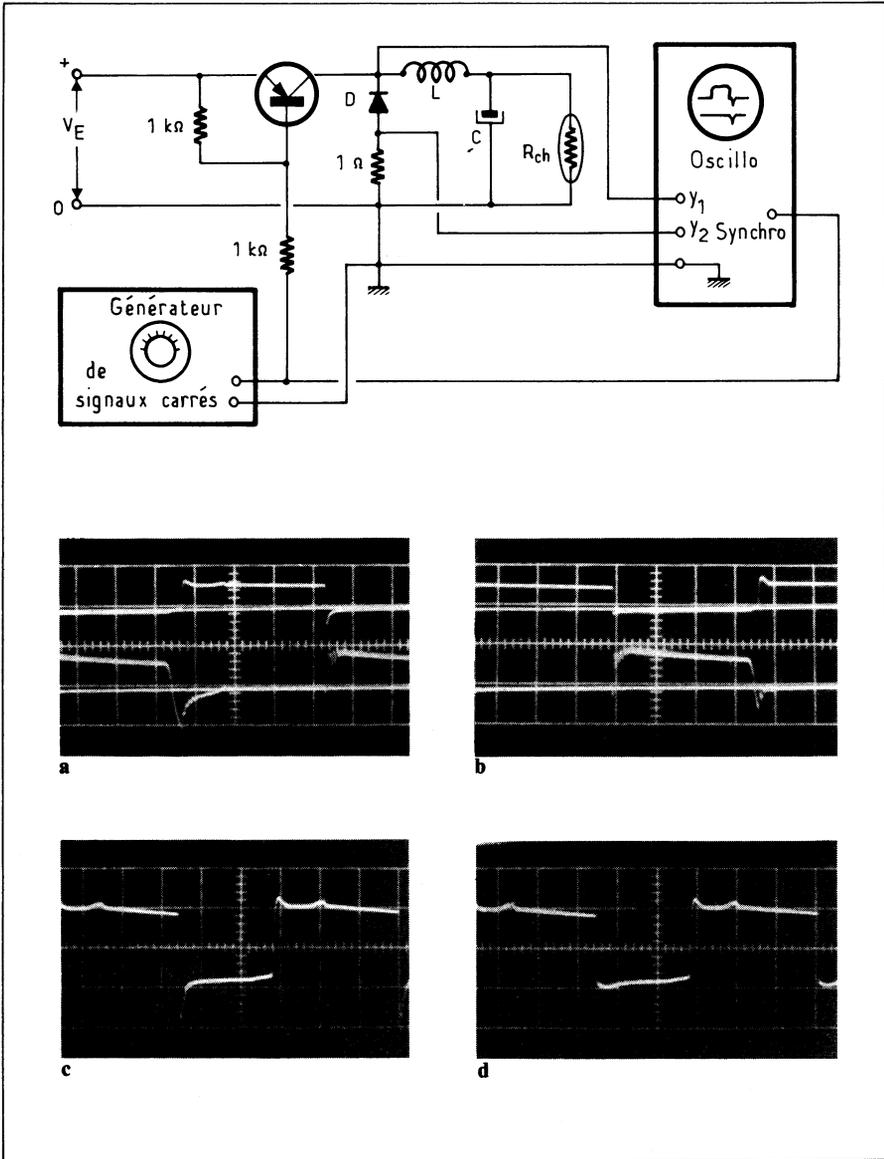


Fig. IX-38. — Sur laquelle ont été relevés les oscillogrammes; osc. IX-3.

Osc. IX-4. — Tension (en haut) et courant (en bas) de la diode de roue libre du montage d'essai de la figure IX-38 avec une diode lente (a et c) et avec une diode rapide (b et d).

Réglage de l'oscilloscope: osc. a et b:

$X: / \mu\text{s}/\text{cm}$, Y_1 (tension) $20 \text{ V}/\text{cm}$, Y_2 (courant): $1 \text{ A}/\text{cm}$

osc. c et d (détail de la tension): $X: 5 \mu\text{s}/\text{cm}$, $Y: 5 \text{ V}/\text{cm}$

Sur les oscillogrammes a et b on a tracé la ligne de référence $V = 0$ et $I = 0$.

Dans un régulateur à découpage cette période pendant laquelle la diode va rester conductrice après la saturation du transistor de commutation peut être cause de différents inconvénients:

— 1°) Le transistor va débiter sur une impédance très faible: il y aura donc une pointe de courant dont la valeur de crête peut atteindre plusieurs fois la valeur du courant dans la charge (fig. IX-37-b) ce qui peut être de nature à abrégier la durée de vie du transistor de commutation.

— 2°) Cette pointe de courant, se répercutant sur les circuits amont (redresseur et transformateur d'entrée) constitue une puissante source de parasites qui vont se propager dans le reste du montage.

— 3°) Ce courant est prélevé en pure perte à la source d'alimentation: il en résulte donc une diminution du rendement. La courbe (d) de la figure montre bien l'influence du temps de recouvrement inverse de la diode de roue libre sur le rendement d'un régulateur à découpage.

Il importe donc d'utiliser pour ce type de régulateur des diodes à très faible t_{RR} c'est bien ce que prouvent les oscillogrammes osc. 3 relevés sur le montage de la figure IX-38 avec une diode ordinaire (a) et, en guise de diode rapide la jonction base-collecteur d'un transistor du même type que celui utilisé pour la commutation (b). Dans le premier cas on remarque la présence d'une surintensité inverse dont la valeur de crête dépasse celle de l'intensité directe correspondant aux périodes de blocage du transistor. Surintensité bien moins importante et de moindre durée dans le second cas.

Références bibliographiques

Sur les redresseurs commandés

- Thyristors et Triacs - H. LILEN - Société des Editions Radio - 1971.
- General Electric S.C.R. Manual — Troisième (1964) et quatrième (1967) Editions - Diffusé par Le comptoir Commercial d'Importation.
- S.C.R. Applications Handbook - Dr Richard G. HOFT - Publication International Rectifier - 1974 - Distribué par DIODE France.
- Design Examples of Semiconductor Circuits - Edition 1974 - *Publication Siemens* - p. 109.
- Manuel d'application des C.I.L. - Tome 2: Régulateurs de tension - *Publication Sescosem* 1974 - p. 149.
- Applications and Design Notes of Silicon Controlled Rectifier - Bulletin D 420 - 02 - Février 1960 - Publication Solid State Product Inc. - *Diffusé par Spectelec*.

Sur les régulateurs par découpage

- Switching Mode Approach to D.C. Voltage Regulation - et - Switching Mode Transistorized Voltage Regulator - *Publications Texas Instruments* - Non daté.
- The Voltage Regulator Applications Hand book - *Publication Fairchild* - 1974.
- Voltage Regulator Handbook — *Publication National Semiconductor* - 1973.
- Linear applications Vol. 1 - Note d'application AN 2 - Mars 1969 - *Publication National Semiconductor*.
- Manuel d'Applications des C.I.L. - Tome 2 - Les régulateurs de tension - *Publication Sescosem* 1974.
- Utilisation des Régulateurs de tension en fonctionnement « à découpage » - D'après M.R.J. WIL-DAR - *Bulletin Sescosem N° 56* - LR - 091 - Octobre 1969.
- Utilisation des circuits intégrés SF C 2300 dans les alimentations à découpage;
- M. HELBERT - *Bulletin Sescosem N° 56* - D - 108 - Octobre 1969.
- Régulateurs à découpage pour alimentations basse tension - Note d'application NA 10 - S.G.S. - 15 Février 1971.
- Circuit de commande pour alimentations à découpage - Note d'application NA 91 - *Texas Instruments* - Non datée.
- Designing Switching Voltage Regulators with the TL 497 - Note d'application *Texas Instruments* - Non datée.
- Note d'application du SG 1524 dans le catalogue Silicon General - Distribué par *Radio Equipement - Antares*.
- Les Alimentations Stabilisées à découpage - P.J. COULOMB - *Electronique Industrielle* - Mai 1969 - pp. 339 à 343.
- Controlling Switching Supplies With L.S.I. Circuits - Henry WURZBURG et Dave CAVE - *Electronics* - Mars 77 - pp. 113 à 117.
- Low cost Switching Regulators - *in Progress, Fairchild Journal of Semiconductor* - Septembre - Octobre 1976 - p. 24 (application du 78 MG et du 79 MG).

-
- Monolithic Switching Regulators - They Fit Today's Power Supply Needs - John SPENCER - E.D.N. - Septembre 1977.
 - Choose Switching Regulator for your Computer Power Supply Design - Eugene R HNATEK - *Electronic Design* - 15 Mars 1975 - pp. 54 à 59.
 - Switching Regulator Produce Constant Current Ouput - Steven E. SUMMER - *Electronics* - 7 Mars 74 - p. 114.
 - Switching Regulator Designed for portable Equipment - Eugene R. HNATEK et Larry GOLDSTEIN - *EDN/EEE* - 15 Septembre 1971 - pp. 39 à 41.
 - Choose the Right Commutating Diode for Switching Regulators - Ed Eby - *EDN/EEE* - Décembre 1971 - pp. 22 à 24.
 - Notes d'application Delco :
 - N° 42: 28 V Flyback Switching Regulator - Juillet 71.
 - N° 49: 28 V Darlington Switching Regulator - Décembre 1971.
 - N° 9B: Pulse Width Modulated Voltage Regulator - Décembre 71.
- ---

CHAPITRE X

CONVERTISSEURS ET ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE

Voici encore un chapitre qui, pour être développé congrûment, mériterait à lui seul un volume complet. Comment allons-nous procéder? Nous tenterons de dégager les lignes directrices du problème pour permettre au lecteur d'en avoir une vue d'ensemble. Suivent quelques schémas pratiques pour ceux qui désirent disposer de montages « tout cuits ». La bibliographie en fin de chapitre permettra à ceux qui désirent étudier le problème plus à fond de savoir à quels ouvrages se référer pour le faire.

VUE PANORAMIQUE SUR LES CONVERTISSEURS

Première distinction: on peut envisager les convertisseurs continu-alternatif et les convertisseurs continu-continu. Cette première distinction paraît, *à priori*, artificielle car on peut dire qu'un convertisseur continu-continu est un convertisseur continu-alternatif suivi d'un redresseur et d'un filtrage. La distinction n'est pas aussi artificielle qu'elle le semble car les deux groupes de convertisseurs présentent souvent des impératifs spécifiques, en particulier en ce qui concerne la forme d'onde qui n'a pas la même importance dans les deux cas. Pour un convertisseur continu-alternatif ce sont les exigences de la charge qui imposent cette forme d'onde tandis que pour un convertisseur continu-continu, ce qui importe, c'est que cette forme d'onde n'impose pas aux diodes redresseuses des contraintes trop importantes et permette un filtrage aisé et efficace.

En second lieu, on peut considérer deux types de montages, ceux qui mettent en œuvre des composants inductifs (inductance ou transformateur) et ceux qui s'en passent. Ce second type étant le plus souvent réservé aux convertisseurs de faible puissance utilisés pour obtenir une tension auxiliaire — de polarisation par exemple — à partir d'une tension principale.

Troisième aspect de la question: avec ou sans composant inductif le montage peut être auto-oscillant ou au contraire piloté par un signal extérieur. Dans ce second cas tout se résume à un problème de commutation.

Dans les convertisseurs mettant en œuvre des éléments inductifs le transfert de l'énergie de la source vers la charge, par le dispositif de commutation peut s'effectuer de deux manières différentes:

- simultanément: c'est le cas des montages push-pull ou en pont.
- ou bien en deux temps: l'énergie accumulée dans une inductance pendant la période de conduction du commutateur (transistor ou thyristor) est libérée au profit de la charge lorsque l'élément de commutation passe à l'état bloqué. Ce mode de transfert de l'énergie est connu sous le nom de « fly-back » (1).

Certains montages permettent une régulation aisée de la tension de sortie, c'est le cas des montages utilisés dans les alimentations à découpage qui, selon nous ne sont que des applications particulières des convertisseurs (2) tandis que d'autres ne le permettent pas.

(1) Malgré notre répugnance à utiliser des termes étrangers lorsqu'ils ont un équivalent français, on nous verra souvent utiliser les mots *fly-back* ou *forward* universellement compris.

(2) C'est la raison pour laquelle elles sont étudiées dans ce chapitre.

PETITS CONVERTISSEURS SANS COMPOSANT INDUCTIF

Dans un ensemble numérique en particulier — comportant une forte proportion de circuits alimentés sous une même tension et quelques éléments réclamant une tension différente, positive ou négative, sous un faible courant (Mémoire M.O.S. amplificateur opérationnel), il est souvent plus avantageux d'alimenter l'ensemble par une unique tension délivrée par une alimentation simple et convenablement régulée et de produire « sur place » les tensions auxiliaires au moyen de petits convertisseurs fonctionnant à fréquence élevée et de ce fait fournissant un courant facile à filtrer (1).

On dispose alors de diverses solutions :

— L'emploi d'un régulateur à découpage fonctionnant en transformateur de tension continue. Ce dispositif n'entre pas dans le cadre de ce paragraphe puisqu'il comporte un élément inductif. De plus, il a déjà été étudié au chapitre IX. Nous y reviendrons cependant brièvement au paragraphe suivant.

— Utiliser un oscillateur (Multivibrateur ou relaxateur à U.J.T.) associé à un montage redresseur multiplicateur de tension ou inverseur de polarité.

— Pour ne pas introduire dans le montage un oscillateur de fréquence quelconque capable d'engendrer des interférences avec les signaux traités par le circuit à alimenter, on peut songer à commander un montage multiplicateur de tension ou inverseur de polarité par le signal d'horloge du montage lorsque celui-ci en comporte un.

EMPLOI D'UN OSCILLATEUR INDÉPENDANT

Le synoptique du montage est celui de la figure X-1. Le générateur peut fournir des signaux rectangulaires à fréquence et rapport cyclique fixes ou variables. Dans ce second cas il pourra être utilisé une boucle de contre réaction qui, en agissant sur l'un ou l'autre de ces deux paramètres, permettra la régulation de la tension auxiliaire.

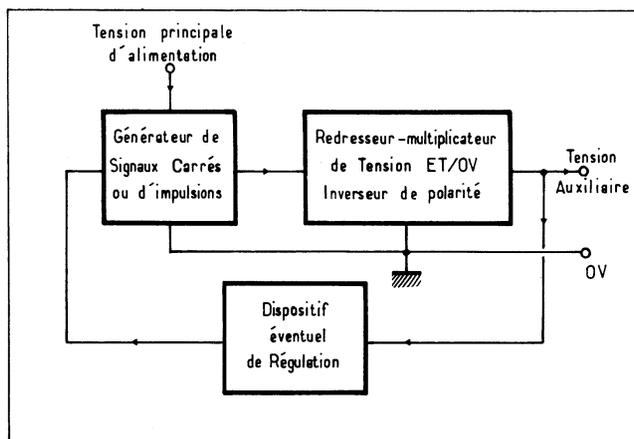


Fig. X-1. — Synoptique de principe d'un convertisseur continu-continu.

En ce qui concerne le circuit de redressement, ce dont il faut se méfier, c'est de croire qu'un doubleur de tension classique (montage de SCHENKEL) alimenté par un signal tout ou rien, c'est-à-dire variant entre 0 et $+V_{CC}$ (signal de sortie d'un multivibrateur par exemple) fournira une tension égale à $2V_{CC}$. Car, si nous avons bien compris le fonctionnement de ce type de redresseur (voir chapitre II nous savons qu'il utilise les alternances positives et négatives de la tension d'entrée.

Or, dans le cas présent, ces dernières n'existent pas, elles sont remplacées par des « blancs » il faut donc avoir recours à des schémas un peu plus complexes (2) mais voyons quelques exemples pratiques.

(1) *A fortiori* dans les montages alimentés par batterie.

(2) A moins d'accepter certaines limitations ou contraintes, nous en verrons quelques exemples plus loin.

Le schéma de la figure X-2 de réalisation assez ancienne (1970) mais son principe reste tout à fait valable. A la place du multivibrateur à composants discrets on pourrait utiliser deux portes ou deux buffers entrant dans la composition d'un circuit intégré T.T.L., D.T.L. ou C.M.O.S. ou même un bistable commandé par l'horloge propre au dispositif intéressé. On entrerait alors dans la catégorie des convertisseurs « pilotés » mais cela ne changerait rien au principe de fonctionnement du redresseur qui va nous occuper maintenant.

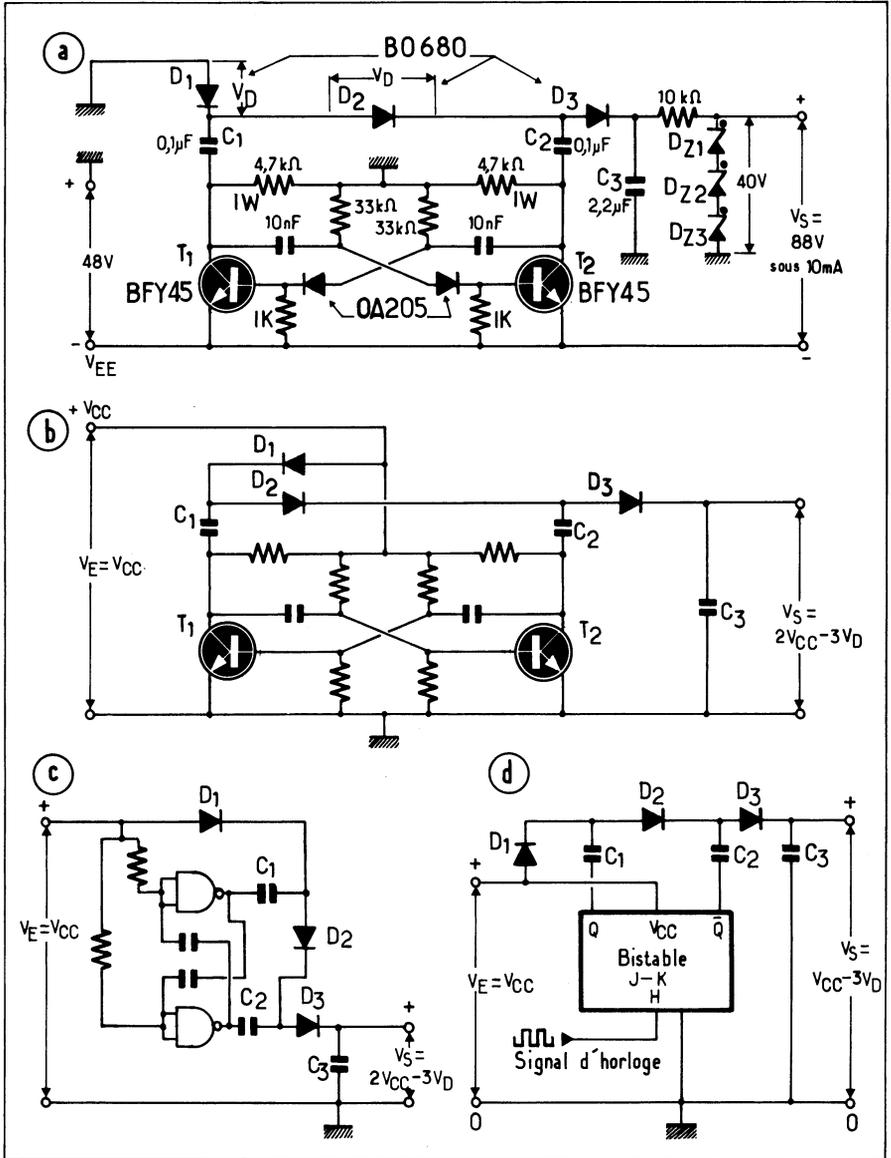


Fig. X-2. — La tension de sortie du doubleur de tension associé au multivibrateur de ce montage vient s'additionner (à travers D_1) à la tension d'alimentation pour obtenir $2V_{CC}$ (a et b). Le multivibrateur peut être réalisé par le rétrocouplage de deux portes logiques (c). Si l'on dispose d'un signal d'horloge on peut utiliser un montage bistable (d).

Supposons T_1 saturé, son collecteur se trouve au potentiel $-V_{EE}$, la diode D_1 est polarisée dans le sens « passant » et permet de charger C_1 à $-V_{EE}$. Lorsque T_1 cesse de conduire son collecteur se trouve au potentiel de la masse. D_1 est maintenant bloquée : de ce fait l'armature supérieure de C_1 est passée du potentiel de la masse à $+V_{EE}$. Mais simultanément T_2 est devenu conducteur et son collecteur descend au niveau $-V_{EE}$ ce qui permet à D_2 de conduire et, à travers elle une partie de la charge de C_1 est transférée à C_2 dont l'armature supérieure passe au potentiel de la masse (moins deux tensions de diode V_D).

Au prochain basculement du montage D_2 va se bloquer : l'armature supérieure de C_2 passe du niveau de la masse $+V_{EE}$ ce qui permet à D_3 de devenir conductrice à son tour et à la charge de C_2 d'être transférée à C_3 . En même temps on assiste à une nouvelle charge de C_1 à travers D_1 pour préparer le cycle suivant.

Ainsi conçu, ce montage permet d'obtenir une tension de sortie par rapport à la masse de polarité opposée à celle de V_{EE} et du même ordre de grandeur — à $3V_D$ près —. Les diodes de ZENER D_{Z1a3} permettent de stabiliser cette tension tout en « rabottant » l'ondulation résiduelle.

Si l'on alimente les transistors « normalement » : leurs émetteurs à la masse tout en ramenant l'anode de D_3 au $+V_{CC}$ on obtient un montage doubleur de tension (figure X-2-b). C'est dans ce second cas qu'il est possible, soit de constituer le multivibrateur à l'aide de deux portes inverseuses rétrocouplées, soit encore d'utiliser un bistable commandé par le signal d'horloge du montage (figure X-2-c et d).

Le second schéma (figure X-3) utilise un relaxateur à transistor unijonction pour commander, à travers les transistors T_1 et T_2 , la charge et la décharge du condensateur C_1 . Pendant les périodes de blocage de l'U.J.T. T_1 est conducteur ce qui permet à C_1 de se charger à $+V_{CC}$, T_2 étant bloqué. Lorsque l'U.J.T. s'amorce, une impulsion positive prend naissance aux bornes de sa résistance d'émetteur - impulsion qui a pour effet de bloquer T_1 et de saturer T_2 . L'armature positive de C_1 est portée au potentiel de la masse, l'armature négative passe donc de zéro à $-V_{CC}$. On recueille donc aux bornes de R_1 des impulsions négatives d'amplitude égale à $-(V_{CC} + V_{CEsat. de T_1})$ qui sont redressées et intégrées au moyen de D_2 et C_2 .

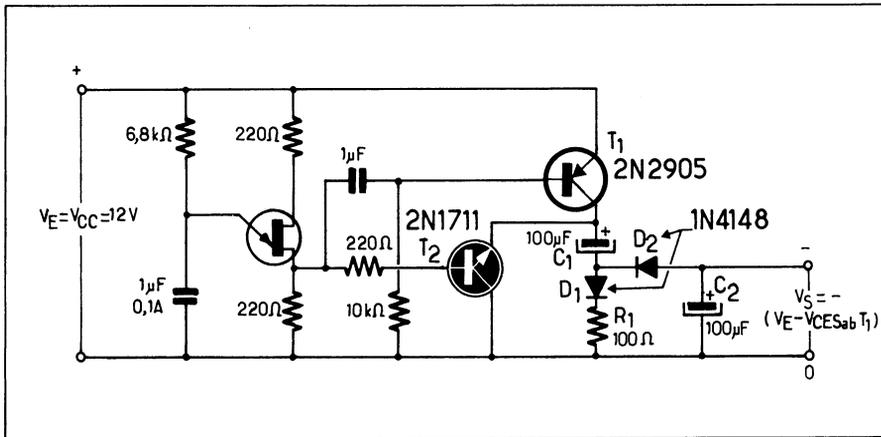


Fig. X-3. — Ici se sont les impulsions de sortie du relaxateur à U.J.T. qui sont redressées après amplification pour fournir une tension symétrique de celle d'alimentation.

Plus moderne, mais pas forcément plus économique, le montage de la figure X-4 met en œuvre un « timer » du genre 555 bien connu. Ce dernier est monté en multivibrateur astable dont la fréquence d'oscillation est déterminée par les résistances R_A et R_B associées au condensateur C_T . Le signal de sortie est redressé par le réseau de diodes D_1 à D_4 associé aux condensateurs C_1 à C_4 .

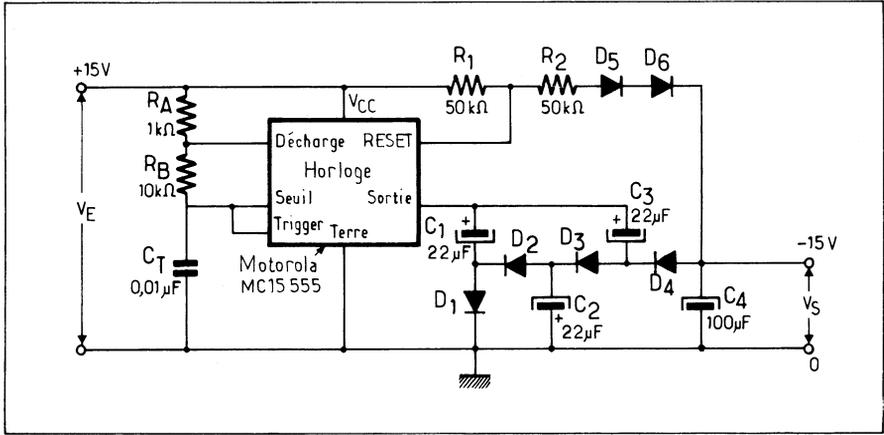


Fig. X-4. — Dans ce montage, le « doubleur » de tension qui permet d'obtenir une tension symétrique de celle d'entrée est en fait un quadrupleur.

En l'absence du réseau de contre-réaction R_1 , R_2 , D_5 , D_6 la tension de sortie se situerait aux environs de $2V_{CC}$ (30 Volts dans le cas considéré) moins $4V_D$. Mais grâce à ce réseau l'entrée « Reset » du 555 reçoit une tension égale à $1V_D$ (0,7 Volts environ) dès que la tension négative de sortie du montage est égale en valeur absolue à V_{CC} ce qui a pour effet d'inhiber l'oscillateur. De cette manière la tension de sortie est asservie à la tension positive d'alimentation ce qui est très favorable pour l'alimentation d'un amplificateur opérationnel.

Mais voyons d'un peu plus près comment fonctionne le « doubleur de tension ». Lorsque la sortie du 555 est « haute », c'est-à-dire égale à V_{CC} , C_1 se charge à travers D_1 , son armature positive est à $+V_{CC}$ et son armature négative au potentiel de la masse D_2 est bloquée. Lorsque la sortie tombe à zéro, une tension négative apparaît sur l'armature du condensateur qui, à la phase précédente, était au niveau de la masse, D_1 est bloquée et D_2 devenant passante la charge de C_1 peut être transférée à C_2 .

Au prochain passage à l'état « haut » de la sortie du 555, C_2 va recevoir une nouvelle charge à travers C_3 et D_3 . C'est donc le double de la tension V_{CC} qui sera transféré à C_4 lorsque la sortie sera de nouveau « basse ».

On voit qu'en fait il a fallu un montage du type quadrupleur de tension pour obtenir seulement le double de la tension d'entrée et cela parce qu'il était nécessaire de restituer artificiellement les alternances négatives manquantes. C'est là une des limitations auxquelles il a été fait allusion plus haut.

Mais il est possible d'alimenter un montage multiplicateur de tension à partir des deux sorties Q et \bar{Q} d'un multivibrateur. Cela nous conduit au schéma de la figure X-5-a, dont l'inconvénient réside en ceci qu'obligatoirement une résiduelle d'ondulation d'amplitude égale à celle du signal d'entrée vient se superposer à la tension de sortie. Ce qui serait un grave défaut pour un faible rapport de multiplication mais est très acceptable si, pour alimenter des voyants d'affichage (à cristaux liquides ou à gaz) par exemple on a recours à un nombre relativement important d'étages multiplicateurs. Compte tenu du faible débit demandé au montage on peut alors, si nécessaire, filtrer cette résiduelle au moyen d'un simple réseau R.C. Dans le schéma pratique de la figure X-5-b on a choisi, pour améliorer le rendement, un multivibrateur dont les transistors principaux T_1 et T_2 sont chargés respectivement par T_3 et T_4 qui constituent des charges actives (1).

Lorsqu'on dispose d'un signal d'horloge, il suffit d'amplifier ce signal en puissance au moyen d'un montage de type « totem pôle » suivi d'un multiplicateur de tension par $2n$

(1) Les auteurs avaient de leur côté réalisé un petit convertisseur 24 V/250 V basé sur le même principe mais ils ont préféré publier ce schéma, dû à un auteur américain, de préférence au leur, par ce que plus « fût ».

(n étant le facteur de multiplication par rapport à V_{CC}) pour obtenir, selon le sens des diodes, une tension, positive ou négative, égale en valeur absolue à $n V_{CC}$. La figure X-6 en donne un exemple qui se passe de commentaire. Si la puissance réclamée en sortie est assez faible (une simple polarisation à très faible débit) un ou plusieurs buffers montés en parallèle, de la logique utilisée dans le montage peut suffire pour attaquer le multiplicateur de tension.

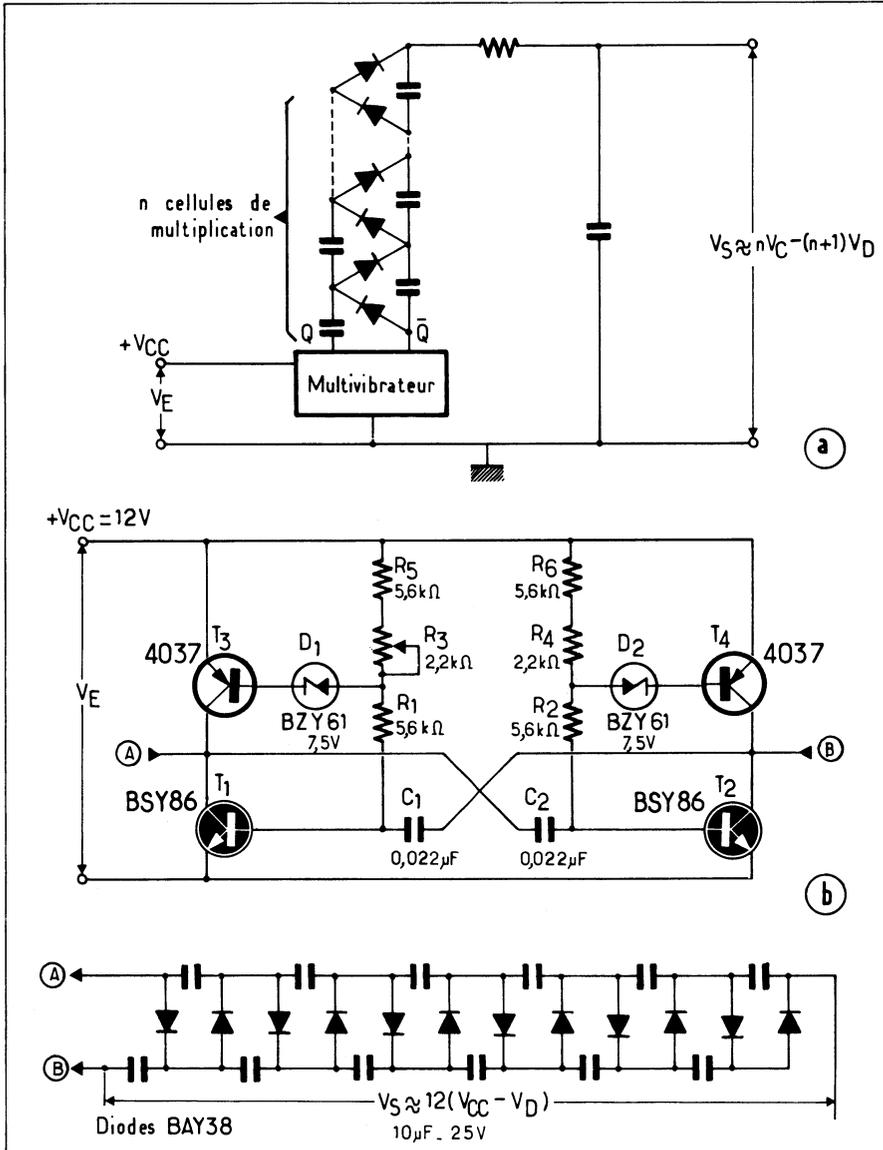


Fig. X-5. — On peut attaquer les entrées d'un multiplicateur du type Schenkel à partir des sorties symétriques d'un multivibrateur : (a) synoptique de principe ; (b) exemple de réalisation pratique, le rendement est amélioré grâce à la charge active des transistors du multivibrateur.

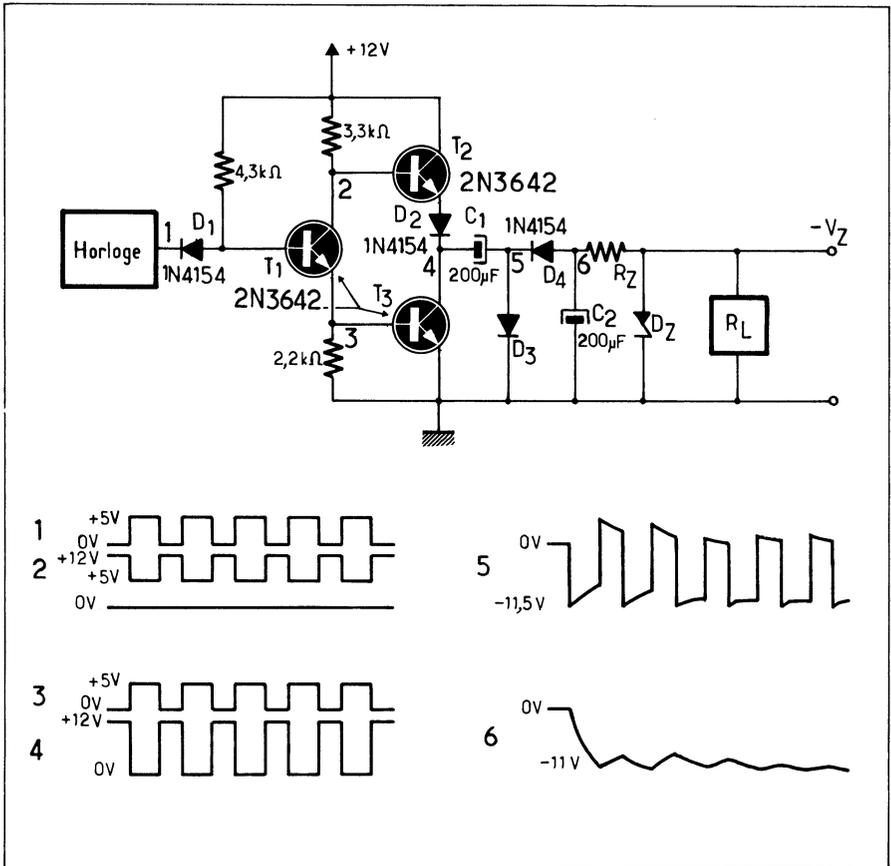


Fig. X-6. — Dans un montage logique comportant un signal d'horloge, il suffit d'amplifier ce signal au moyen d'un étage du type «totem pôle» avant de l'appliquer au multiplicateur de tension. On évite ainsi les risques d'interférence entre le signal d'horloge et celui d'un convertisseur autonome (a). En (b) diagramme de fonctionnement du montage.

Les transistors à usage général ne coûtant guère plus chers que des diodes on peut les utiliser en association avec ces dernières dans des multiplicateurs de tension commandés selon le schéma de la figure X-7.

Des impulsions de commande sont appliquées aux bases des transistors de telle manière que T_2 et T_3 soient bloqués tandis que T_1 conduit. Pendant la période «passante» de ce transistor les condensateurs se trouvent chargés en *parallèle* à travers les diodes. Lorsque T_1 cesse de conduire T_2 et T_3 deviennent passants ce qui permet la décharge *en série* des condensateurs. Théoriquement il serait possible de monter sur ce principe autant d'étage en cascade qu'on le voudrait. En pratique on se trouverait vite limité par les difficultés de commander des transistors qui n'ont aucun point commun. Un autre inconvénient du montage réside dans le fait que les points bas de l'entrée et de la sortie, sans être isolés l'un de l'autre, ne sont pas communs mais réunis par deux diodes en série.

MISE EN ŒUVRE DES RÉGULATEURS À DÉCOUPAGE

Nous avons pu voir au chapitre IX qu'un régulateur à découpage peut être dans une certaine mesure assimilé à un transformateur pour courant continu, nous avons même remarqué que certains montages — ceux à inductance parallèle — peuvent se comporter comme un transformateur élévateur et que, selon le sens de la diode de roue libre, ils peu-

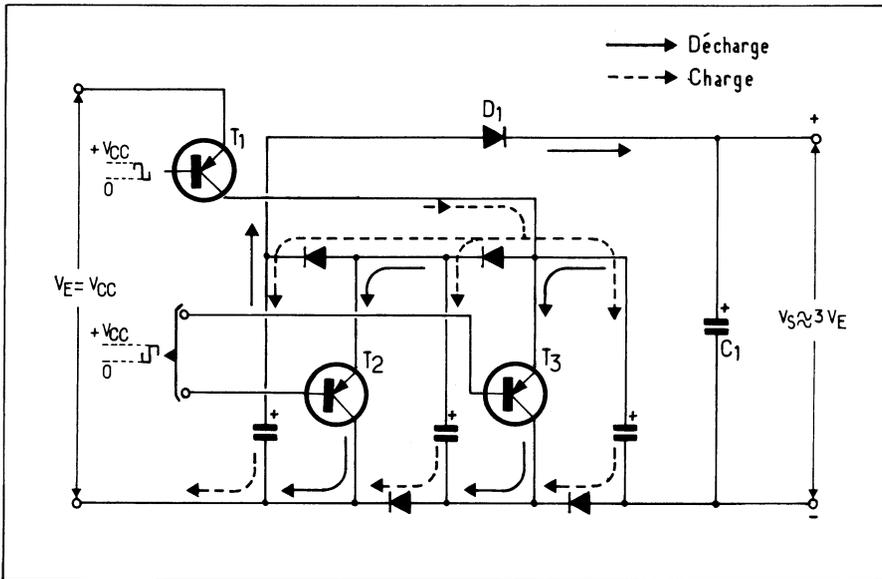


Fig. X-7. — En remplaçant les diodes d'un multiplicateur de tension par des transistors on peut charger les condensateurs en parallèle et les décharger en série.

vent délivrer une tension de même signe ou de signe opposé à celui de la tension d'entrée. C'est là une application du « fly-back » qui sera étudiée en détail un peu plus loin. Pour le moment contentons-nous d'ajouter à notre collection de schémas, ceux de la figure X-8. Tous deux mettent en œuvre un « timer » du type 555 pour commander un étage de commutation. La régulation de la tension de sortie s'effectuant par contre-réaction sur l'entrée « reset » du 555 de même que dans le montage de la figure X-4.

Une protection contre les surcharges peut être obtenue par adjonction d'un transistor monté selon le schéma (c) sur la même figure.

Il peut arriver que l'on désire disposer d'une tension plus faible que la tension principale d'alimentation mais avec un courant relativement élevé. Dans ce cas, l'emploi d'un diviseur résistif ou d'une diode de ZENER n'offrirait qu'un faible rendement, il est beaucoup plus astucieux de profiter des propriétés de transformation du régulateur à découpage. Le schéma de la figure X-9 établi autour d'un timer 555 en donne un exemple.

CONVERTISSEURS FOURNISSANT UNE ONDE SINUSOÏDALE (1)

L'un des inconvénients des systèmes à commutation réside dans le fait que les brusques variations du courant fourni par la source principale sont capables d'engendrer des parasites parfois difficiles à filtrer. Par ailleurs, dans le cas d'un convertisseur continu-alternatif, il peut arriver que la charge envisagée exige une tension sinusoïdale. Dans ce second cas, on peut naturellement préférer utiliser un convertisseur délivrant une onde carrée, d'un rendement bien supérieur aux oscillateurs sinusoïdaux puisque les transistors y travaillent en tout ou rien et interposer un filtre L.C. accordé entre la sortie du convertisseur et la charge, pour restituer à l'onde une allure sinusoïdale.

Selon la puissance de sortie désirée, on peut utiliser un simple auto-oscillateur sans étage tampon (1). Nous en donnons un exemple à la figure X-10.

(1) Certains lecteurs se souviennent sans doute que la T.H.T. des téléviseurs des années 50 était obtenue au moyen d'un oscillateur sinusoïdal à 100 kHz. Ce procédé est toujours utilisable pour la production de haute ou de

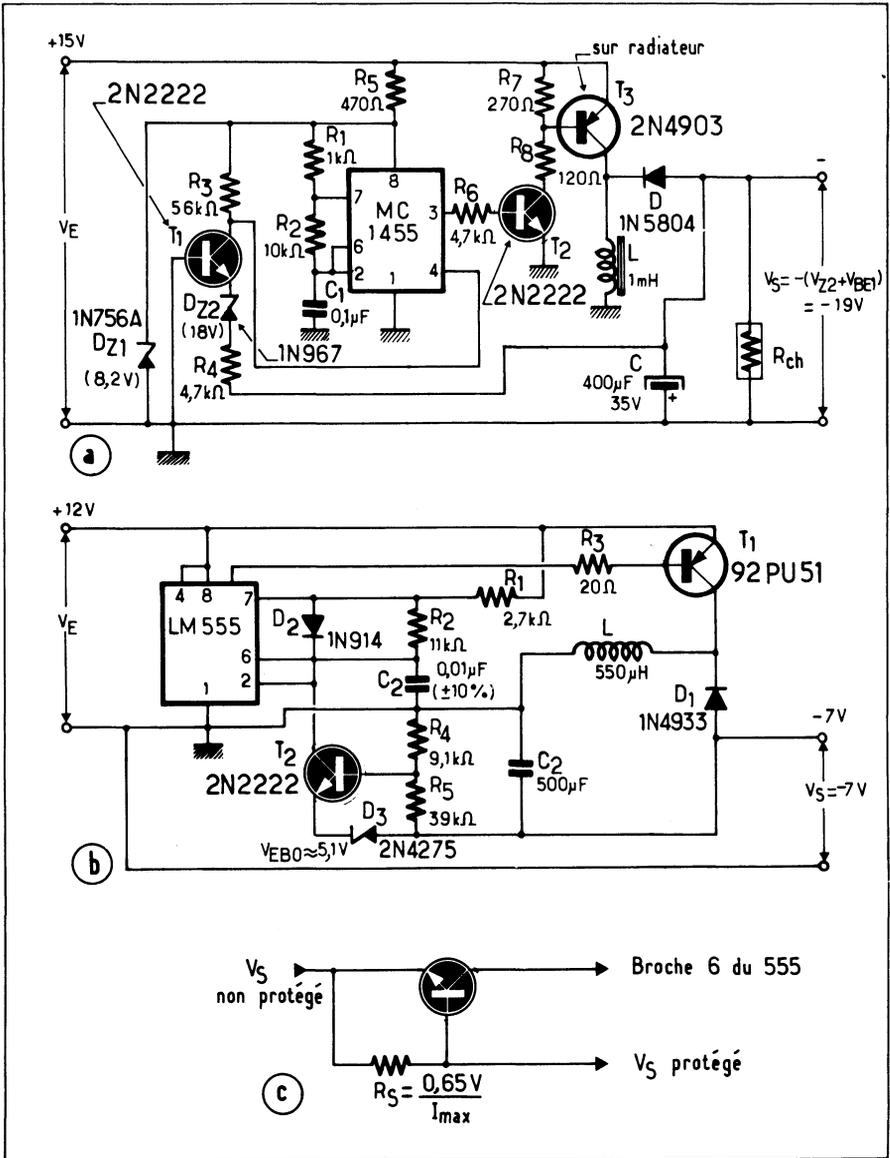


Fig. X-8. — Le montage régulateur à découpage avec inductance en parallèle permet d'obtenir une tension négative de polarisation ou pour l'alimentation de circuits logiques M.O.S.

Il s'agit d'un oscillateur du type COLPITTS oscillant sur 100 kHz environ et légèrement modifié en ce sens que la charge est montée aux bornes d'une inductance montée en série avec l'émetteur. Les courbes qui accompagnent le schéma montrent que, comme on peut s'y attendre, la tension de sortie d'un tel montage est très affectée tant par la tension

très haute tension sous un faible débit, il présente l'avantage d'offrir une certaine sécurité pour les utilisateurs si l'on a calculé l'oscillateur de manière à ce qu'il « décroche » dès qu'on lui demande un courant supérieur à quelques milliampères.

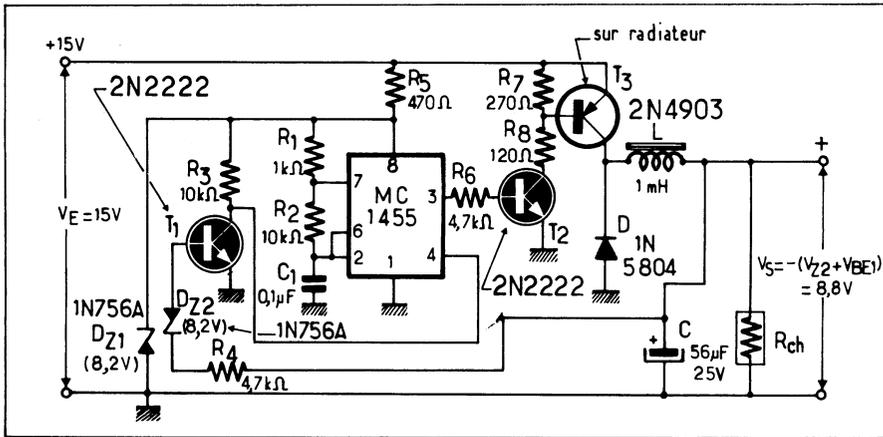


Fig. X-9. — Lorsque l'on a besoin d'une tension de même polarité que celle d'entrée mais de plus faible valeur, l'effet « transformateur » du régulateur à découpage permet un bien meilleur rendement qu'une diode de Zener (particulièrement intéressant dans les montages alimentés sur batterie).

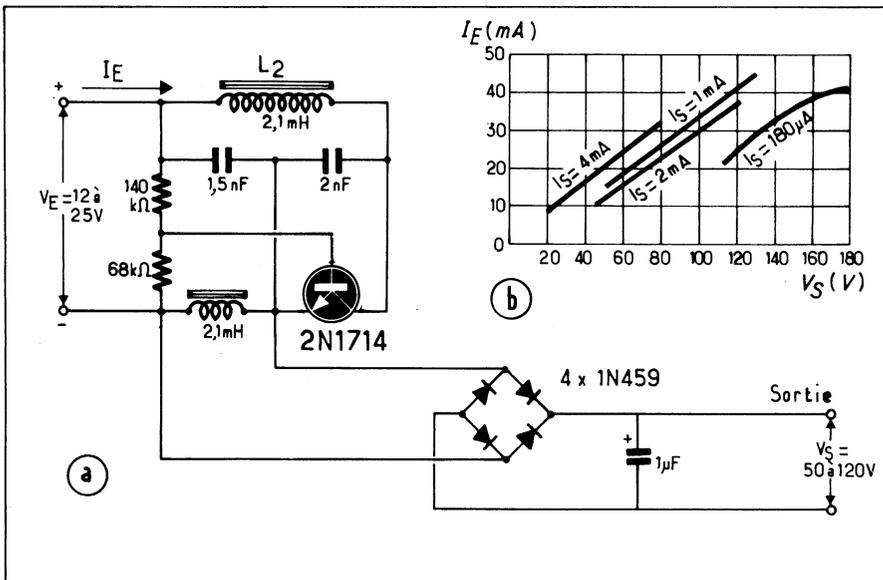


Fig. X-10. — Un simple oscillateur de petite puissance — ici du type Colpitts — peut constituer un convertisseur qui parasite moins qu'un montage à commutation.

d'entrée que par le courant de sortie. Il peut toutefois rendre des services lorsque les parasites créés par un montage à commutation doivent être évités à tout prix.

Le schéma de la figure X-11 est celui d'une alimentation 12 V-4 A destiné à l'alimentation d'une lampe à iode de projecteur. On sait que le filament de ce type de lampe fonctionne à une température élevée, ce qui le rend très vulnérable aux surtensions, c'est pourquoi il est souhaitable de l'alimenter par une source régulée. Le montage choisi est un oscillateur sinusoïdal à circuit de collecteur accordé et entretenu au moyen de l'enroulement 1-2 du transformateur qui commande la base du transistor oscillateur. Avec les éléments du schéma, la fréquence d'oscillation se situe vers 20 kHz, ce qui présente le

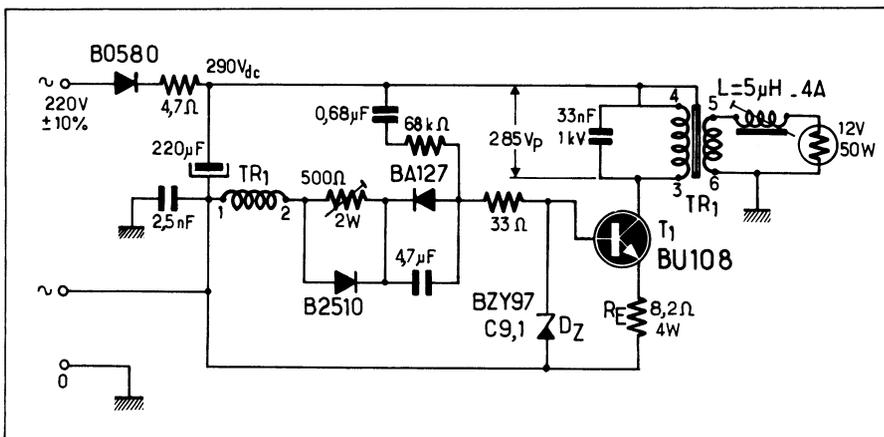


Fig. X-11. — C'est grâce au montage du transistor oscillateur en source à courant constant que cet oscillateur délivre un courant réglé à la lampe d'un projecteur. (Doc. Siemens).

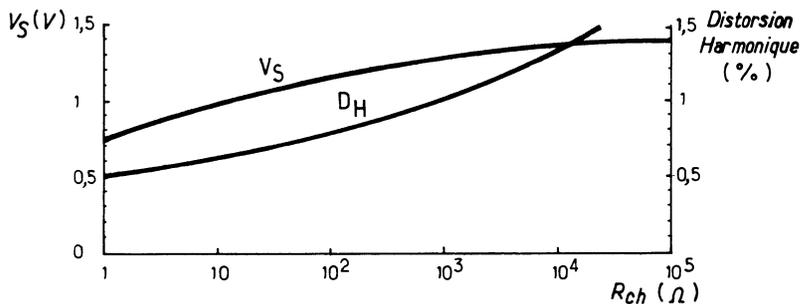
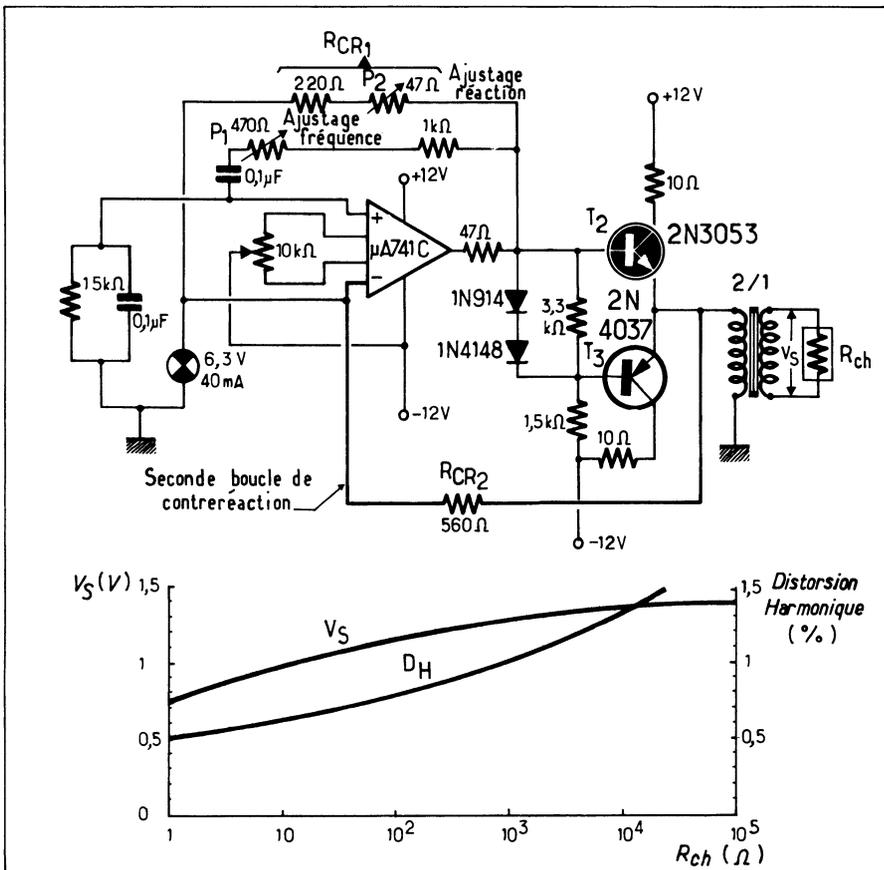


Fig. X-12. — C'est grâce à une double boucle de contre réaction que ce petit générateur 1000 Hz destiné à l'alimentation d'un pont de mesure présente une bonne stabilité de la tension de sortie en fonction de la charge.

double avantage de permettre l'emploi d'un transformateur sur ferrite de faible volume et, à cause de l'inertie thermique du filament de la lampe, de ne pas moduler la lumière émise par cette dernière.

C'est grâce au montage du transistor en source à courant constant (stabilisation de la tension maximale de base par la diode de ZENER D_2 et par la résistance R_E en série avec l'émetteur) qu'une stabilisation acceptable de la tension appliquée à la lampe, est obtenue.

Pour une variation de la tension d'alimentation (le réseau 220 V) de + 10% on a au maximum 1% de variation de sortie et - 3% pour une variation de - 10% du réseau.

Voici les données du transformateur :

- Circuit magnétique: sifferit V 57/28 — Paire B 67334 (Siemens)
- Primaire (enroulement 3-4): 100 spires 60/100
- Entretien (enroulement 1-2): 10 spires 45/100
- Secondaire (enroulement 5-6): 10 spires 60/100

Pour obtenir une bonne stabilité de la tension de sortie en fonction de la charge il est préférable d'avoir recours à un oscillateur sinusoïdal suivi d'un étage d'amplification en classe B ou AB. Bien que le montage soit classique nous en donnons un exemple à la figure X-12. Il s'agit du générateur 1000 Hz destiné à alimenter un pont de mesure d'impédances que nous avons réalisé. L'oscillateur met en œuvre un amplificateur opérationnel $\mu A741$ monté en pont de WIEN.

Il lui est associé un push-pull du type série à transistors complémentaires pour fournir au transformateur de sortie une puissance de l'ordre du watt. La seule particularité notable du montage réside en la présence d'une double boucle de contre-réaction: la boucle normale de l'oscillateur en pont de WIEN (R_{CR1}) et une seconde, prise à la sortie de l'amplificateur de puissance (R_{CR2}) qui a pour but de maintenir constante la tension de

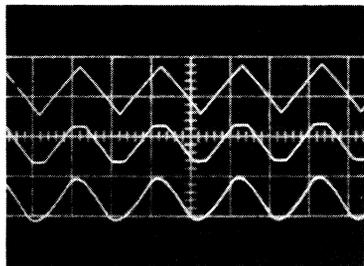
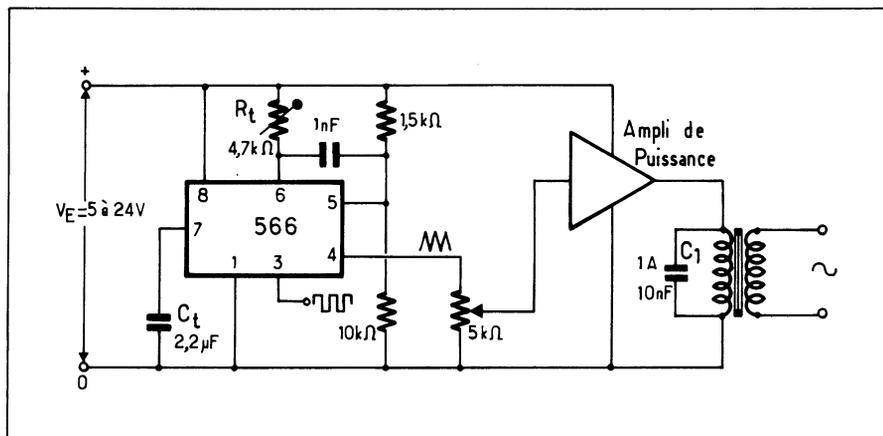


Fig. X-13 et Osc. X-1. — Une onde triangulaire fournie par un circuit intégré du genre 566 (trace du haut sur l'oscillogramme) amplifiée par un amplificateur fonctionnant à la limite de l'écrêtage (trace médiane) fournit à la sortie du transformateur accordé — par ses capacités parasites ou au moyen d'un condensateur d'appoint C_1 — une onde sinusoïdale acceptable (trace inférieure).

sortie malgré les variations de la charge. Cette disposition a permis d'obtenir à peu de frais une régulation très acceptable pour l'usage prévu :

— de 1,3 V_{eff} avec 1% de distorsion pour une charge de 1 000 Ω , la tension de sortie tombe à seulement 0,75 V_{eff} avec 0,5% de distorsion sur une charge de 1 Ω .

L'association d'un montage à commutation et d'un filtre pour obtenir une tension sinusoïdale donne de piètres résultats, tant du point de vue qualité de l'onde que de celle de la régulation en fonction de la charge, on peut par contre obtenir de très bons résultats à partir de l'onde triangulaire délivrée par un circuit intégré «générateur de fonctions» du genre 566 par exemple et amplifiée par un amplificateur linéaire.

En s'arrangeant pour faire travailler l'amplificateur avec une légère saturation sur les crêtes du triangle, on obtient une onde trapézoïdale que les capacités internes du transformateur de sortie, même volontairement augmentées au moyen d'un petit condensateur extérieur si nécessaire auront vite fait de transformer en sinusoïde. (Figure X-13 et Osc. X-1).

Si l'amplificateur, comme c'est généralement le cas, est soumis à un taux élevé de contreréaction, la régulation 566 étant excellente (0,05% par degré centigrade) et si la résistance R_1 et le condensateur C_t sont des composants à faible dérive on pourra réaliser des petits convertisseurs simples et performants dans une gamme de puissance comprise entre quelques watts et une centaine de watts et pour une gamme de fréquences comprises entre quelques dizaines de Hertz et plus de 100 kHz.

CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU ET ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE

Ces deux types de montage ne se différencient en rien dans leur principe, la seule chose qui permette d'établir une distinction est la source primaire d'alimentation. Dans le cas d'un convertisseur continu-continu, cette source est une batterie dans celui d'une alimentation à découpage c'est tout simplement le réseau après redressement direct et filtrage (figure X-14) (1).

Pourquoi recourir à un montage d'une telle complication alors que :

1°) Le montage classique à transformateur et redresseur (va-et-vient ou en pont) donne satisfaction depuis plus de 50 années.

2°) Qu'il est bien connu que le taux de défaillance (λ_E) d'un équipement est égal à la somme des taux de défaillances individuels ($\lambda_i, \lambda_j, \lambda_k, \dots, \lambda_m$) des composants dont il est équipé.

$$\lambda_E = \lambda_i + \lambda_j + \lambda_k + \dots + \lambda_m$$

3°) Que certains des composants d'une alimentation à découpage, en particulier le ou les transistors de commutation, le transformateur, les diodes (de roue libre et de second redressement) sont soumis à des contraintes beaucoup plus importantes, donc de nature à augmenter le taux de défaillance, que celles auxquelles sont soumis les composants d'un montage redresseur classique.

Pourquoi? La réponse se trouve en partie dans le petit dessin de la figure X-15 que nous empruntons aux Cahiers Techniques SESCOSEM (n° 5 - Avril 1977). Cette diminution spectaculaire du poids et de l'encombrement est due au fait que la partie « convertisseur » proprement-dite fonctionne à une fréquence de l'ordre de 10 à 20 kHz, gamme de fréquence pour laquelle les circuits magnétiques en ferrite utilisés présentent encore de faibles pertes et où les transistors de commutation sont « à l'aise ».

L'autre argument qui n'est pas sans valeur, est qu'une alimentation à découpage bien étudiée est capable de fonctionner correctement pour une gamme de tensions d'entrées très importante: 100 à 250 Volts alternatif (50 à plus de 400 Hz) ou continu sans avoir à se soucier de la polarité (grâce au redresseur en pont) c'est donc à propre-

(1) Il peut également se présenter une seconde différence : dans une alimentation à découpage à isolement du secteur la boucle de régulation comporte toujours un dispositif qui procure un isolement galvanique entre l'entrée et la sortie alors que ceci n'est pas toujours indispensable dans un convertisseur dans lequel l'entrée et la sortie peuvent souvent sans inconvénient avoir un point commun.

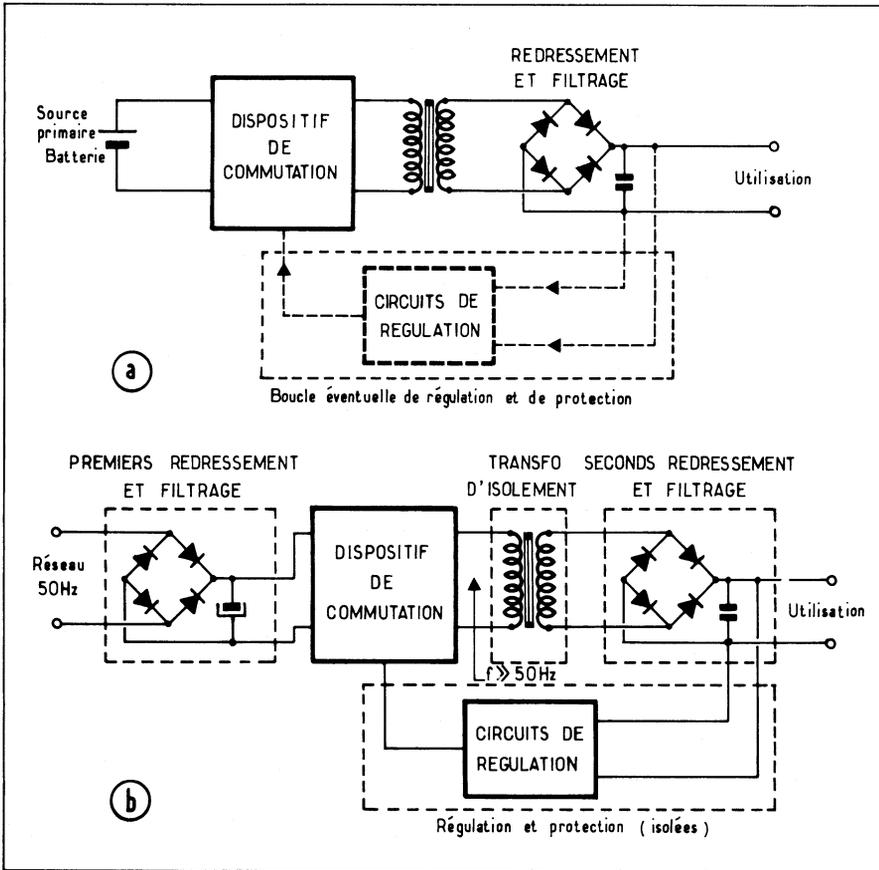


Fig. X-14. — Un convertisseur continu-continu (a) et une alimentation à découpage à isolement du secteur (b), ne se différencient que par deux points : dans le premier cas la source est une batterie et l'éventuelle boucle de régulation n'est pas obligatoirement isolée des circuits d'entrée alors que dans le second cas la source est le réseau après redressement et filtrage et la boucle de régulation est obligatoirement isolée de l'entrée.

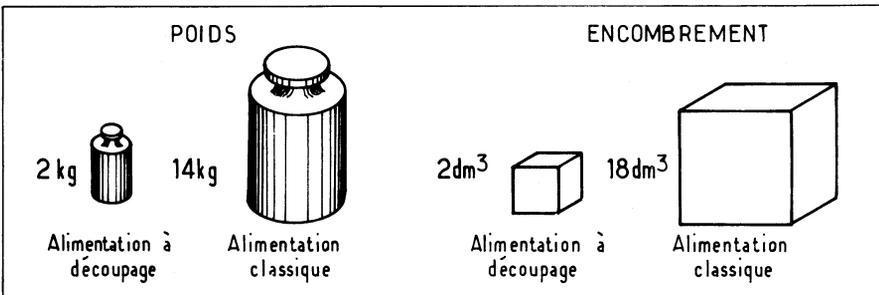


Fig. X-15. — C'est l'énorme gain en poids et en encombrement qu'elle permet d'obtenir par rapport au montage classique qui milite en faveur de l'alimentation à découpage à isolement du secteur (d'après un document Sescosem).

ment parler une alimentation « tous courants ». Peut-être nous fera-t-on observer que la distribution d'énergie en 120 Volts continu est abandonnée depuis longtemps.

Mais, rétorquons-nous, dans de nombreuses installations industrielles, les « auxiliaires » sont généralement alimentés à partir d'une batterie 120 Volts.

Notre position personnelle est donc la suivante : toutes les fois que l'on a de la place et pas de problème de poids, que le réseau E.D.F. est à portée de la main pour délivrer une tension relativement stable ($\pm 10\%$ en principe) le bon vieux système — transfo 50 Hz + redresseur et filtrage suivi si nécessaire d'une régulation — est le plus fiable et l'on n'aura recours à l'alimentation à découpage que dans les seuls cas où elle s'impose pour des raisons d'encombrement, de poids ou d'excessives variations de la source primaire.

On ne connaissait naguère encore que deux types de convertisseurs, tous deux auto-oscillants :

— le montage mon transistor du type oscillateur bloqué (*blocking*) qui était réservé aux petites puissances (quelques dizaines de watts au maximum)

— le montage symétrique à deux transistors qui peut être considéré comme un multivibrateur de puissance à couplage magnétique.

Les besoins croissants de l'industrie ont conduit petit à petit à remplacer les convertisseurs électromécaniques à vibreurs ou rotatifs connus sous le nom de *dynamotors* par des dispositifs purement statiques équipés de semiconducteurs de plus en plus puissants. Pour cela on a été conduit à mettre au point de nouvelles méthodes de transfert de l'énergie du primaire au secondaire des transformateurs de convertisseurs, en particulier le montage dit direct (*forward*) et le montage pseudo push-pull en pont ou en demi-pont.

De même, pour faciliter la régulation de la tension de sortie, tant en fonction de la tension d'entrée que de la charge, on en est venu très souvent à préférer des montages dans lesquels les fonctions d'oscillation et de commutation sont nettement séparées : d'auto-oscillant, les convertisseurs sont devenus *pilotés*.

Avant d'entreprendre l'étude systématique de ces différents montages il nous paraît utile d'en donner une vue panoramique au moyen du tableau ci-après.

Bien qu'en principe chacun de ces montages soit susceptible de fonctionner soit en mode auto-oscillant soit piloté par un oscillateur séparé, certains de ces montages sont plus aptes que les autres à fonctionner en auto-entretenu aussi le signalerons-nous dans une colonne dudit tableau.

CONVERTISSEURS À RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE (*FLY-BACK*)

Dans ce type de convertisseur l'énergie fournie par la source primaire (batterie dans le cas d'un convertisseur ou redresseur directement alimenté par le réseau dans le cas d'une alimentation à découpage) est stockée dans une inductance pendant la fermeture d'un organe de commutation (transistor ou thyristor) pour être libérée vers la charge lorsque l'élément de commutation cessera de conduire.

Ce type de dispositif peut être :

1°) Auto-oscillant : c'est le montage bien connu sous le nom d'oscillateur bloqué ou « *blocking* » (1).

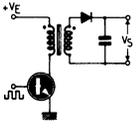
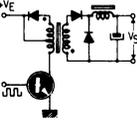
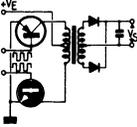
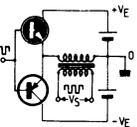
2°) Il peut mettre en œuvre un transistor de commutation dont la conduction est commandée par des impulsions de durée fixe, ou le plus souvent variable en fonction de la tension ou du courant de sortie dans les montages équipés d'un dispositif de régulation.

ÉTABLISSEMENT DU COURANT DANS UNE INDUCTANCE

Avant d'étudier le principe de fonctionnement des montages « *fly back* » (1) qu'ils soient auto-oscillants (*blocking*) ou bien pilotés, il nous semble nécessaire de rappeler comment s'établit le courant dans une inductance en examinant le schéma de la figure X-16.

(1) Le principe de fonctionnement du montage « *blocking* » ayant été décrit en détail dans notre ouvrage « Les Oscillateurs, générateurs et synthétiseurs de signaux » (E.T.S.F.) nous nous bornerons à présenter ici quelques exemples de montages pratiques.

Tableau résumé des principaux types de convertisseurs

Type de montage	Mode de transfert de l'énergie	Facilité de montage auto-oscillant	Observations
 <p>A Récupération (Flyback)</p>	En deux temps	OUI (Blocking)	Le montage auto-oscillant est réservé aux très petites puissances. Ne permet pas le redressement double alternance. Facilité de régulation en P.W.M. Doit être protégé contre les risques de marche à vide.
 <p>Direct (Forward)</p>	Direct	Oui en principe mais peu usité	Utilisé surtout dans les alimentations à découpage avec isolement du réseau de moyenne puissance (jusque vers 400 W). Nécessité un primaire à point milieu. Facilité de régulation en P.W.M. Ne permet pas le redressement en double alternance. Nécessite une inductance de filtrage.
 <p>Push-Pull symétrique</p>	Direct	OUI	Naguère encore très utilisé pour les convertisseurs de moyenne puissance en alternatif comme en continu. Permet le redressement en double alternance. Risque de conduction simultanée des transistors en l'absence de circuit de protection ; Nécessité d'un point milieu au transfo.
 <p>Push-pull série (Pont et demi-pont)</p>	Direct	Oui en principe mais inusité.	Le montage à alimentation simple avec point milieu artificiel par condensateur permet le fonctionnement sur charge accordée. Risque de conduction simultanée des transistors en l'absence de protection. Permet le redressement en double alternance Transformateur sans point milieu. Idéal pour le chauffage par induction.

Nous supposons pour simplifier les choses que l'enroulement L présente une résistance négligeable et d'autre part que la saturation de son noyau magnétique ne soit jamais atteinte : cela est possible si la durée de fermeture du commutateur K est suffisamment courte pour que le courant qui traverse l'inductance n'ait pas le temps d'atteindre une valeur prohibitive.

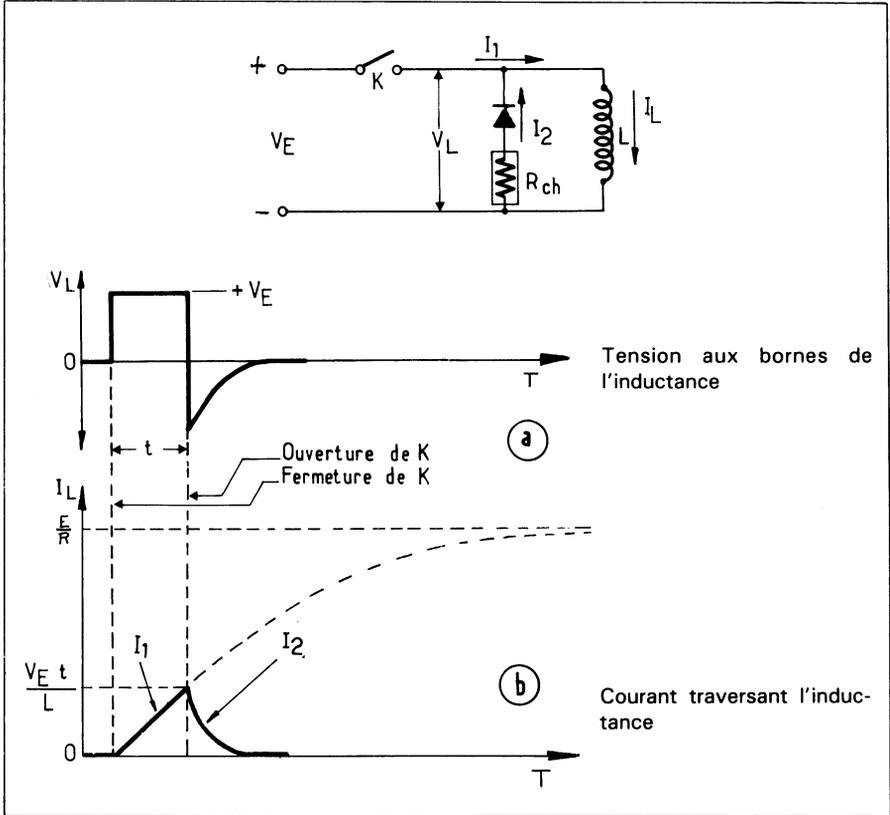


Fig. X-16. — Etablissement du courant dans une inductance: diagrammes de la tension (a) et du courant (b).

Lorsque nous fermons l'interrupteur K le courant s'établit dans l'inductance selon une loi linéaire:

$$i = V_E.t / L$$

aucun courant ne passe alors dans la diode D qui se trouve polarisée en inverse.

Pendant toute la période de passage du courant dans l'inductance, celle-ci a emmagasiné une énergie:

$$W = 1 / 2 L.I^2$$

I étant la valeur finale du courant au moment où l'interrupteur va s'ouvrir.

Lorsque le contact K s'ouvre cette énergie se trouve libérée sous la forme d'une tension de polarité opposée à celle de la source d'alimentation. Si la diode D associée à la résistance R n'étaient pas présente cette tension prendrait une valeur dont l'expression est:

$$V = d\Phi / dt = L = d i / dt$$

\$dt\$ étant ici le temps mis par l'interrupteur pour interrompre le courant. Si ce temps est très court, la tension aux bornes de l'inductance peut atteindre des valeurs extrêmement élevées. Pour en avoir une idée imaginons la coupure d'un courant de 1 ampère dans une

inductance de 1 henry au moyen d'un transistor qui passe de l'état saturé à l'état bloqué en $2,5, \mu\text{s}$ (2 N 3055 par exemple) en supposant, ce qui n'est qu'une hypothèse de travail, que le transistor «tienne le coup» c'est une surtension de $1 \text{ H} \times 1 \text{ A} / 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 250000 \text{ V}$ qui prendrait naissance aux bornes de l'inductance. Mais fort heureusement la diode D et la résistance R_{ch} sont là pour limiter les dégâts : l'énergie emmagasinée dans L va se dissiper dans R_{ch} sous forme d'un courant qui décroît selon une loi exponentielle. Dans la pratique des convertisseurs de diode D et la résistance R_{ch} sont reportées aux bornes d'un secondaire couplé magnétiquement à L (fig. X-17).

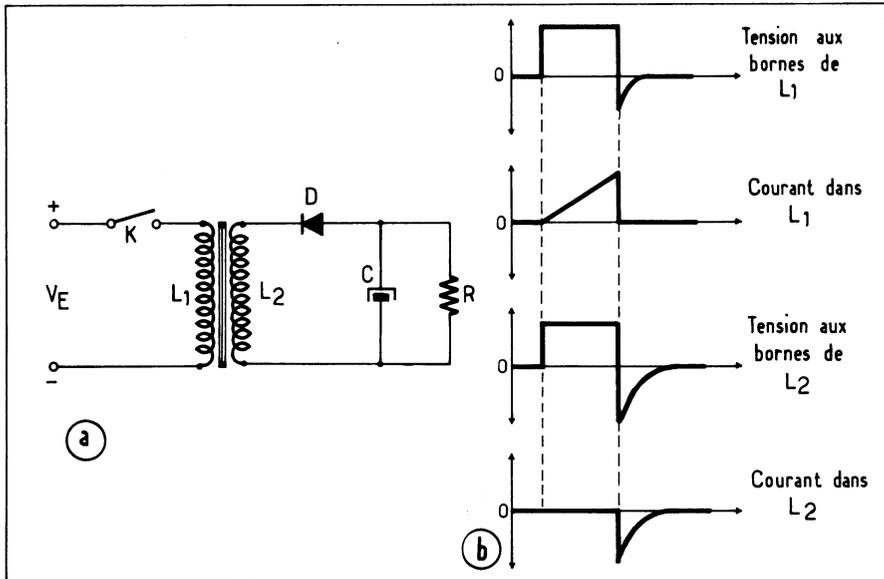


Fig. X-17. — Ce diagramme montre bien que dans un convertisseur du type blocking l'énergie accumulée dans l'inductance primaire pendant la fermeture de K est récupérée par le secondaire et la charge lorsque K s'ouvre.

SCHÉMAS PRATIQUES

Le schéma de principe d'un convertisseur à oscillateur bloqué est reproduit à la figure X-18-a. On remarque que la diode de protection montée en inverse sur le primaire du transformateur a disparu : elle est remplacée par celle de redressement qui se trouve au secondaire, c'est elle qui permet, au moment où le transistor de l'oscillateur cesse de conduire, de transférer l'énergie accumulée dans le primaire d'être récupérée et transférée à la charge. Que cette charge vienne à diminuer par trop ou par disparaître, une surtension très importante prendra naissance aux bornes des enroulements à chaque fois que le transistor se bloquera. Surtension qui, nous l'avons vu plus haut peut prendre des valeurs considérables et qui mettra en danger tous les composants du montage.

Un bon moyen pour éviter cet inconvénient consiste à disposer sur le transformateur un enroulement auxiliaire dont le nombre de tours est calculé de telle manière qu'en présence de la charge la tension qui prend naissance à ses bornes soit inférieure à celle de la source d'alimentation (fig. X-18-b). En fonctionnement normal, la diode auxiliaire D_2 n'est jamais conductrice : pendant les périodes d'établissement du courant dans le primaire elle est polarisée en inverse et au moment où le courant dans le primaire s'interrompt, la tension qui prend naissance aux bornes de l'enroulement auxiliaire L_3 étant inférieure à celle de la source d'alimentation, la diode ne conduit pas non plus. Que la charge vienne à diminuer d'une valeur dangereuse, la tension aux bornes de L_3 devient telle que la diode D_2 conduit. L'énergie emmagasinée dans le primaire est automatiquement restituée à la source d'alimentation évitant ainsi la naissance de surtensions dangereuses. Le rôle du condensateur C_2 de forte capacité est de servir de tampon protégeant

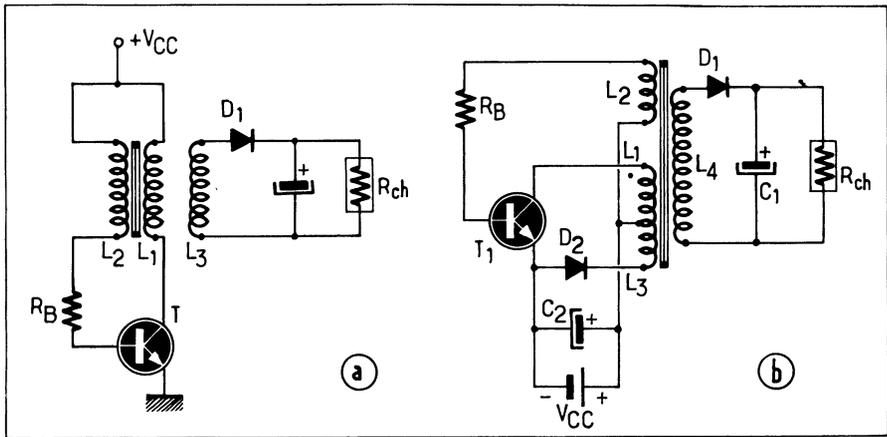


Fig. X-18. — Le schéma de principe d'un convertisseur du type « blocking » (a) n'est pas protégé contre les surtensions qui prendraient naissance en cas de disparition de la charge. L'enroulement supplémentaire L_3 associé à la diode D_2 du montage (b) constitue une protection efficace contre ce risque.

ainsi la batterie contre les surintensités au moment du transfert de l'énergie du primaire à l'enroulement auxiliaire. On obtient ainsi un double résultat :

— 1°) Limitation automatique de la tension de sortie et de ce fait protection contre les surtensions

— 2°) Récupération d'une partie de l'énergie mise en jeu.

Nous reproduisons à la figure X-19 le schéma d'un convertisseur capable de fournir une tension de 45 Volts sous un débit de 35 à 40 mA à partir d'une batterie de 6 Volts.

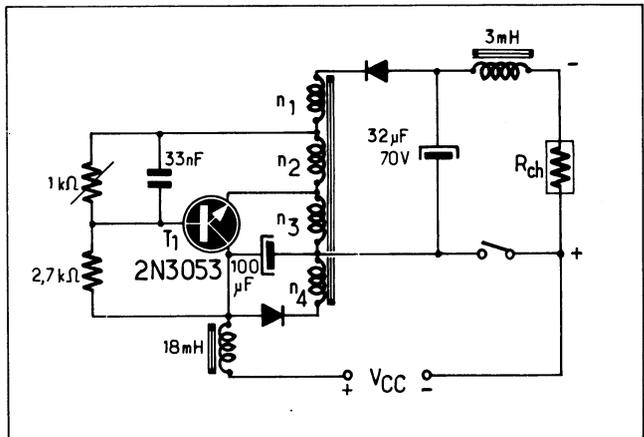


Fig. X-19. — Petit convertisseur continu-continu 6 V-45 V.

Ce type de petit convertisseur simple et peu encombrant est surtout utilisé pour des applications comme la charge du condensateur des flashes électroniques portables et alimentés par batterie ou bien encore pour des éclairages de secours à tube fluorescent.

Plus moderne et aussi plus puissant est le montage de la figure X-20. Il s'agit d'une alimentation pour téléviseur couleur de 175 Watts mise au point par Siemens. Nous ne nous intéressons ici que de la partie conversion proprement-dite, la partie protection contre les surcharges sera étudiée au chapitre consacré aux protections.

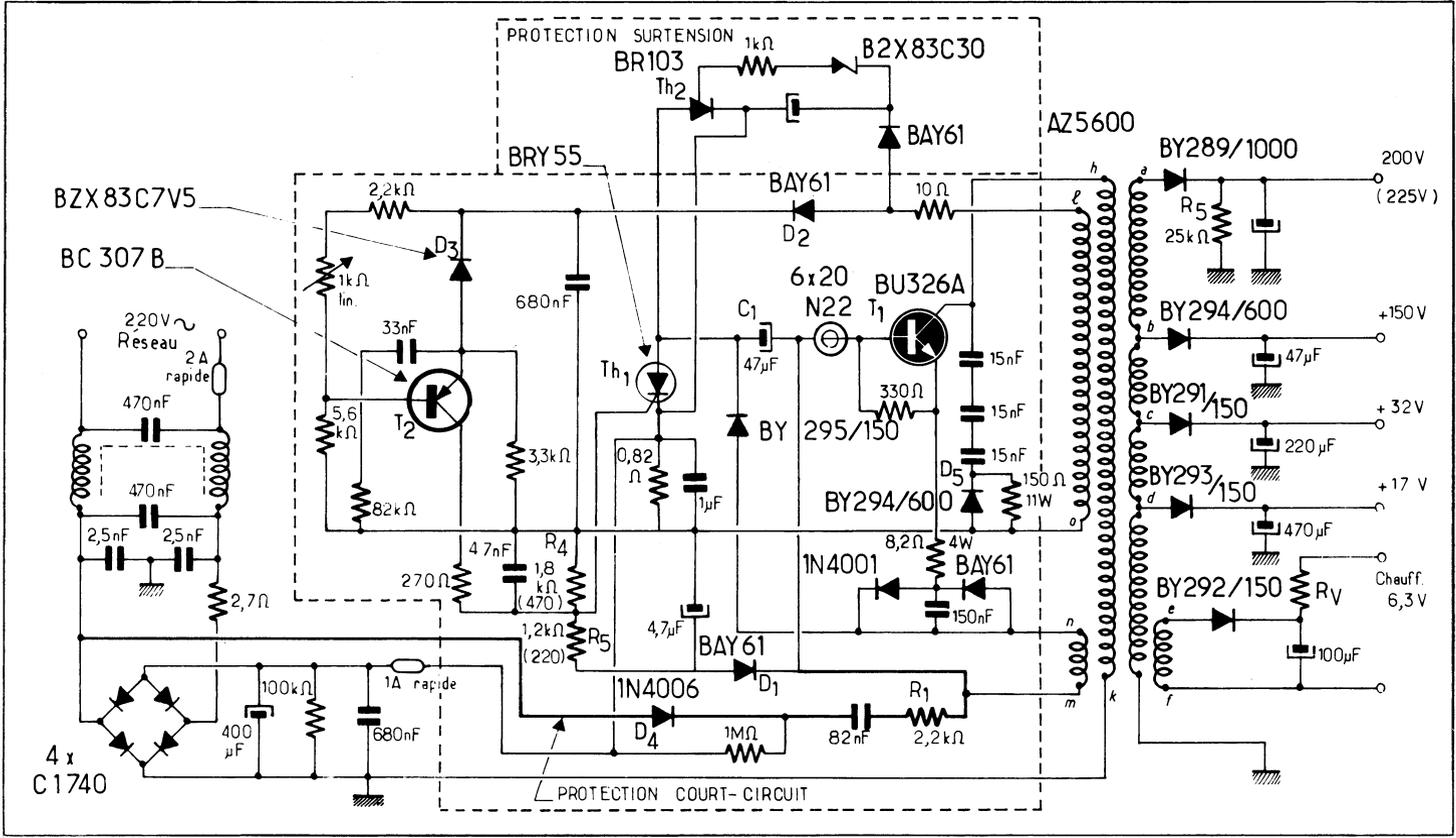


Fig. X-20-a. — L'emploi de l'oscillateur bloqué ne se limite pas aux toutes petites puissances. La preuve, cette alimentation de téléviseur couleur de 175 Watts.

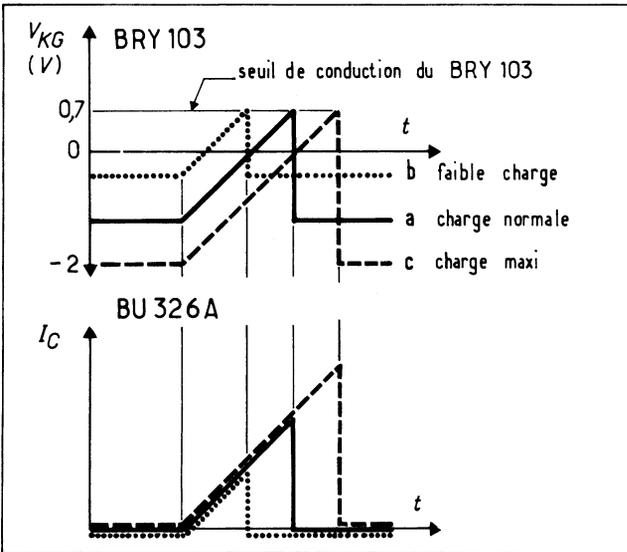


Fig. X-20-b. — Diagramme qui devrait faciliter la compréhension du fonctionnement de la régulation.

Pour une raison de sécurité (protection contre les risques de disparition de la charge) l'oscillateur doit être déclenché à la mise sous tension au moyen d'une impulsion positive prélevée au secteur à travers la chaîne $D_4 C_1 R_1$ (en traits forts sur le schéma). Elle s'entretient ensuite grâce à l'enroulement de réaction $m - n$. Une régulation de la tension de sortie est obtenue par la mise en court-circuit du circuit de commande de base du transistor oscillateur BU 326 A (T_1) au moyen du thyristor Th_1 , lorsque le courant de collecteur de ce transistor atteint un certain seuil. Pour ce faire, on compare la chute de tension provoquée par le passage du courant collecteur de ce transistor, dans la résistance P_2 , à une tension négative d'environ 2 Volts prélevée sur l'enroulement de réaction au moyen de la diode D_1 et du diviseur $R_4 - R_5$ qui est appliquée à la gâchette du thyristor. C'est donc par déplacement de la tension de blocage de gâchette de ce thyristor que s'effectue la régulation. Cela est rendu compréhensible par l'examen du diagramme (b) sur la même figure. Si cette tension de blocage est « importante » le thyristor ne s'amorcera que pour une valeur élevée de I_c et une quantité d'énergie plus importante pourra être accumulée dans le primaire du transformateur tandis que si elle est faible le thyristor s'amorcera plus vite, le transistor conduira moins longtemps et l'énergie stockée dans le transformateur sera plus faible ; d'où une régulation de la puissance de sortie.

Ce déplacement de la tension de gâchette du thyristor est obtenu en dérivant une fraction du courant qui traverse la résistance R_5 du diviseur $R_4 - R_5$ dans le transistor de régulation T_2 qui compare la tension de sortie de l'enroulement l-o du transformateur à la tension de référence fournie par la diode de ZENER D_3 . Toute augmentation de la tension délivrée par cet enroulement provoque une augmentation du courant collecteur de T_2 et par conséquent une diminution de la tension de blocage de Th_1 .

La chaîne constituée par trois condensateurs de 15 nF en série avec la diode D_5 qui shunte le transistor de commutation T_1 a pour but de soulager ce transistor en présence des surtensions de commutation.

QUELQUES CONSIDÉRATIONS SUR LES TRANSFORMATEURS DE «BLOCKING»

C'est sans doute le composant le plus important du montage et il doit être étudié et réalisé avec soin. En particulier lorsqu'il s'agit d'oscillateur à constante de temps R.L. puisque c'est lui, en priorité, qui impose la période d'oscillation du montage.

— Son inductance primaire doit être connue avec précision.

— Son inductance de fuite doit être aussi faible que possible car c'est d'elle que dépend la raideur des fronts de montée des impulsions recueillies sur le collecteur. De manière à diminuer autant que possible cette inductance de fuite, il sera le plus souvent réalisé sur un noyau magnétique à haute perméabilité : anhyster D ou tore de ferrocube. Lorsque le primaire et le secondaire comportent un nombre de spires important on a souvent avantage à imbriquer les enroulements primaire et secondaire de manière à diminuer encore l'inductance de fuite.

Moyennant ces précautions on peut obtenir des transformateurs présentant une inductance primaire de plusieurs millihenrys avec une inductance de fuite de seulement quelques dizaines de microhenrys. Mais de nouveaux problèmes s'élèvent au sujet de l'isolement : un couplage serré primaire secondaire et un très bon isolement entre ces enroulements (surtout lorsque, comme c'est le cas dans l'alimentation d'un récepteur de télévision, l'un des secondaires délivre une haute tension) sont des impératifs difficilement conciliables et le compromis satisfaisant est parfois difficile à établir. C'est sans doute pourquoi tant dans leurs publications que dans les réponses qu'ils donnent lorsqu'on les interroge au sujet des transformateurs pour alimentations à découpage, les constructeurs se montrent d'une grande discrétion ou vous fournissent des réponses dans le genre de celle-ci : « il s'agit d'un calcul délicat qui ne peut être effectué qu'au moyen d'un programme sur ordinateur ». Interprétez : on fait de nombreux essais et lorsque l'on a obtenu des résultats satisfaisants on essaie de les extrapoler pour les modèles suivants...

CONVERTISSEURS «FLY-BACK» PILOTÉS ET RÉGULÉS

Dans les convertisseurs de quelque puissance ou les alimentations à découpage, tout en conservant le même principe de transfert en deux temps (accumulation dans l'inductance primaire puis transfert au secondaire de l'énergie fournie par la source primaire) on préfère utiliser le transistor de puissance comme un simple interrupteur commandé par les signaux rectangulaires, délivrés par un oscillateur séparé. Il devient alors possible en agissant sur la durée de ces signaux, tout en leur conservant une fréquence de répétition fixe de combiner les fonctions de convertisseur et de régulateur à découpage.

PRINCIPES GÉNÉRAUX DES CONVERTISSEURS PILOTÉS ET RÉGULÉS

Avant d'étudier les convertisseurs du type «*fly-back*» pilotés, il nous faut ouvrir une large parenthèse.

Quel que soit le mode de commutation (ou de transfert d'énergie) mis en œuvre dans un convertisseur, s'il est piloté par un oscillateur séparé et s'il est fait usage d'un dispositif de régulation, il est toujours conçu selon le schéma général de la figure X-21, et un problème se pose en ce qui concerne la boucle de régulation. Car on désire généralement maintenir l'isolement entre la source primaire et les circuits d'utilisation (plus spécialement dans les alimentations à découpage). Il n'est donc pas question d'établir une boucle de rétroaction classique comme dans les régulateurs à découpage étudiés au chapitre XI. On dispose de trois procédés.

Le premier consiste en l'emploi d'un enroulement séparé du transformateur, dont la tension de sortie, convenablement redressée et filtrée, sera comparée à la référence pour fournir la tension de commande du circuit régulateur (figure X-22-a). Mais ce procédé ne donne pas une image exacte de la tension aux bornes de la charge car elle ne tient pas compte de la résistance du secondaire principal, de l'inductance de fuite vue de ce secondaire, et des diverses résistances qui se trouvent en série avec la charge.

C'est pour cette raison que, lorsqu'une régulation précise de la tension ou du courant de sortie est nécessaire, on préfère une seconde solution, qui consiste à mesurer la tension qui se trouve réellement aux bornes de la charge et avoir recours, pour conserver l'isolement entrée-sortie, à une liaison opto-électronique (figure X-22-b). On en verra un exemple un peu plus loin.

Une autre solution consiste à alimenter les «auxiliaires» (oscillateur, circuits de régulation et de protection) séparément au moyen d'un petit transformateur alimenté par le secteur, à effectuer une liaison directe entre la tension de sortie redressée et à coupler la

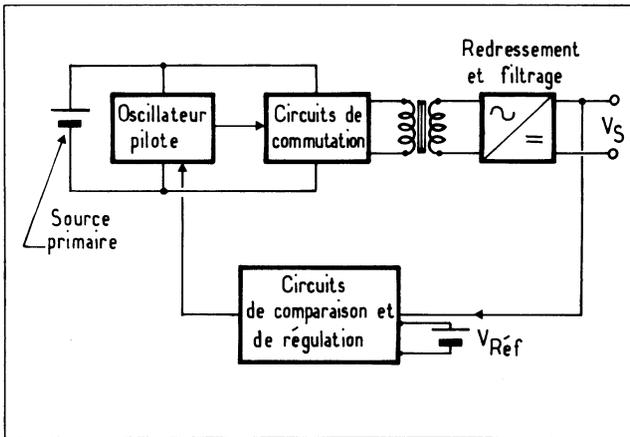


Fig. X-21. — Synoptique de principe d'un convertisseur piloté et régulé.

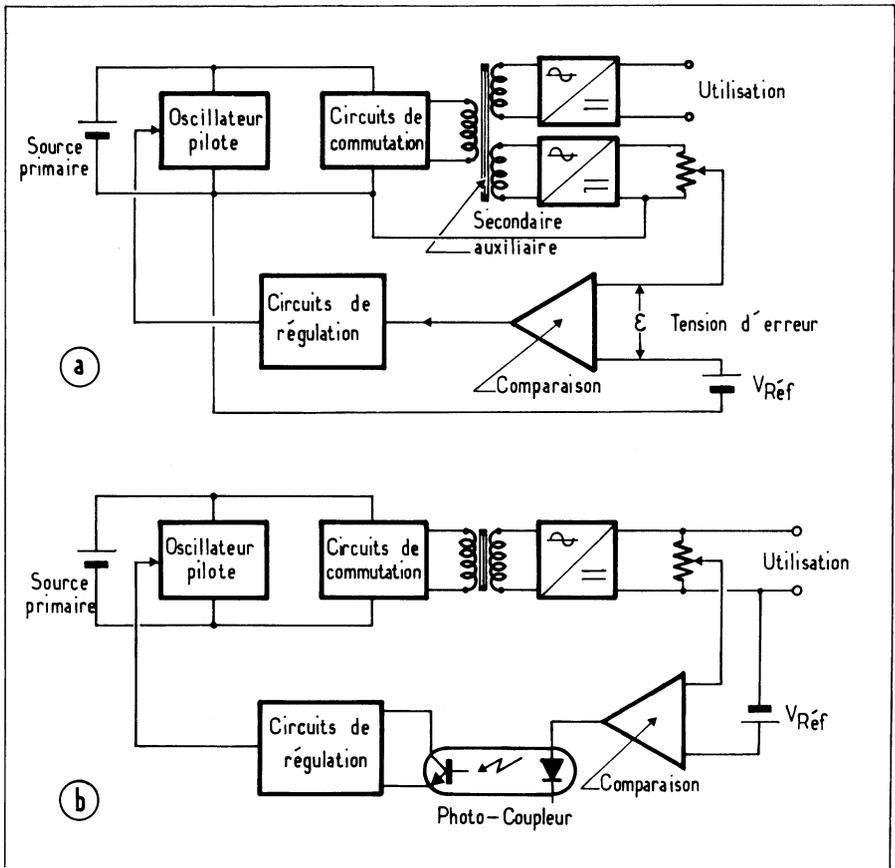


Fig. X-22. — Pour obtenir un isolement galvanique entre l'entrée et la sortie d'un convertisseur piloté et régulé on dispose de deux solutions pour établir la boucle de régulation : faire appel à un enroulement spécial du transformateur (a) ou bien utiliser un couplage opto-électronique (b).

sortie du pilote à la base du transistor de commutation à travers un petit transformateur sur ferrite. Ce mode d'attaque du transistor de commutation ayant notre préférence — pour des raisons qui seront exposées dans un autre paragraphe — nous ne saurions trop le recommander. A titre d'exemple, et en anticipant sur le prochain paragraphe nous reproduisons à la figure X-23 le schéma d'un convertisseur du type « forward » proposé par Sescosem comme application de son circuit intégré de commande et de régulation pour alimentations à découpage (ES M 3530).

En ce qui concerne le mode de régulation c'est presque toujours le principe de la modulation en largeur d'impulsion (P.W.M. décrit au chapitre IX) qui est utilisé et souvent, lorsqu'il est fait usage de circuits intégrés, ce sont les mêmes que ceux des régulateurs à découpage qui sont utilisés.

QUELQUES SCHEMAS

Ce type de montage, tout comme son cousin l'oscillateur bloqué, n'est utilisé que pour les faibles puissances (10 à 200 W) au-delà on préfère le montage direct ou « forward » qui fera l'objet du prochain paragraphe; aussi ne donnerons-nous que deux exemples pratiques d'application, non sans avoir précisé que ce qui a été dit au sujet des problèmes d'établissement du transformateur s'applique également dans tous les cas de convertisseurs ou d'alimentations à découpage quel que soit leur principe de fonctionnement dès l'instant où l'on travaille à des fréquences de l'ordre de 10 à 20 kHz et peut-être au-delà dans l'avenir.

Le premier montage est un convertisseur permettant d'alimenter un tube fluorescent à partir de la batterie de 12 Volts d'un véhicule (figure X-24).

Le pilote est constitué par un « timer » du type 555 monté en multivibrateur astable selon le schéma classique et dont on a augmenté le courant de sortie grâce au transistor T_1 qui, grâce à la résistance de 15 Ω introduite en série avec la connexion de retour du C.I. se voit monté en Darlington avec le transistor inférieur de l'étage de sortie (figure X-24-b). C'est pourquoi le transistor de puissance a été choisi du type p.n.p. ce qui de surcroît permet de monter le transformateur de sortie en auto-transformateur et ainsi un certain gain et simplifie les problèmes d'isolement (puisque dans ce cas particulier un parfait isolement primaire secondaire n'est pas nécessaire).

Dans le cas particulier d'alimentation d'un tube fluorescent c'est le courant qu'il est nécessaire de réguler c'est pourquoi il est fait usage d'un shunt (R_6 et R_7 en parallèle) monté en série avec le tube. C'est la tension aux bornes de ce shunt qui est comparée à la référence fournie par la diode D_3 au moyen de l'amplificateur opérationnel I.C.2. (CA 3130 R.C.A.) dont la tension de sortie appliquée à l'entrée 6 (Threshold: seuil de basculement) du 555 contrôle la largeur des impulsions de courant appliquées au transistor de sortie.

Le transformateur de sortie est bobiné sur un tore de ferrite de 5 cm de diamètre. De manière à obtenir un excellent couplage primaire secondaire il est bobiné non pas « deux fils en main » mais « huit fils en main », c'est-à-dire que l'on commence par constituer un faisceau comportant le fil primaire de 8/10 de mm de diamètre et sept longueurs (5,5 mètres environ) de fil de 4/10 pour le secondaire; 75 spires de ce faisceau sont enroulées sur le tore puis on monte en série les fils de 4/10 en prenant bien garde de ne pas commettre l'erreur consistant à monter un enroulement en court-circuit (figure X-24-c) et en isolant soigneusement chaque soudure (1).

Le plus simple est, avant de constituer le faisceau, de repérer les extrémités de chaque conducteur par une marque de couleur.

Nous nous sommes quelque peu attardés sur ce sujet pour montrer que les techniques mises en œuvre pour la réalisation des transformateurs pour convertisseurs peuvent être assez différentes de celles utilisées pour les transfos 50 Hz.

(1) L'ami C. Gagne me fait remarquer au passage l'avantage qu'il y a pour ce genre de bobinage, à utiliser du câble plat (**flat cable**) dont les conducteurs, tous repérés par des couleurs différentes, peuvent à volonté se monter en parallèle pour obtenir la section désirée ou en série, comme dans l'exemple ci-dessus, pour obtenir le rapport de transformation recherché (R.D.).

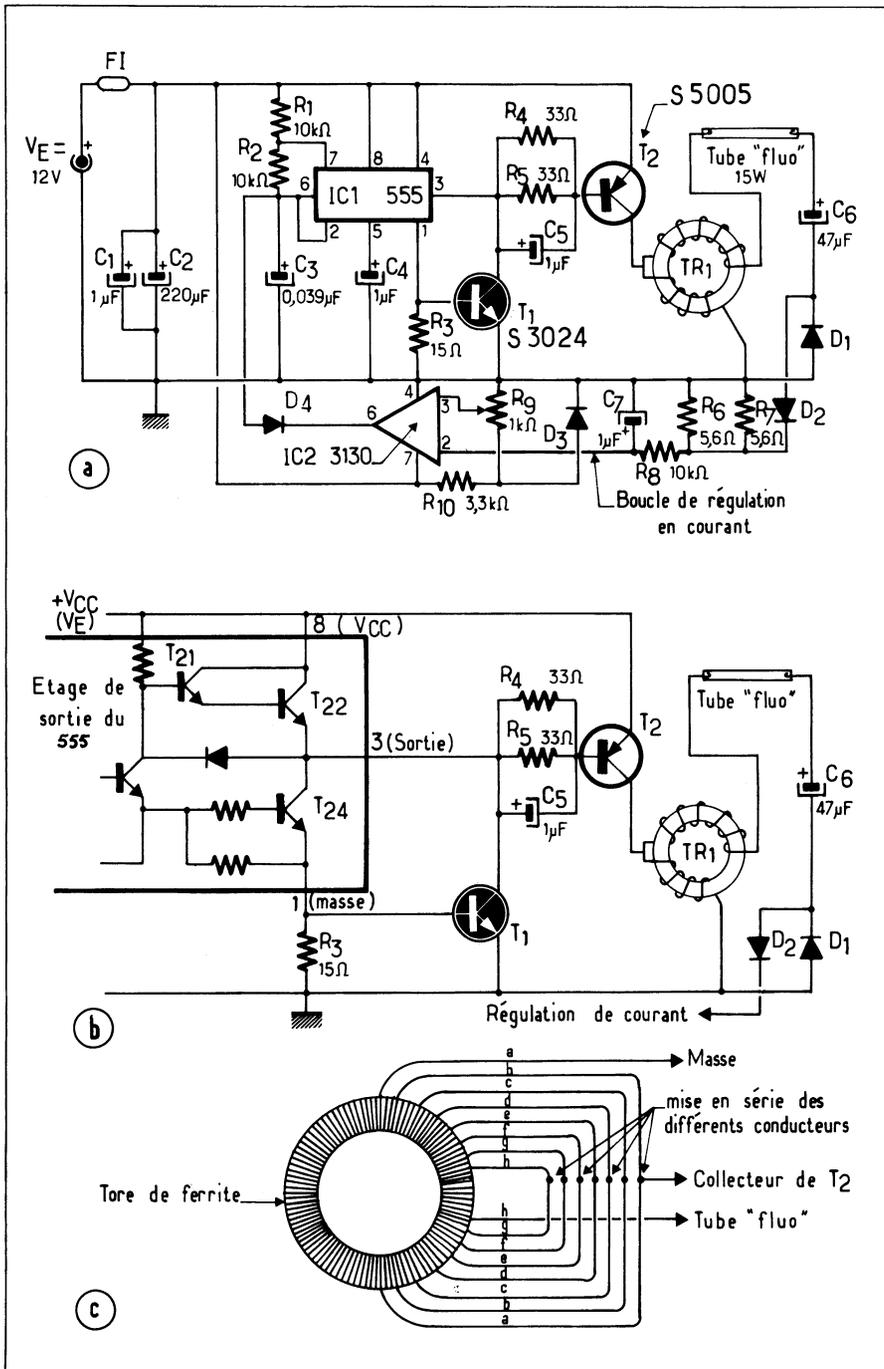


Fig. X-24. — Bien pratique pour les campeurs ce convertisseur du type «fly-back» pour l'alimentation d'un tube fluorescent à partir d'une batterie de voiture (a). Le détail (b) permet de mieux saisir comment fonctionne le «booster» de sortie. En (c) mode de construction du transformateur.

C'est une alimentation à découpage dont le schéma est donné à la figure X-25. L'oscillateur pilote met en œuvre un circuit intégré du genre 556, double 555 dont une moitié est montée en multivibrateur à fréquence fixe (16 kHz environ) et commande l'autre montée en monostable dont la durée de basculement est contrôlée par la tension de sortie du transistor T_2 qui, associé à la diode de ZENER D_4 (V_{Ref}) joue le rôle de comparateur-amplificateur. C'est ici un enroulement auxiliaire (n_3) aux bornes duquel est prélevée, puis redressée et filtrée, une tension proportionnelle à la tension de sortie et qui, de plus, alimente en régime normal le circuit intégré de commande. Au démarrage, c'est la charge de C_2 à travers R_3 et P_2 qui assure temporairement cette fonction.

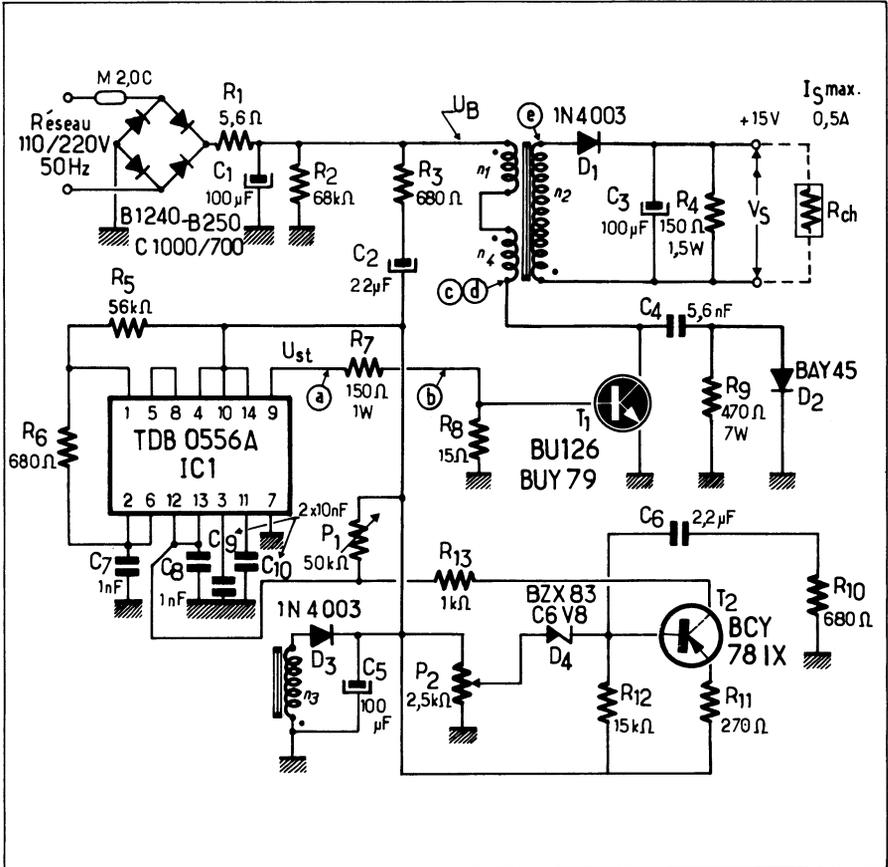


Fig. X-25. — C'est un double « timer » 556 qui constitue le « cœur » de cette alimentation à découpage à isolement du secteur de faible puissance.

Les données du transformateur sont les suivantes :

- Circuit magnétique: E 30 siferrit (*Siemens*)
- Carcasse (1 compartiment):
 - n1 127 spires, 0,3 mm Cuivre émaillé, 2 couches d'isolation.
 - n2 17 spires, 0,3 mm Cuivre émaillé, 2 couches d'isolation.
 - n3 17 spires, 0,3 mm Cuivre émaillé, 2 couches d'isolation.
 - n4 127 spires, 0,3 mm Cuivre émaillé.

Il y a lieu de noter que ce montage n'est pas protégé contre les surcharges ou les courts-circuits. C'est simplement la présence de la résistance de saignée (« bleeder ») R_4

qui protège l'enroulement secondaire du transformateur contre la disparition de la charge.

Comme on le voit à la lecture des caractéristiques ci-après :

Plage de tension secteur (sans commutation)	110 à 220 V
Consommation	≈ 18 VA
Tension de sortie	+ 15 V
Courant de sortie maximal	0,5 A
Tension de ronflement de sortie à $T_{L\max}$	< 500 mV _{cc}
Variation de la tension de sortie	
Rendement	41,7%

Les performances de ce montage, mises au point par les laboratoires *SIEMENS*, ne sont pas mirobolantes, mais on ne peut guère attendre mieux de ce type de schéma pour une aussi faible puissance.

LE MONTAGE DIRECT (FORWARD)

Alors que dans le schéma précédent, du fait du sens de l'unique diode de redressement, la totalité de l'énergie appliquée au primaire s'y trouvait stockée pendant la période de conduction du transistor. Dans le nouveau montage que nous allons étudier c'est surtout pendant la période de conduction du transistor de commutation que l'énergie est transférée à la charge: d'où son nom de montage direct (*forward* en anglais).

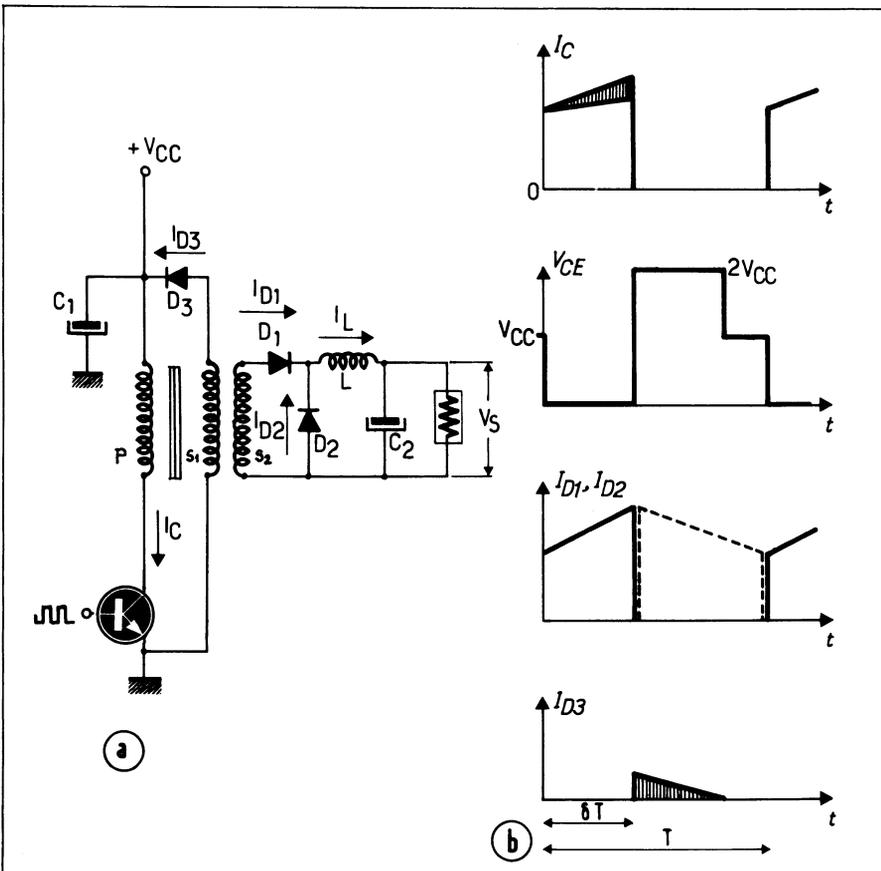


Fig. X-26. — Schéma de principe (a) et diagramme de fonctionnement (b) du montage direct.

Examinons-en rapidement le fonctionnement en nous aidant du schéma (a) et du diagramme (b) de la figure X-26 :

— Pendant la période de conduction du transistor, l'énergie est transférée du primaire au secondaire (car le sens de branchement des enroulements et de la diode redresseuse le permettent contrairement à ce qui se passait dans le montage « fly-back », la diode D_1 étant conductrice cette énergie est stockée dans l'inductance de filtrage L_1).

— Lorsque le transistor passe à l'état bloqué, la diode « de roue libre » D_2 permet à l'énergie stockée dans L_1 de s'écouler vers le condensateur de filtrage et dans la charge (tout comme dans un régulateur à découpage classique (voir chapitre IX). Mais pendant la période de conduction du transistor, toute l'énergie appliquée au primaire du transformateur n'avait pas été transférée au secondaire, une partie de cette énergie avait servi à magnétiser le circuit magnétique du transformateur. Pendant la période de blocage du transistor, cette énergie qui, du fait du sens des enroulements du transfo et des diodes ne peut être transférée à la charge, va être récupérée et retournée vers la source primaire grâce à un enroulement tertiaire associé à la diode D_3 .

S'il présente par rapport au « fly-back » une légère complication du schéma (un enroulement supplémentaire sur le transformateur, deux diodes et une inductance en plus) il offre les avantages suivants :

— bien meilleure utilisation du circuit magnétique du transformateur dont l'enroulement, le poids et par conséquent le prix sont réduits dans une importante proportion ;

— bien meilleur filtrage de la tension de sortie avec une unique cellule de filtrage.

Tout cela est illustré par le tableau ci-après que nous empruntons à un article de Monsieur GUERMEUR (1).

	Convertisseur flyback	Convertisseur forward	
$I_c \text{ max (A)}$	4,2	4,4	Courant collecteur
$V_{ce} \text{ max (V)}$	550	680	Tension collecteur émetteur
$V_t \text{ (cm}^3\text{)}$	295*	40*	Volume du transformateur (matériau 3c8)
$V_l \text{ (cm}^3\text{)}$	—	88*	Volume de la self de filtrage (3c8)
I_{d1}	$\neq 2I_o$	$\neq I_o$	Courant secondaire diode de redressement
i	$\neq 2I_o$	$\neq I_o / 7_2$	Variation du courant dans la capacité de filtrage

(1) Voir l'article « Alimentation moyenne puissance à sorties multiples » cité en bibliographie.

A titre d'exemple pratique, nous reproduisons à la figure X-27-a et b le schéma d'une alimentation régulée à découpage d'une puissance de 400 W mise au point par les Laboratoires d'Application *Sescosem* avec en (c) le schéma du module de commande qui comporte l'oscillateur pilote à 30 kHz avec le modulateur en largeur d'impulsions, plus différents dispositifs de protection (démarrage progressif, limitation de courant à double seuil, surveillance de la tension d'alimentation des circuits auxiliaires, etc.) que nous ne décrirons pas en détail car ces dispositifs ont fait, ou feront l'objet d'une étude détaillée dans d'autres chapitres.

De même nous laisserons pour l'instant de côté l'étage d'attaque du transistor de commutation qui sera étudié ultérieurement.

Le schéma de la partie «transfert de l'énergie» (transformateur et redresseur) n'étant pas différents du schéma de principe de la figure X-26 c'est plus particulièrement à la boucle de régulation que nous nous intéresserons :

Une fraction de la tension de sortie, prélevée aux bornes de la résistance R_2 du pont $R_1 - R_2$ est comparée, par l'intermédiaire du transistor T_5 à la référence fournie par la diode de Zener D_{Z1} . Ce transistor fonctionnant en source de courant agit sur le courant qui traverse la diode électroluminescente du photocoupleur P.C. dont le phototransistor commande l'entrée du comparateur SFC 2311 qui effectue la modulation en largeur d'impulsion par comparaison de ce signal avec la rampe délivrée par le *timer* TDB 0555.

Les différents «auxiliaires» (module de commande, étage d'attaque du transistor de commutation, etc.) sont alimentés à partir d'un enroulement supplémentaire du transformateur au moyen d'un pont de diodes complété par des diodes de Zener pour la stabilisation de ces tensions. A la mise sous tension l'ensemble est alimenté par le secteur à travers le condensateur C_1 et R_3 et des diodes D_1 et D_2 qui se voient bloquées, mettant ainsi le circuit d'alimentation secteur hors service, dès que l'alimentation à découpage a commencé à fonctionner.

Jugeant, au moment de rédiger ce paragraphe, notre expérience pratique du montage «forward» insuffisante pour communiquer au lecteur autre chose qu'un savoir livresque, nous avons voulu «jouer un peu avec»; aussi avons-nous réalisé le montage expérimental de la figure X-28 dans lequel le circuit intégré MC 3520 (*Motorola*) n'est utilisé que comme pilote à fréquence fixe (car ce qui nous intéressait étant plus spécialement le comportement du transistor en commutation nous n'avons pas jugé utile de munir le montage d'une boucle de régulation.

Ce circuit intégré commande le transistor de commutation par l'intermédiaire d'un étage à transistor V.M.O.S. (lui aussi nous étions curieux de «jouer avec») qui attaque la base du transistor de commutation au moyen d'un transformateur (mais nous reviendrons sur les modes de commande des transistors utilisés en commutation dans un paragraphe ultérieur).

Le transformateur «pifométré» a été réalisé sur un circuit magnétique du type EC 70 (R.T.C.) (1) avec un enroulement secondaire de 8 spires de fil de 12/10 sur lequel ont été bobinés «deux fils en main» l'enroulement primaire et celui de commande de la diode de récupération de chacun 20 spires.

Les essais ont porté sur deux types de transistors :

— un transistor lent, le 2 N 3773 dont la fréquence de transition f_T n'est que de 0,8 MHz

— un transistor rapide, le 2 N 5037 dont le f_T est de 60 MHz.

Les oscillogrammes relevés sur ce montage seront présentés et commentés dans un paragraphe ultérieur traitant du comportement des transistors en commutation.

Les manipulations que nous avons faites sur ce montage nous ont prouvé en particulier que la réalisation du transformateur n'est pas aussi complexe que certains le prétendent : il faut d'abord avoir un peu de métier, un bon oscilloscope et assez de bon sens pour interpréter les renseignements qu'il fournit...

En ce qui concerne le choix du transistor, un examen superficiel des oscillogrammes X-9 à X-12 (voir plus loin) semblerait indiquer qu'en utilisant un transis-

(1) Un Circuit «Siferrite» B 66 277 R 027 Siemens conviendrait également.

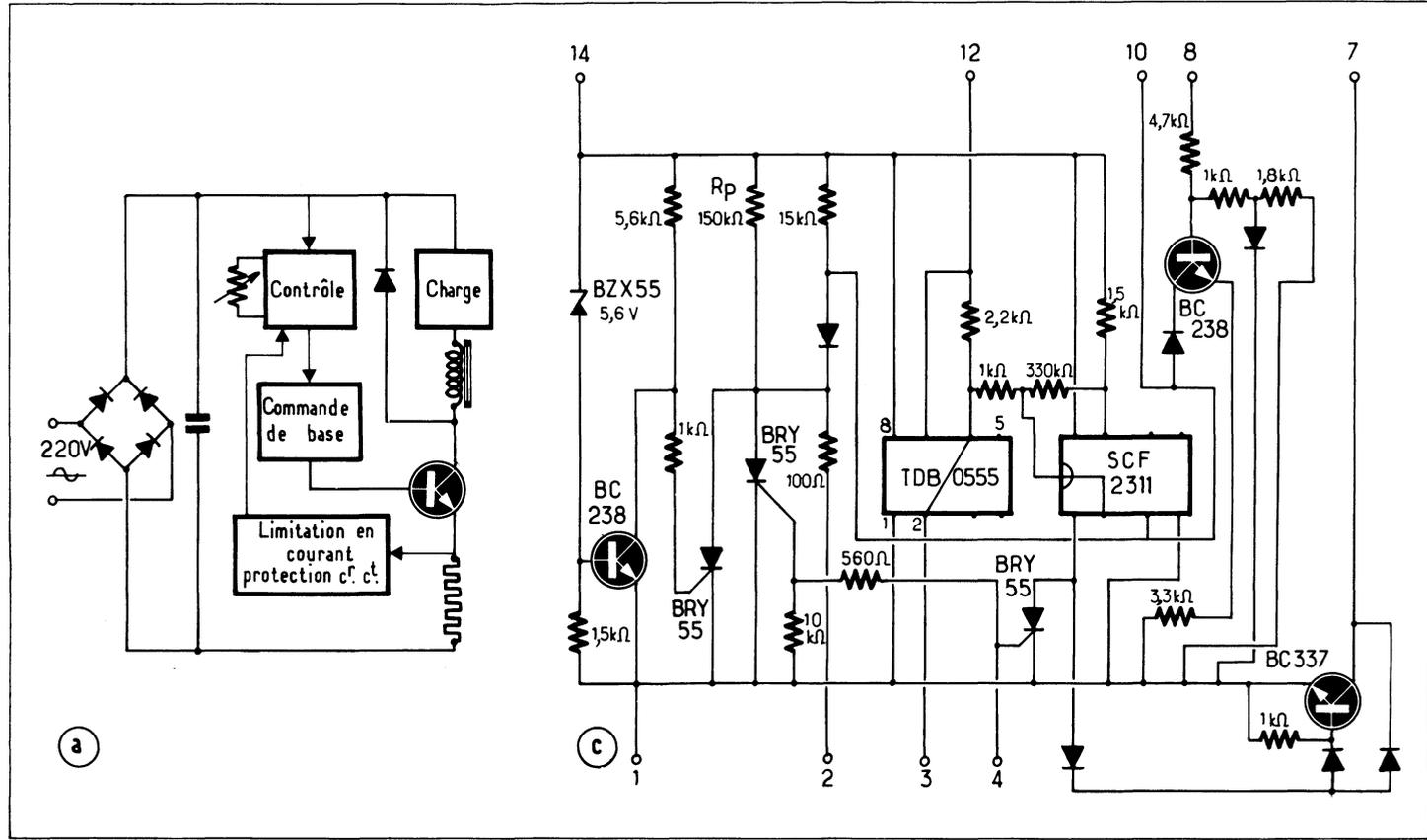


Fig. X-27-a. — Synoptique de principe (a) d'un convertisseur du type « forward » de 400 W. En (c) schéma détaillé du module de commande. (Documentation Sescosem).

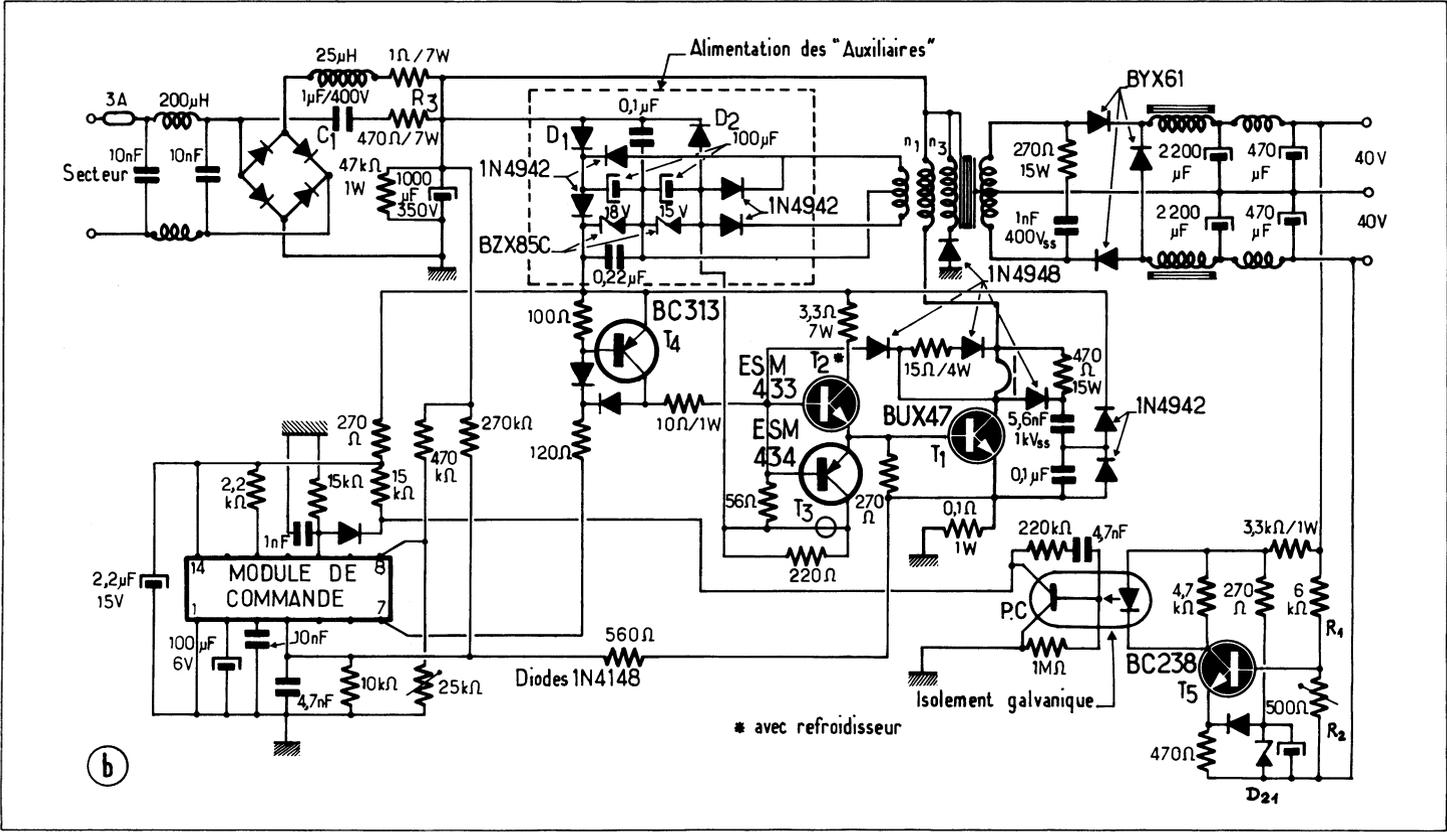


Fig. X-27-b. — Schéma complet d'un convertisseur du type «forward» de 400 W.

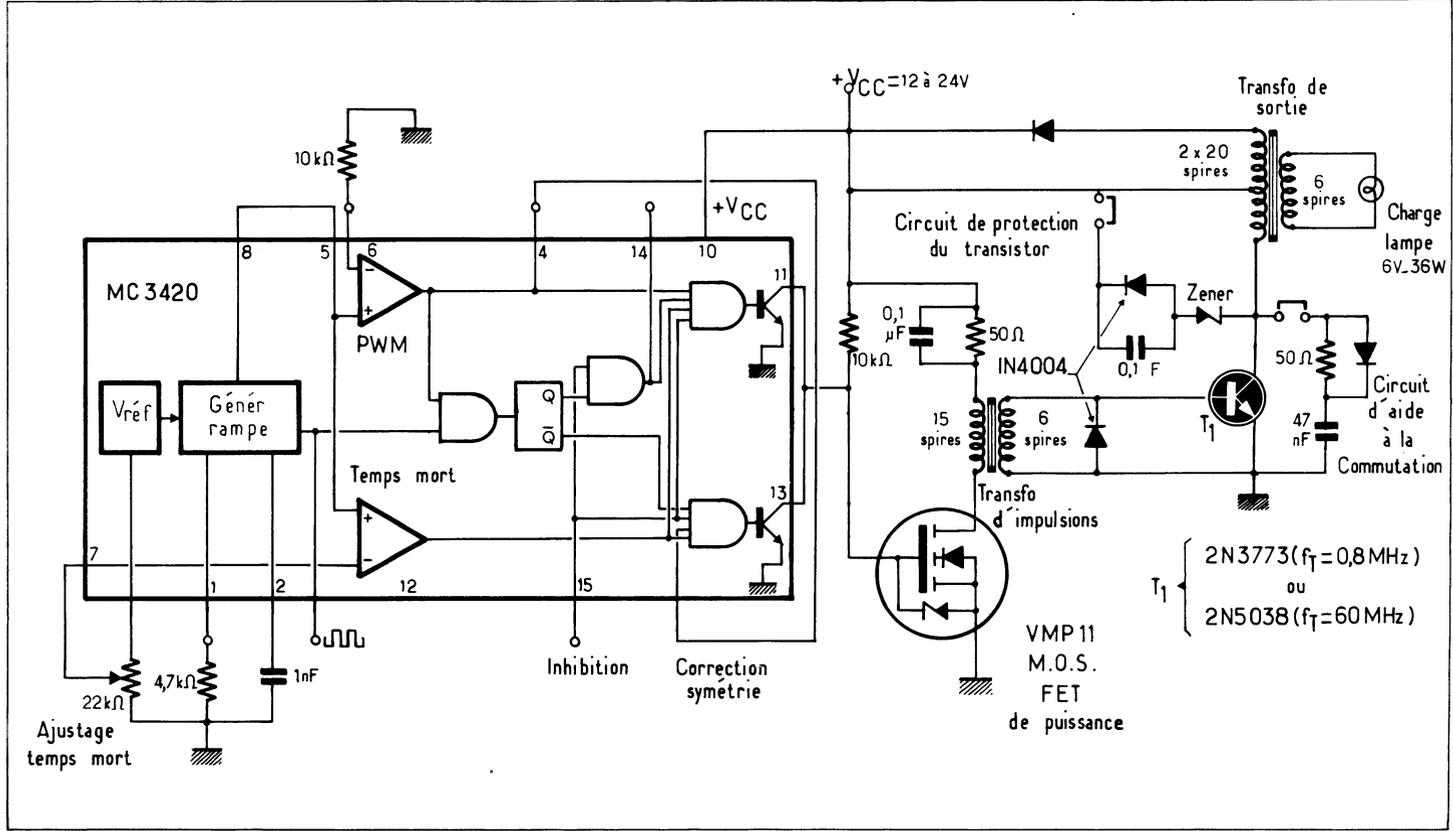


Fig. X-28. — Schéma de principe du montage d'essai réalisé par les auteurs.

tor lent on puisse se passer d'un réseau de protection puisque l'on n'assiste à aucune sur-tension. Mais à la réflexion on constate que si le transistor «s'autoprotège» c'est avec une dépense d'énergie importante et que le dispositif de protection est également nécessaire.

Tout ce qui vient d'être écrit sera rendu beaucoup plus clair — du moins l'espérons-nous — à la lecture du paragraphe «Problèmes de transistors» un peu plus loin.

LE MONTAGE SYMÉTRIQUE

Si, dans un convertisseur du type direct, nous remplaçons la diode de récupération par un transistor, en donnant aux deux enroulements le même nombre de spires, nous obtenons un montage du type *push-pull* symétrique dont on comprendra mieux le fonctionnement en raisonnant d'abord sur le schéma à commutateur mécanique de la figure X-29-a.

Supposons au départ que le commutateur se trouve dans une position médiane puis, au temps t_1 basculons le en position 1. le courant dans l'inductance L_1 s'établit selon une loi linéaire (toujours en supposant la composante résistive du montage négligeable (voir osc. X-3)) jusqu'à une valeur $+I_1$ au temps t_2 où nous basculons l'interrupteur en

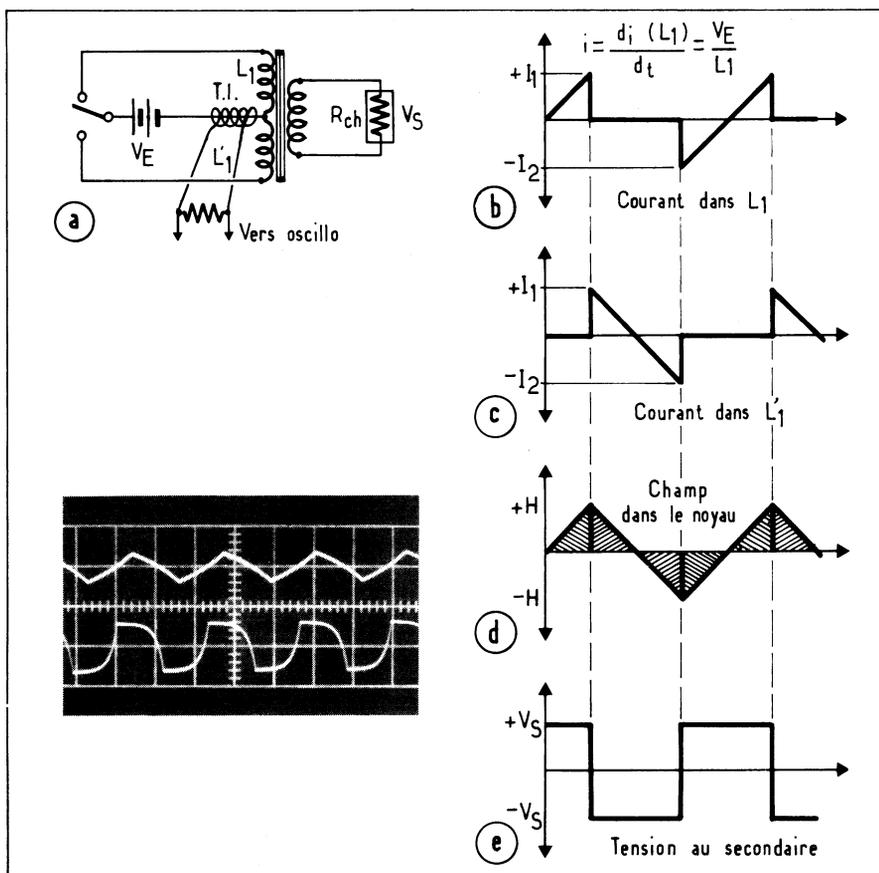


Fig. X-29. — Equivalent à commutateur du montage symétrique (a) et diagramme des tensions et courant (b et c). Le T.I. monté sur la connexion du point milieu du transfo a permis de relever les oscillogrammes X-3.

Osc. X-3. — Allure du courant primaire du montage de la figure X-29. En haut à vide, en bas en charge. On voit l'influence de la charge sur la constante de temps d'établissement du courant.

position 2. Si, comme nous l'avons admis comme hypothèse de départ, cette inversion s'effectue sans solution de continuité, vu du circuit magnétique, le courant I_1 ne s'interrompt pas mais est remplacé instantanément par un courant i_2 de sens contraire c'est-à-dire que nous passons de la valeur $+I_1$ à une valeur décroissant linéairement jusqu'à s'inverser et atteindre une valeur $-I_2$ telle que $|I_2| = |I_1|$ au moment où l'inverseur K sera de nouveau basculé en position 1. La figure X-29 reproduit en (b) et (c) l'allure des courants dans L_1 et L'_1 et en (d) la résultante de leur superposition dans le circuit magnétique.

La variation du champ dans le circuit magnétique étant linéaire, il va de soi que la tension qui prend naissance au secondaire est un signal carré symétrique passant de la valeur $+k V_E$ à $-k V_E$ (k étant le rapport de transformation) (e).

Contrairement à ce qui se passe dans les convertisseurs du type « fly-back », l'énergie est transférée directement dans la charge sans que l'on assiste au fonctionnement en deux temps : accumulation de l'énergie dans L_1 puis son transfert dans la charge au moment de l'interruption du courant primaire.

MONTAGES AUTO-OSCILLANTS

Le schéma de principe d'un convertisseur symétrique auto-oscillant est donné à la figure X-30-a. On peut en fait le considérer comme un simple multivibrateur à couplage inductif. Lorsque l'un des transistors est passant son courant collecteur dans le demi-enroulement primaire qu'il commande provoque simultanément un courant base dans le demi-enroulement de réaction correspondant et une tension de blocage aux bornes de l'autre moitié de cet enroulement, ce qui a pour effet de maintenir bloqué l'autre transistor.

Alors que dans un montage *blocking* mono-transistor, c'est le courant de base, limité par la résistance R_B qui limite le courant de collecteur à une valeur égale βI_E , dans ce type de montage (à part pour les convertisseurs de très faible puissance mettant en œuvre un transformateur à noyau de ferrite) c'est par l'emploi d'un transformateur dont le circuit magnétique présente une caractéristique : $B = f(H)$ rectangulaire (figure X-30-b) que l'on obtient cette limitation du courant de collecteur. Voici comment :

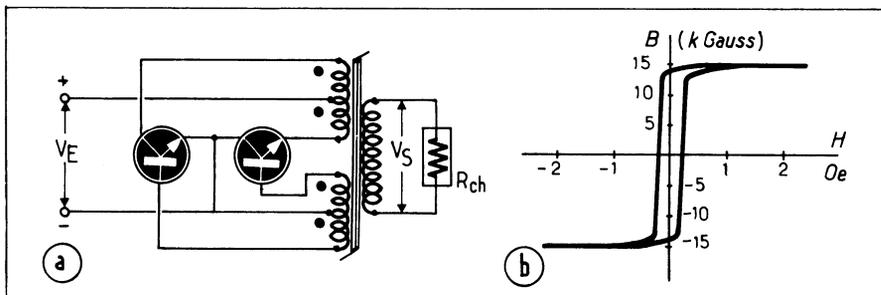


Fig. X-30. — Schéma de principe d'un convertisseur symétrique auto-oscillant (a). C'est la saturation du circuit magnétique à cycle rectangulaire qui limite le courant de collecteur (b).

Supposons au départ le transistor T_1 conducteur. Le courant s'établit dans l'enroulement primaire selon une loi linéaire jusqu'à ce que la saturation du circuit magnétique soit atteinte. A ce moment, du fait de cette saturation, la tension qui apparaît aux bornes de l'enroulement de réaction L_2 commence à diminuer d'où l'amorçage de l'effet cumulatif de blocage de T_1 et simultanément commencement de conduction de T_2 jusqu'à nouvelle saturation du circuit magnétique et nouvelle inversion de l'effet cumulatif. En fait la seule différence réside dans le mode de limitation du courant qui est provoquée non plus par la saturation des transistors *mais par celle du noyau magnétique*. Toutefois pour éviter une diminution trop importante du rendement, la saturation du circuit magnétique ne devra pas être poussée trop loin.

DIVERSES CONFIGURATIONS

Dans un convertisseur on peut faire travailler les transistors soit en émetteurs communs (fig. X-31-a) soit en collecteur commun (b) et même en base commune (c). La seconde configuration présente un avantage évident si l'on pense que dans la grande majorité des cas le collecteur des transistors de puissance est connecté au boîtier, puisqu'elle permet de monter les deux transistors sur un même radiateur sans prendre de précaution d'isolement particulière (1).

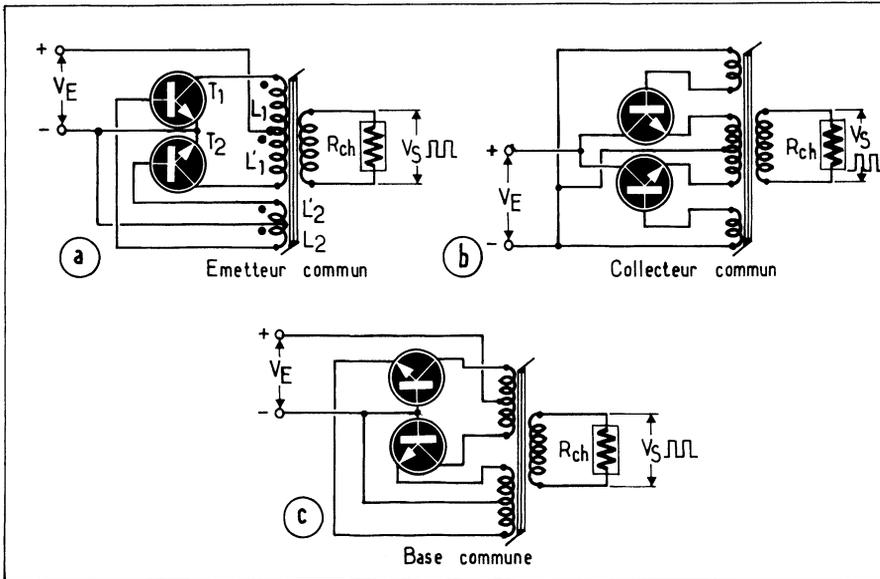


Fig. X-31. — Les trois configurations : Emetteur commun (a) Collecteur commun (b) et base commune (c) peuvent être utilisées pour la réalisation de convertisseurs symétriques. C'est le collecteur commun qui est le plus intéressant.

Le fait que le circuit magnétique du transformateur soit à chaque cycle amené à la saturation conduit à demander un important courant magnétisant, cela a pour effet de diminuer notablement le rendement, en particulier aux faibles charges, puisque pour permettre le blocage du transistor passant il faut obligatoirement que le courant qui traverse le primaire dépasse la valeur $I_C = \beta I_B$, que le convertisseur soit chargé ou non. Cet inconvénient peut être obvié en séparant les fonctions d'entretien de l'oscillation et de transformation de puissance. Il suffit pour cela d'utiliser un petit transformateur auxiliaire à fer saturé pour l'entretien de l'oscillation et un second transformateur de puissance pour la transformation de tension. Ce second transformateur travaillant assez loin de la saturation il est beaucoup moins « gourmand » en courant magnétisant, ce qui en améliore notablement le rendement (fig. X-32). A noter dans le schéma (b) le couplage entre les deux transformateurs au moyen d'un enroulement auxiliaire qui permet un ajustage de la réaction au moyen de la résistance R_R .

Autre avantage : dans un convertisseur à transformateur unique la fréquence d'oscillation varie assez considérablement en fonction de la charge tandis que dans la version à deux transformateurs la variation de fréquence avec la charge est beaucoup plus faible.

(1) Un autre avantage de cette configuration est que le courant de base des transistors, au lieu de retourner à la masse — en pure perte — pourrait-on dire, traverse l'enroulement primaire du transformateur, ce qui, dans les convertisseurs de forte puissance dont les transistors, travaillant à fort courant présentent un β guère supérieur à 10 conduit à un gain non négligeable sur le rendement. Nous verrons plus loin que cet avantage est encore plus net dans le cas de convertisseurs pilotés.

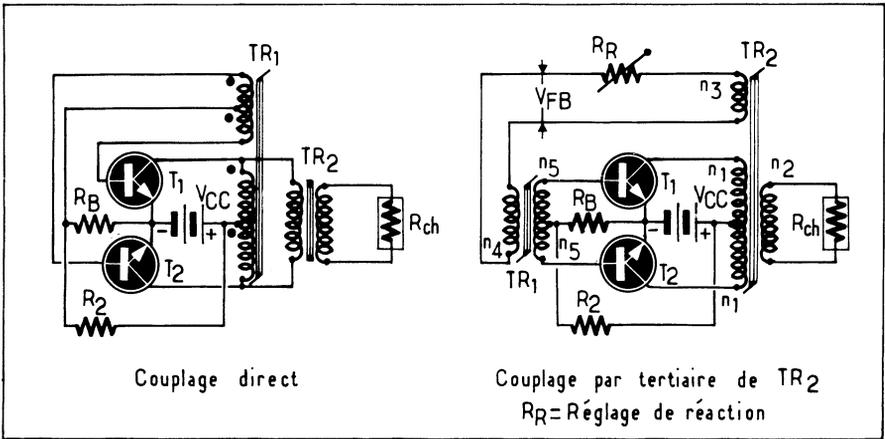


Fig. X-32. — Pour éviter les pertes importantes dues à la saturation d'un gros circuit magnétique on préfère séparer les fonctions d'entretien de l'oscillation — au moyen d'un transformateur à fer saturé de faibles dimensions (TR_1) — et de transfert de l'énergie au moyen d'un transformateur TR_2 « normal ».

PROBLÈMES DE DÉMARRAGE

Afin que le convertisseur puisse démarrer en charge — et en fait un convertisseur continu-continu démarre *toujours* en charge puisque le condensateur de filtrage déchargé se présente à la mise sous tension comme un court-circuit — on a recours à différentes astuces. L'une consiste en la polarisation des bases des transistors au moyen d'un pont diviseur de tension (fig. X-33-a) une autre à placer une diode en série avec la résistance de base de l'un des transistors de manière que, à la mise sous tension le condensateur monté en parallèle avec cette résistance se charge plus rapidement que celui de la base de l'autre transistor; ce déséquilibre momentané favorise le démarrage de l'oscillation (b et c).

QUELQUES MONTAGES PRATIQUES

Nous reproduisons à la figure X-34 quelques schémas de convertisseurs de petite puissance. Le premier (a) ne nécessite aucune explication particulière si ce qui précède a été bien compris. Il est capable de fournir une puissance de 150 W avec une tension d'alimentation de 12 Volts ou de 300 W sous 24 Volts. Les données pour le calcul du transformateur sont les suivantes :

— Calcul du nombre de spires primaires :

$$N_p = V_E 10^8 / 4 f S B_m$$

V_E : tensions d'alimentation, f : fréquence d'oscillation (200 à 400 Hz pour le rendement optimal), S : section réelle du noyau en cm^2 , B_m : valeur maximale de l'induction en gauss (Avec les circuits en double C Imphy il est recommandé de ne pas dépasser 16 000 gauss)

— Nombre de spires de l'enroulement d'entretien :

$$N_r = 3 N_p / V_E$$

— Nombre de spires secondaires :

$$N_s = N_p (V_S / V_E)$$

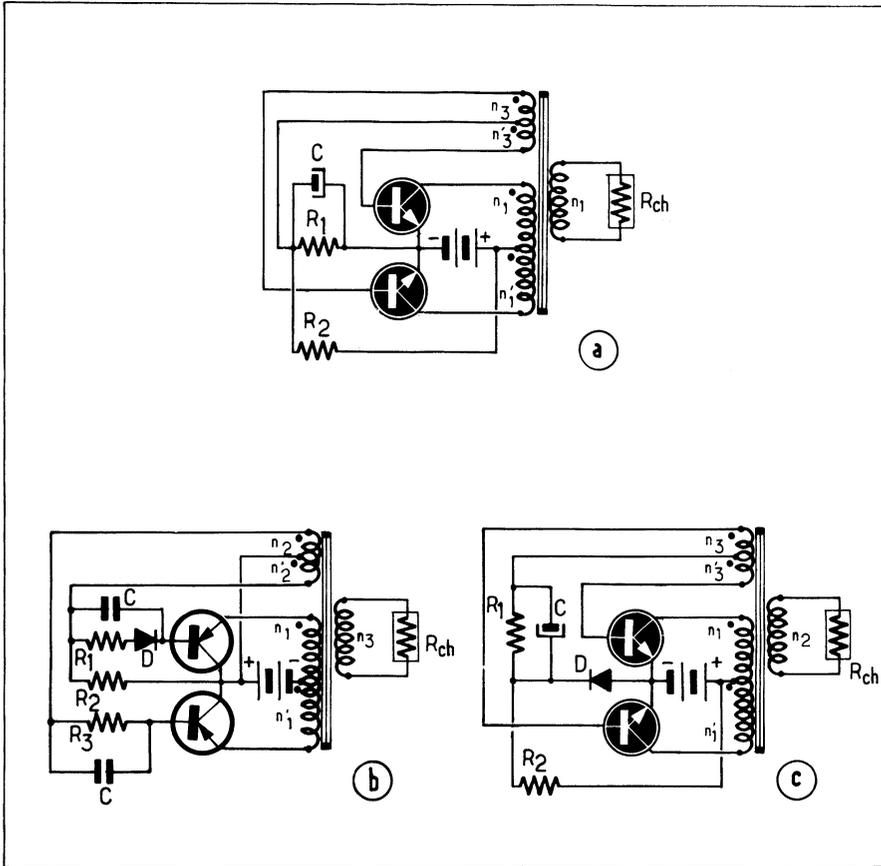


Fig. X-33. — Pour permettre à un convertisseur symétrique de démarrer en charge, il faut soit créer un appel de courant de base (Charge du condensateur C des schémas (a) et (c) soit créer un déséquilibre (diode en série avec l'une des bases (b)).

Le second montage (b) est une version à deux transformateurs, ceux-ci se calculent à partir de la formule donnée plus haut en prenant comme valeur de la tension d'alimentation de Tr_1 : $U = 3 V_E / 2$. En utilisant un circuit *Isolectra* 2 C - H 10 l'enroulement primaire comporte 1200 spires avec prises à 100, 500 et 1 100 (fil de 25/100). L'enroulement secondaire est bifilaire et comporte 145 spires de fil 35/100. Le transformateur de puissance Tr_2 se calcule à partir de la même formule mais avec $U = V_E$ et en utilisant une induction plus faible (12 000 à 14 000 G) (1).

Le schéma (c) mérite notre attention à cause du dispositif particulier de démarrage qu'il met en œuvre : un relaxateur à transistor unijonction dont les impulsions de courant provoquent le démarrage de l'oscillation et, une fois celle-ci amorcée, synchronisent la fréquence de fonctionnement, ce qui confère au montage une bonne stabilité en fréquence tant en fonction de la charge que de la tension d'alimentation.

Dans les convertisseurs de forte puissance travaillant à partir d'une faible tension d'alimentation, on préfère souvent les transistors au germanium dont le $V_{CE\ sat}$ est nota-

(1) Ces valeurs sont valables aux environs de 50 Hz avec un circuit magnétique en double C mais avec un matériau magnétique de moins bonne qualité et/ou à des fréquences plus élevées il sera souvent nécessaire de travailler à plus basse induction.

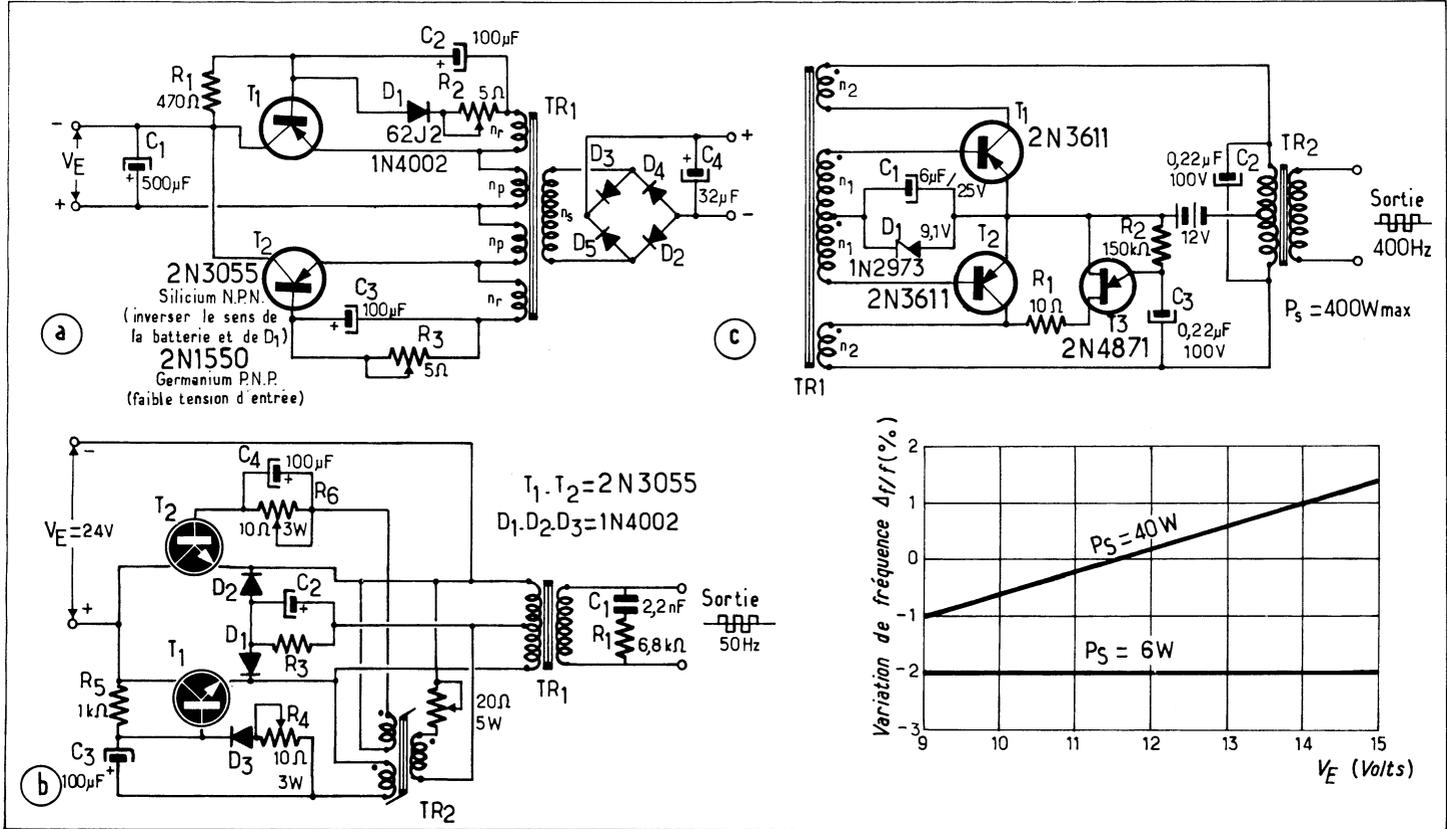


Fig. X-34. — Trois exemples pratiques de convertisseurs symétriques. Pour les faibles tensions d'entrée l'emploi de transistors au germanium à plus faible tension de saturation est préférable (a). Le schéma (b) utilise un transformateur auxiliaire d'entretien à fer saturé (Tr_2). C'est un relaxateur à U.J.T. qui provoque le démarrage du troisième (c).

blement plus faible que celui de ceux au silicium. A titre d'exemple nous reproduisons à la figure X-35-a le schéma d'un convertisseur d'une centaine de watts prévu pour fonctionner à partir d'une batterie de 2 Volts capable de fournir une intensité de 50 A. Les transistors qui l'équipent (2N 2728) ont été retenus à cause de leur très faible $V_{CE\text{ sat}}$ à 50 A : 100 mV. La figure X-35-b donne le schéma du transformateur de puissance dont l'enroulement primaire a été réalisé en bobinant ensemble quatre conducteurs de 2,3 mm de diamètre. Grâce à ces différentes précautions on parvient, malgré la faible tension de la source d'alimentation à atteindre un rendement de l'ordre de 70%.

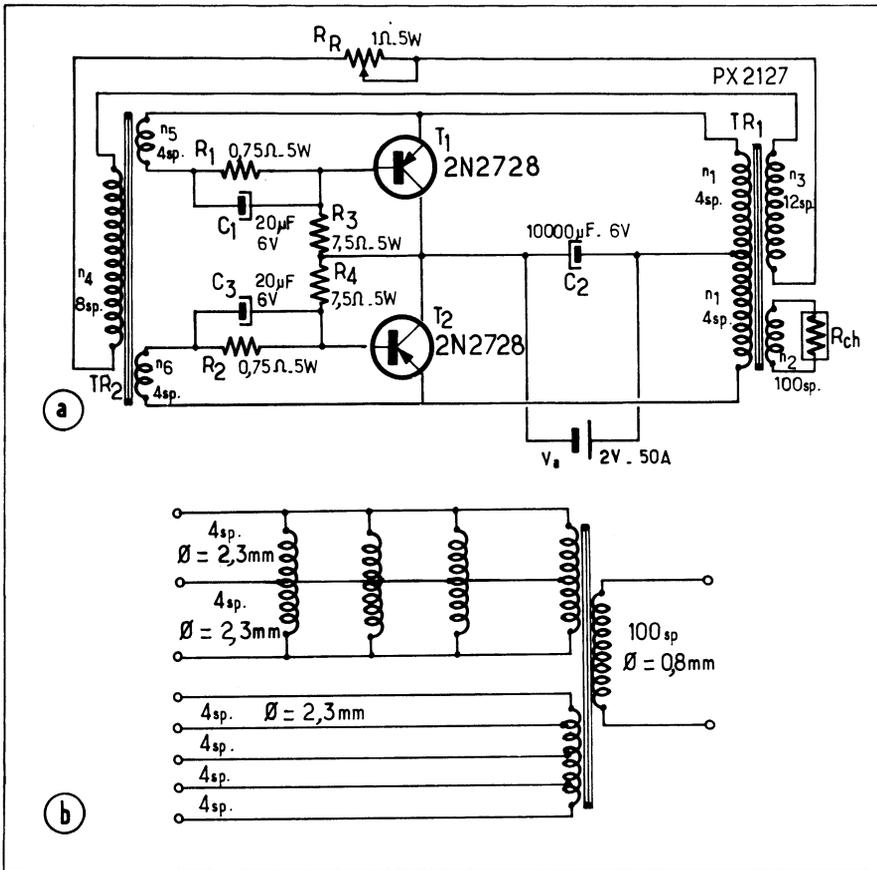


Fig. X-35. — Grâce à l'emploi de transistors au germanium à très faible tension de saturation, ce convertisseur présente un rendement de 70% avec une tension d'alimentation aussi faible que 2 Volts.

Il est possible de réguler la tension de sortie d'un convertisseur *push-pull* auto-oscillant en ayant recours à l'astuce suivante (fig. X-36). Le transformateur est muni d'un enroulement supplémentaire dont la tension redressée et filtrée commande un générateur de courant qui contrôle le courant base des transistors oscillateurs, le forçant à diminuer lorsque la tension de sortie a tendance à croître.

Examinons la partie encadrée du schéma. Lorsque la tension de charge croît, le courant collecteur a tendance à augmenter et par conséquent la chute de tension aux bornes de R_1 — montée en série avec l'alimentation — également. Cette chute de tension vient se retrancher de la tension issue de l'enroulement de contrôle par conséquent à faire baisser la tension de base du transistor T_4 dont l'émetteur est maintenu à tension cons-

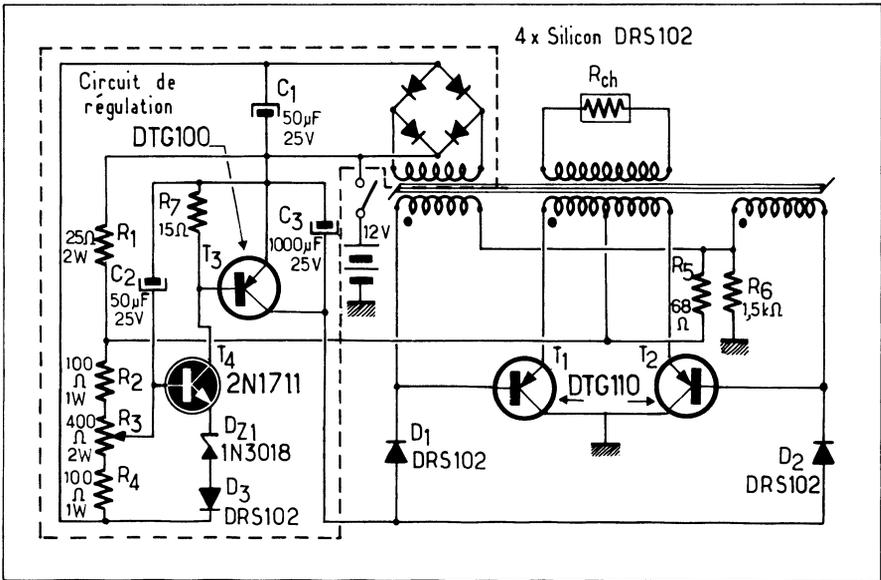


Fig. X-36. — C'est en agissant sur le courant de base des transistors de puissance (commandé par les transistors T_3 et T_4) que ce convertisseur est régulé en tension de sortie.

tante par les diodes D_{Z1} et D_3 . Le courant délivré par la source de courant T_3 T_4 diminue de ce fait, ce qui a pour effet de faire baisser le courant base des transistors oscillateurs T_1 et T_2 et par conséquent leur courant de collecteur et celui dans la charge.

CONVERTISSEURS SYMÉTRIQUES PILOTÉS

Les convertisseurs auto-oscillants qui ne permettent qu'une médiocre régulation de la tension de sortie, sont actuellement « en perte de vitesse ». On leur préfère les montages pilotés fonctionnant à fréquence plus élevée, jusqu'à 30 kHz, grâce à l'emploi de transformateurs à noyau de ferrite alors que les montages à fer saturé dépassent rarement une dizaine de kilohertz (ils fonctionnent le plus souvent entre 50 et 500 Hz). De plus la fréquence des modèles pilotés est pratiquement indépendante de la charge alors qu'elle pou-

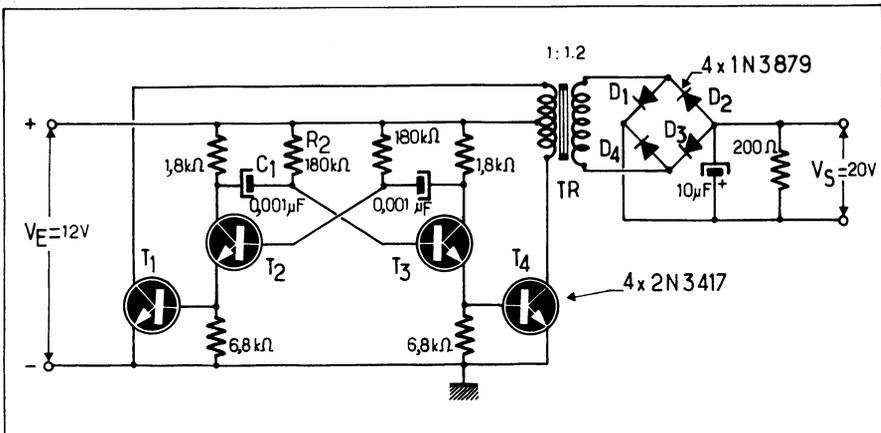


Fig. X-37. — L'association d'un simple multivibrateur et d'un étage de puissance à transistors saturés donne un convertisseur symétrique piloté.

vait varier dans d'importantes proportions dans les modèles auto-oscillants.

Le plus simple des convertisseurs symétriques pilotés est constitué par un étage d'amplification push-pull fonctionnant en classe B et commandé par un simple multivibrateur symétrique (fig. X-37). Son avantage par rapport au convertisseur auto-oscillant est, outre la meilleure stabilité en fréquence évoquée plus haut, un gain de rendement de l'ordre de 10 à 15% dû à la diminution des pertes fer du transformateur qui ne fonctionne plus à la saturation.

Un inconvénient des montages de ce type réside dans le risque de conduction simultanée des transistors au moment de la transition à cause du temps de stockage de ces semi-conducteurs. Inconvénient dont, au mieux il résulte une augmentation des pertes, donc une diminution du rendement et, ce qui est plus grave, des contraintes importantes imposées aux transistors et qui sont capables d'en abrégier notablement la durée de vie.

Cependant il y a un remède à cet inconvénient : il consiste à ménager des « blancs » d'une durée approximativement égale à celle du temps de stockage des transistors (soit quelques microsecondes) entre les créneaux de courant appliqués aux bases.

La figure X-38 propose deux méthodes pour « fabriquer » ces blancs : Les bases des transistors de puissance ne sont plus comme auparavant attaquées par les sorties d'un multivibrateur, mais par celles d'un bistable desquelles on retranche les impulsions d'horloge au moyen de portes NAND. L'examen du diagramme qui accompagne le schéma de la figure X-38-a permettra d'en comprendre le fonctionnement sans autre commentaire, nous semble-t-il.

La seconde méthode (schéma b) consiste à n'autoriser le signal carré (issu du diviseur qui ramène la fréquence de l'horloge à la valeur voulue) à commander la base d'un transistor de commutation que lorsque l'autre a effectivement cessé de conduire. Cela est obtenu au moyen d'une « contreréaction logique » qui réinjecte, après écrêtage et mise en forme, le signal issu du secondaire du transformateur sur l'une des entrées des portes de commande des bases. Pour qu'une de ces portes autorise le signal d'horloge à passer il est indispensable que le signal de sortie se soit déjà inversé, donc que le transistor opposé ait déjà commuté.

Nous avons déjà précisé (Chapitre VII et IX) qu'il existe des circuits intégrés spéciaux pour régulateur à découpage dont le fonctionnement est basé sur la modulation en largeur d'impulsions (P.W.M.) et que ces circuits intégrés sont également utilisables pour la commande d'alimentations à découpage à isolement du secteur ou de convertisseurs. Au moment où nous rédigeons cet ouvrage (décembre 1977) il en existe au moins deux modèles, le SG 3524 (*Silicon General*) et le MC 3420 (*Motorola*) qui comportent des sorties séparées capables d'attaquer un étage de commutation symétrique.

Un avantage du premier (SG 3524) réside dans le fait que les émetteurs comme les collecteurs des transistors de sortie sont accessibles ; ce qui permet leur couplage en configuration Darlington avec les transistors de puissance.

Par contre, si le second (MC 3420) ne présente pas cet avantage — les émetteurs des transistors de sortie sont reliés à la masse — il comporte une entrée appelée « *Dead time* » (temps mort) qui permet d'imposer de l'extérieur un temps mort pour la compensation du temps de commutation des transistors de sortie.

Nous reproduisons à la figure X-39 le schéma d'un convertisseur 28 V / 5 V-5 A mettant en œuvre un SG 3524. On constate que dans ce montage la boucle de contreréaction directe ne permet pas un isolement primaire-secondaire. Mais il est tout à fait possible d'envisager un enroulement séparé du transformateur pour la régulation (après redressement et filtrage de la tension de sortie de ce bobinage) ce qui serait particulièrement intéressant pour un convertisseur continu-alternatif ou bien encore un couplage par voie optoélectronique dans le genre de celui de la figure X-9 ce qui serait mieux dans un convertisseur continu-continu.

Les principaux avantages des convertisseurs symétriques par rapport aux modèles monotransistor (« *flyback* » et « *forward* ») résident dans le fait qu'ils délivrent une tension de sortie symétrique qui peut être utilisée, telle ou après filtrage afin de lui donner une allure sinusoïdale si nécessaire (convertisseur continu-alternatif) ou qui peut être redressée double alternance d'une manière tout à fait classique, ce qui permet un filtrage plus aisé de la tension redressée.

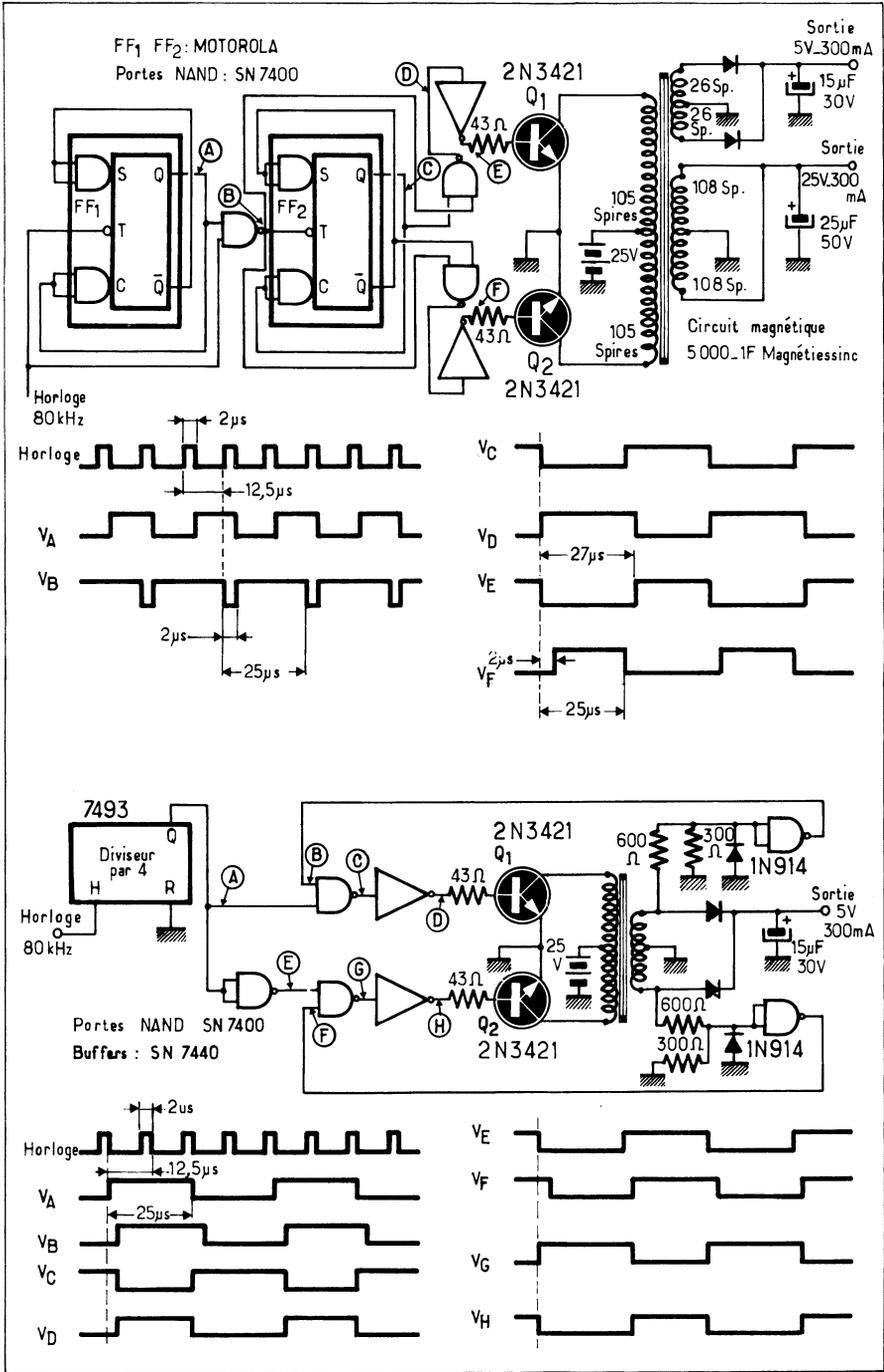


Fig. X-38. — Deux méthodes pour créer les « blancs » qui éviteront que les deux transistors d'un convertisseur symétrique conduisent simultanément.

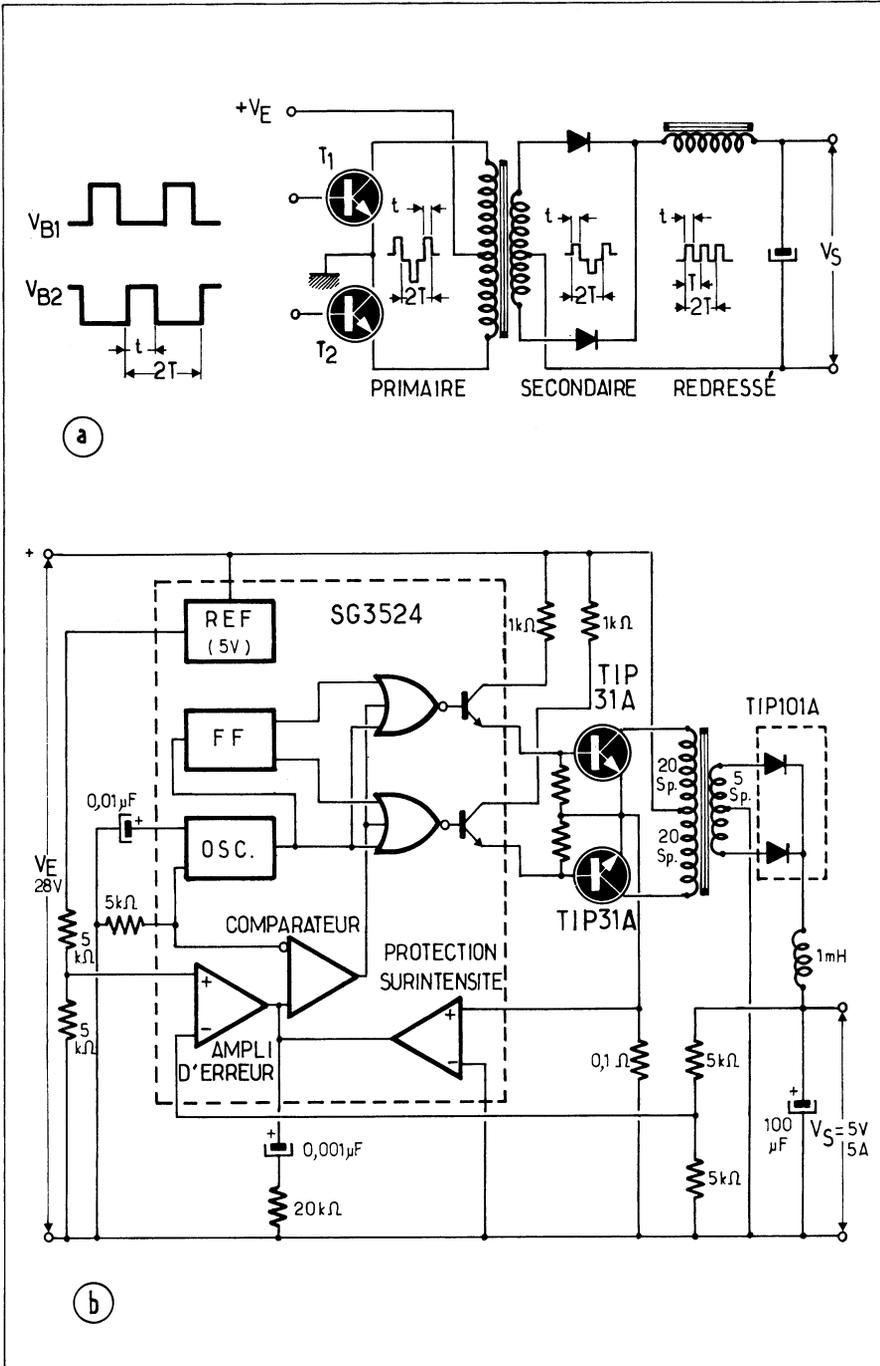


Fig. X-39. — Schémas de principe (a) et pratique (b) d'un convertisseur symétrique piloté par un circuit intégré SG 3524.

Il est également pensable de piloter trois étages de sortie symétriques par les signaux issus d'un compteur en anneau de modulo 3 pour réaliser des convertisseurs triphasés. La figure X-40 donne le schéma de principe d'une telle réalisation. Des dispositifs logiques de protection contre la conduction simultanée des transistors, inspirés des schémas de principe de la figure X-38 pourraient être interposés entre les sorties des bistables du compteur en anneau et les bases des transistors de commutation.

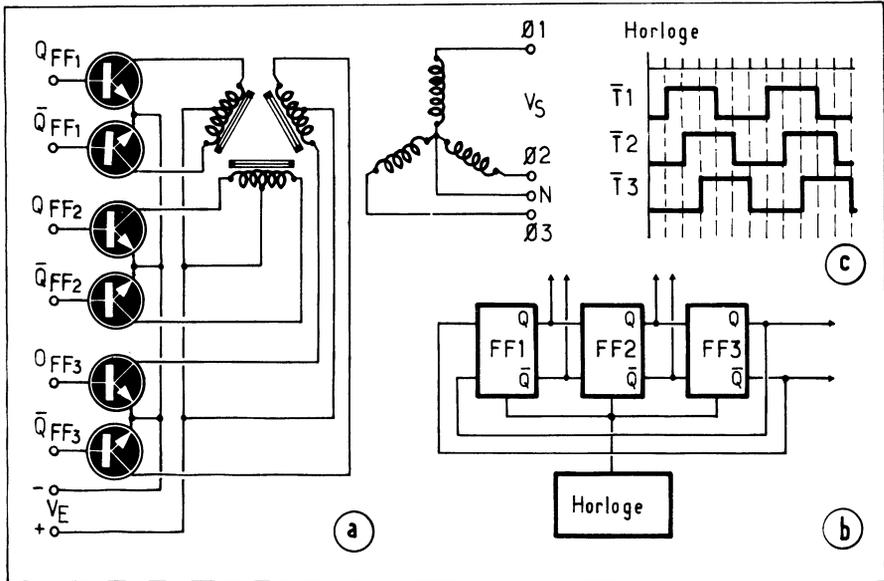


Fig. X-40. — *Projet pour un convertisseur symétrique piloté triphasé (a). En (b) les signaux d'attaque triphasés peuvent être obtenus à partir d'un compteur en anneau du type Johnson, dont le diagramme (c) rappelle le fonctionnement.*

MONTAGE PSEUDO PUSH-PULL À TRANSISTORS SÉRIE (DEMI-PONT ET PONT)

La figure X-41-a représente le schéma de l'étage de sortie d'un amplificateur basse fréquence. Tel qu'il est représenté, ce montage est capable de transmettre le continu et sa linéarité et sa bande passante sont considérablement améliorées par la contre-réaction dans les montages classiques.

Le rôle des diodes D_1 et D_2 est d'éviter la distorsion en permettant un recouvrement au passage par zéro. Dans un montage fonctionnant en tout ou rien cette discontinuité est favorable et les bases des transistors doivent être réunies directement entre elles.

Du point de vue de l'attaque des bases on dispose de deux éléments favorables :

— 1°) Les transistors étant montés en collecteur commun, leur résistance d'entrée se trouve multipliée par leur β ;

— 2°) Le courant de base est récupéré par la charge puisque cette dernière est alimentée par les émetteurs. Si l'on songe que, pour obtenir une saturation suffisante des transistors, ce courant de base doit être de l'ordre du dixième, à parfois même le cinquième, du courant de collecteur on apprécie le gain sur le rendement que fournit cette disposition.

Dans ce type de montage, la difficulté réside dans la fourniture d'un courant suffisant aux bases des transistors de puissance.

Le transistor p-n-p inférieur reçoit directement son courant de base du transistor de commande T_1 saturé, tout au moins tant que la tension du signal d'entrée reste suffisante (il faudrait en fait que cette tension puisse descendre en dessous du moins V_{CC}), car la

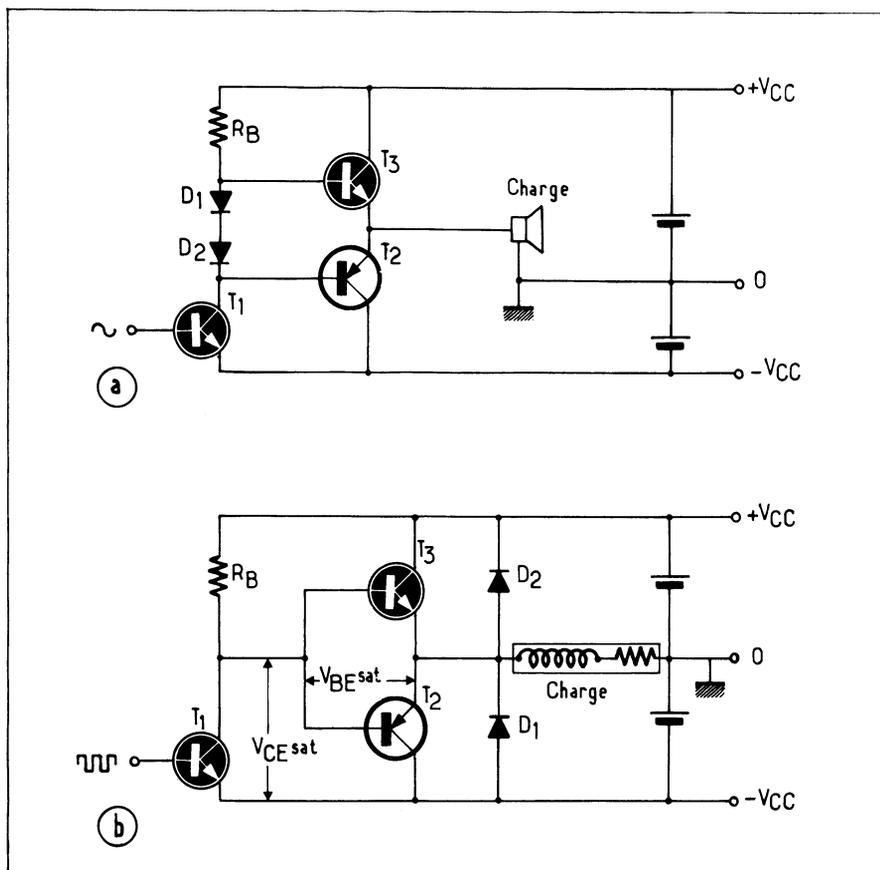


Fig. X-41. — De l'étage de puissance B.F. à transistors complémentaires (a) au convertisseur en demi-pont (b) il n'y a qu'un tout petit pas.

tension de saturation du transistor de puissance est égale à la somme du $V_{CE\text{ sat}}$ du transistor de commande et du $V_{BE\text{ sat}}$ du transistor de puissance, soit environ 2 Volts. Pour un montage convertisseur fonctionnant à partir d'une tension d'alimentation élevée, cette valeur reste négligeable, mais elle ne l'est plus pour les convertisseurs alimentés sous une basse tension.

Lorsque le transistor d'attaque se bloque, la tension d'attaque des bases remonte vers le plus V_{CC} , le courant dans T_2 diminue pour s'annuler, puis, après le franchissement de la zone de non conduction des bases des deux transistors (zone d'environ 1 Volt), c'est T_3 qui va commencer à conduire car il reçoit sa tension de base par l'intermédiaire de la résistance R_B , mais simultanément, la tension d'émetteur de T_3 s'élève, et la différence de potentiel aux bornes de R_B diminue, et par conséquent le courant qui la traverse. Ce courant de commande de base diminue, remarquons-le, tandis que le courant dans la charge croît : T_3 va donc progressivement se désaturer alors qu'il serait souhaitable qu'il reçoive un courant de base supérieur ; il va en résulter des pertes accrues dans ce transistor qui va chauffer beaucoup plus que T_2 .

Une méthode pour éviter cet inconvénient serait d'alimenter R_B à partir d'une tension bien supérieure à $+V_{CC}$, ce qui est réalisable mais n'est guère pratique. Il existe une méthode pour augmenter l'excursion de la tension de sortie dans les amplificateurs B.F. : c'est le « bootstrap ». Ce montage est également applicable aux montages de commutation.

Si sur la figure X-41-b nous introduisons un condensateur entre le point commun des émetteurs des transistors, et l'alimentation de la résistance R_B , en interposant une diode et une résistance de protection pour éviter de court-circuiter pendant la conduction de T_2 , ce condensateur qui, pendant la conduction de T_2 s'est chargé à la pleine tension d'alimentation v_a , lors de la remontée de la tension de sortie, fournir à la base de T_2 un courant pratiquement constant (si la valeur de ce condensateur est suffisante pour ne pas se décharger notablement pendant la période de conduction de T_2). Ce dernier transistor ne s'échauffera plus anormalement. Cela conduit au montage de la figure X-42 et osc. X-4.

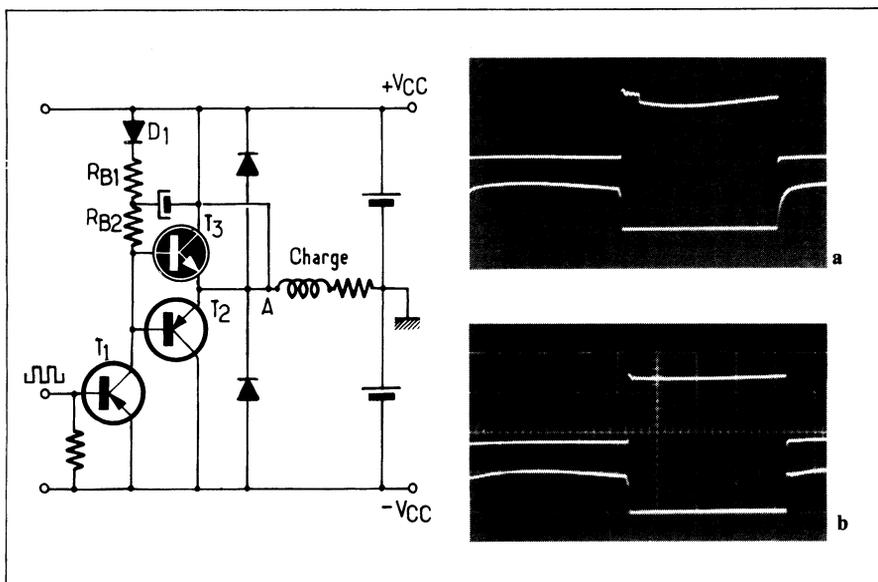


Fig. X-42 et Osc. X-4. — Le montage bootstrap permet d'éviter la désaturation du transistor supérieur T_2 , ce qui apparaît bien sur l'oscillogramme (b) où la tension recueillie au point A du montage est pratiquement carrée. Comparer à l'oscillogramme (a) relevé en l'absence du condensateur de bootstrap où le courant d'émetteur (trace inférieure) monte péniblement et où la tension relevée en A accuse le creux significatif de la désaturation.

Ce montage impose la mise en œuvre de paires de transistors complémentaires ce qui n'est pas un problème pour des tensions d'alimentation égales ou inférieures à 120 Volts. Par contre, au-dessus de cette tension on trouve difficilement des transistors p-n-p de puissance.

Ce montage présente un inconvénient que nous avons pu constater à nos dépens : il est normalement attaqué à travers un condensateur et est chargé par un transformateur dont la résistance en continu du primaire est très faible. Tout va bien tant que le générateur de signaux rectangulaires de pilotage fonctionne mais, qu'il vienne à cesser d'osciller, le transistor supérieur T_3 reçoit un courant de base en permanence il est donc pleinement conducteur et ne résiste pas longtemps... On a parfois la chance que sa mort ne soit pas contagieuse grâce à la fusion de la connexion interne d'émetteur en aluminium qui sert de fusible après le court-circuit de la pastille de silicium.

Le remède à cet inconvénient est la commande de base par transformateur qui sera étudiée dans un prochain paragraphe.

Puisque l'emploi des transistors p-n-p devient difficile dès que l'on dépasse une tension d'alimentation de 100 Volts la solution réside dans l'emploi d'un montage série à deux transistors de la même espèce dont l'un fonctionne en collecteur commun et l'autre en émetteur commun : c'est l'équivalent du montage « totem pole » bien connu dans les circuits intégrés logiques. Comme ce dernier, le push-pull série peut être commandé par

un étage à transistor et résistance (fig. X-43). Les reproches que nous avons fait à ce type d'attaque pour le push-pull à transistors complémentaires restent pleinement valables pour celui à transistors du même type et là encore nous préférons la commande par transformateur.

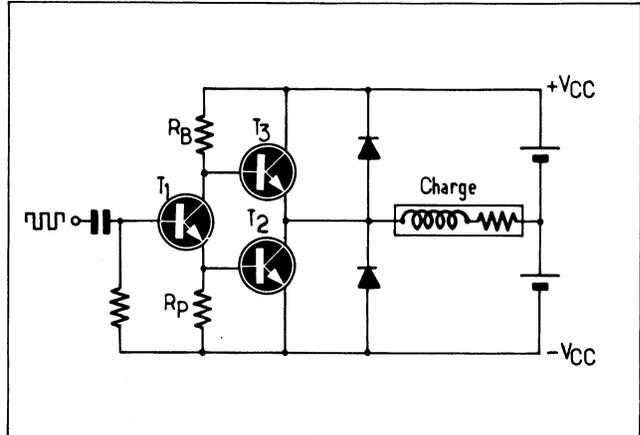


Fig. X-43. — Le montage en demi-pont avec transistors du même type pourrait à la rigueur être réalisé selon le schéma bien connu en logique sous le nom de totem pole.

Remarquons que dans les deux types de montage, la charge comportant presque toujours une composante inductive non négligeable — surtout à faible charge — il est indispensable de protéger les transistors par des diodes montées en inverse.

Ces montages peuvent donner lieu à diverses configurations (fig. X-44):

- a) Push-pull à transistors complémentaires avec alimentation symétrique.
- b) Transistors complémentaires avec alimentation unique, la charge étant couplée à travers un condensateur.
- c) Transistors complémentaires avec alimentation unique et point milieu fictif réalisé au moyen de condensateurs de forte valeur.
- d) Deux push-pull identiques sont commandés en opposition de phase la charge étant alimentée entre les deux (montage en H ou en pont).
- Les configurations e, f, g, et h sont des répliques en version à transistors de même type (collecteur commun-émetteur commun) des précédents.

Faisons rapidement la critique de ces différentes configurations.

— Les montages à alimentation symétrique ne posent pas de problème lorsque la source est le réseau après redressement, ce dernier pouvant être effectué en pont de Graetz (mono ou triphasé) le neutre du transformateur d'alimentation servant de point milieu.

Le montage avec point milieu fictif à deux condensateurs est également utilisé dans les amplificateurs pour audio-fréquence, il suffit que la valeur des condensateurs soit suffisante pour que leur impédance soit faible par rapport à celle de la charge à la fréquence considérée. Remarquons qu'au point de vue alternatif ils sont montés en parallèle. Il est nécessaire de s'assurer qu'ils sont capables de supporter le courant de la charge sans échauffement.

Ils participent également au filtrage de la source: ce qu'il faut considérer du double point de vue de l'encombrement et de l'économie.

Il est possible de les prévoir avec une tension de service $= V_{CC} / 2$. Si l'on néglige cette économie ils protégeront la charge en cas de court-circuit d'une branche du montage dont ils permettent l'attaque en continu sans risque en cas de disparition de la fréquence de commande (voir plus haut).

On peut choisir la valeur des condensateurs de manière que le circuit entre en résonance sur la fréquence du signal de commande. L'impédance du circuit accordé série ainsi réalisé est très faible, elle serait nulle à vide si les composants étaient parfaits, nous

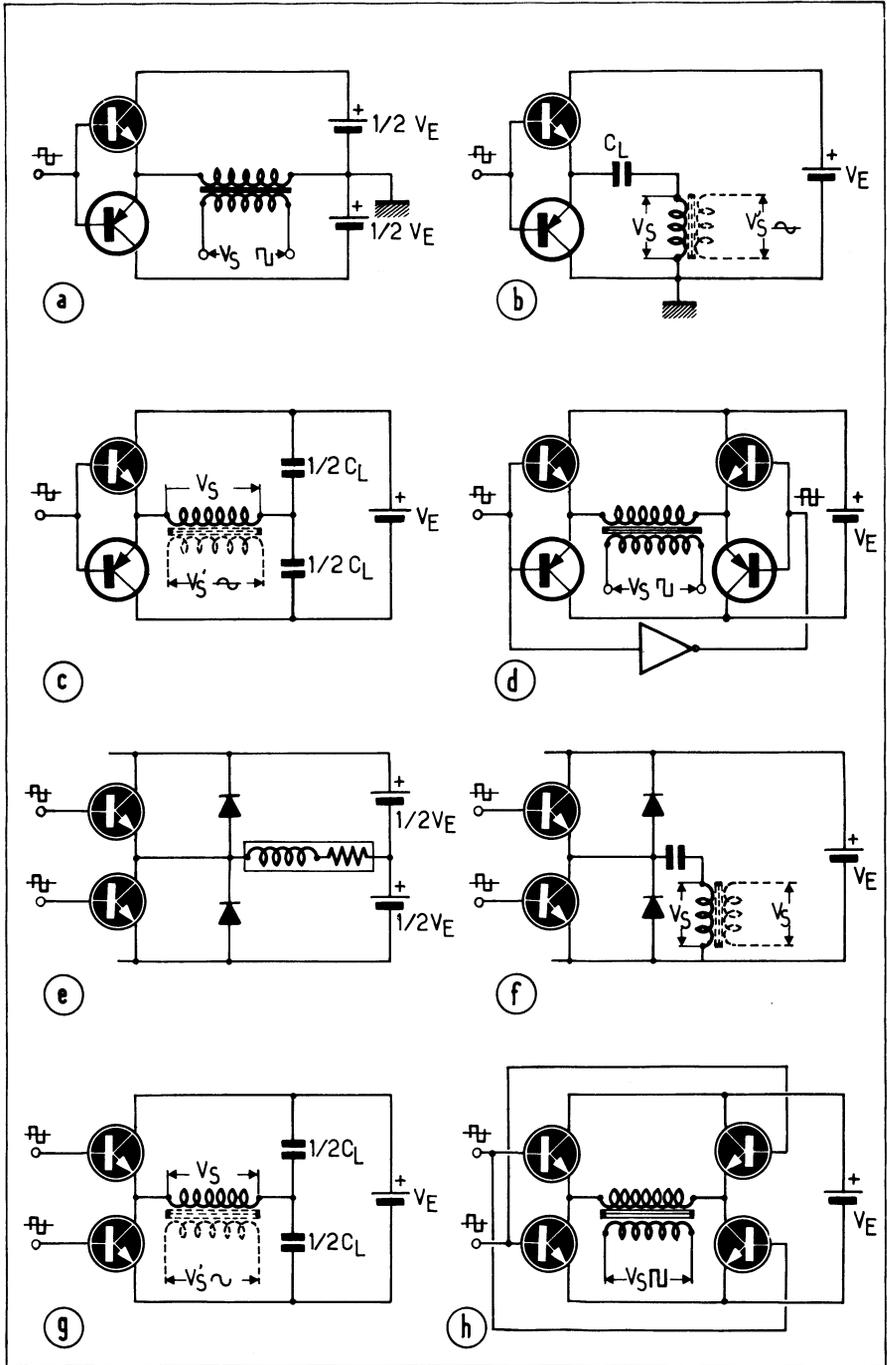
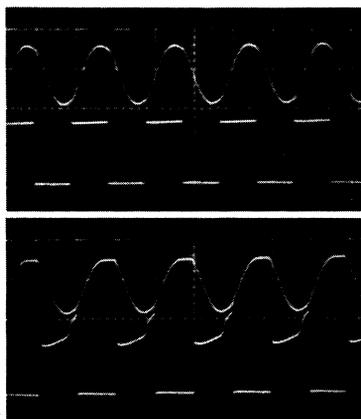
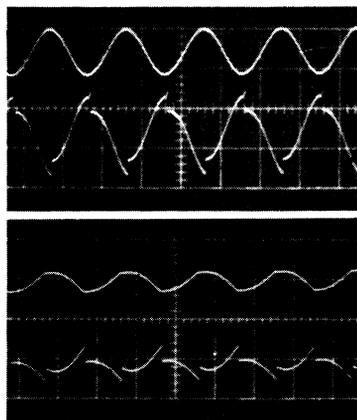


Fig. X-44. — Différentes configurations possibles du montage push-pull série.

signalons cette particularité pour rappeler qu'il est déconseillé dans ce type de montage de rechercher la résonance à vide car il en résulterait des courants de circulation très intenses capables de détériorer les transistors.

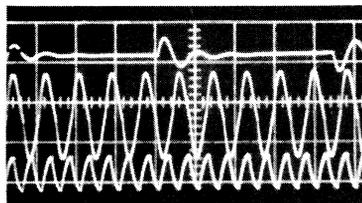
Par contre il existe une surtension aux bornes des condensateurs et de l'inductance. Pour les faibles charges la tension entre le point de raccordement des condensateurs et de l'inductance et la masse est pratiquement sinusoïdale et se rapproche d'autant plus d'une sinusoïde parfaite que la charge est plus faible. Voir Oscillogrammes X-5 à 8 inclus.

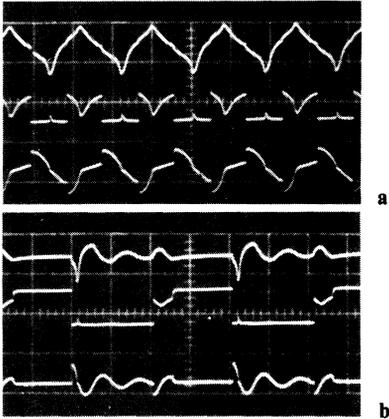
Osc. X-5. — Allures de la tension aux bornes des condensateurs (trace supérieure) et du primaire du transformateur (trace inférieure) relevées sur le montage de la figure X-44-g à faible charge (a) et à charge nominale (b).



Osc. X-6. — Montage de la figure X-44-g: allure de la tension aux bornes des condensateurs (trace supérieure) et au point milieu des transistors (trace inférieure) avec dispositif bootstrap antisaturation (a) le signal de sortie est parfaitement carré tandis qu'en (b) (sans bootstrap) le signal de sortie accuse la désaturation du transistor supérieur ce qui nuit également à la pureté de la sinusoïde.

Osc. X-7. — Allure du signal aux bornes des condensateurs du montage de la figure X-44-g commandé par un signal de fréquence très inférieure à celle de la résonance (trace supérieure); à la résonance (trace médiane); et à une fréquence très supérieure à celle de la résonance (trace inférieure). Ces images ont été prises avec une même sensibilité de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope et sans modifier la charge pour bien montrer la surtension à la résonance.





Osc. X-8. — *Le comble de ce qu'il faut éviter: pas de bootstrap antisaturation et une source d'alimentation d'impédance interne trop élevée. Signaux correspondant, en haut à la tension aux bornes du condensateur, au milieu à la tension au point milieu des transistors et en bas au courant dans la charge du montage de la figure X-44-g, en (a) à la résonance, et en (b) pour une fréquence de commande très inférieure à la résonance (No comment !).*

Ce montage a été utilisé par l'un des auteurs pour la réalisation de générateurs à fréquence ultrasonore pour le chauffage par induction (1). La fréquence d'accord du circuit accordé série étant capable de varier en fonction de l'état thermique de la charge il avait été prévu un rattrapage de l'accord en montant l'ensemble (oscillateur pilote, et générateur de puissance) dans une boucle à verrouillage de phase dont la figure X-45 donne une idée du schéma de principe. L'étage de sortie était réalisé par la mise en parallèle d'un certain nombre de transistors de puissance classiques, commandés par groupe de cinq, par un Darlington de puissance.

Les montages en demi-pont avec alimentation à point milieu (réel ou artificiel par condensateurs) sont utilisables directement en triphasé. Il suffit de commander leurs entrées par des signaux carrés déphasés entre eux de 120° , ce qui s'obtient aisément au moyen d'un compteur en anneau obtenu au moyen d'un registre à décalage à trois pas rebouclé sur lui-même en croisant les connexions de sortie (fig. X-46).

Le montage en H (ou en pont) permet de doubler la puissance puisque l'excursion de la tension aux bornes de la charge est double de celle obtenue avec les montages précédents par contre on trouve toujours deux jonctions en série avec la charge, ce qui n'est pas favorable pour les faibles tensions d'alimentation.

Tout comme les montages symétriques, ceux en demi-pont (push-pull) et en pont (double push-pull montés en H) présentent l'avantage de fournir une tension alternative « vraie » c'est-à-dire bipolaire par rapport à la masse (contrairement aux montages mono-transistors qui délivrent en fait du continu haché) ce qui est particulièrement favorable pour l'établissement des transformateurs dont le circuit magnétique fonctionne dans de bien meilleures conditions.

LES « HACHEURS » OU CHOPPERS

Naguère encore on ne possédait pour faire varier le courant dans une charge alimentée en courant continu que des rhéostats qui consommaient une puissance importante. Les progrès de l'électronique de puissance ont permis de remplacer ces accessoires encombrants par des dispositifs beaucoup plus économiques dont le principe consiste à découper la tension appliquée à la charge sous forme d'impulsions (dont on fait varier le rapport cyclique). On voit que ces dispositifs, nommés « hacheurs » (*choppers* dans la littérature de langue anglaise) ne diffèrent guère des alimentations à découpage déjà décrites; l'intégration du signal haché s'effectuant non plus au moyen d'un réseau de filtrage, mais par la simple inertie mécanique (commande de moteur) ou thermique (gradateurs de lumière de forte puissance) de la charge. Il est cependant parfois nécessaire d'insérer une petite inductance de lissage en série avec la charge.

Ces dispositifs peuvent être munis des mêmes dispositifs de protection (établissement progressif du courant dans la charge, protection contre les surcharges et courts-circuits,

(1) Brevet GAGNE - SINET N° 72.07513.

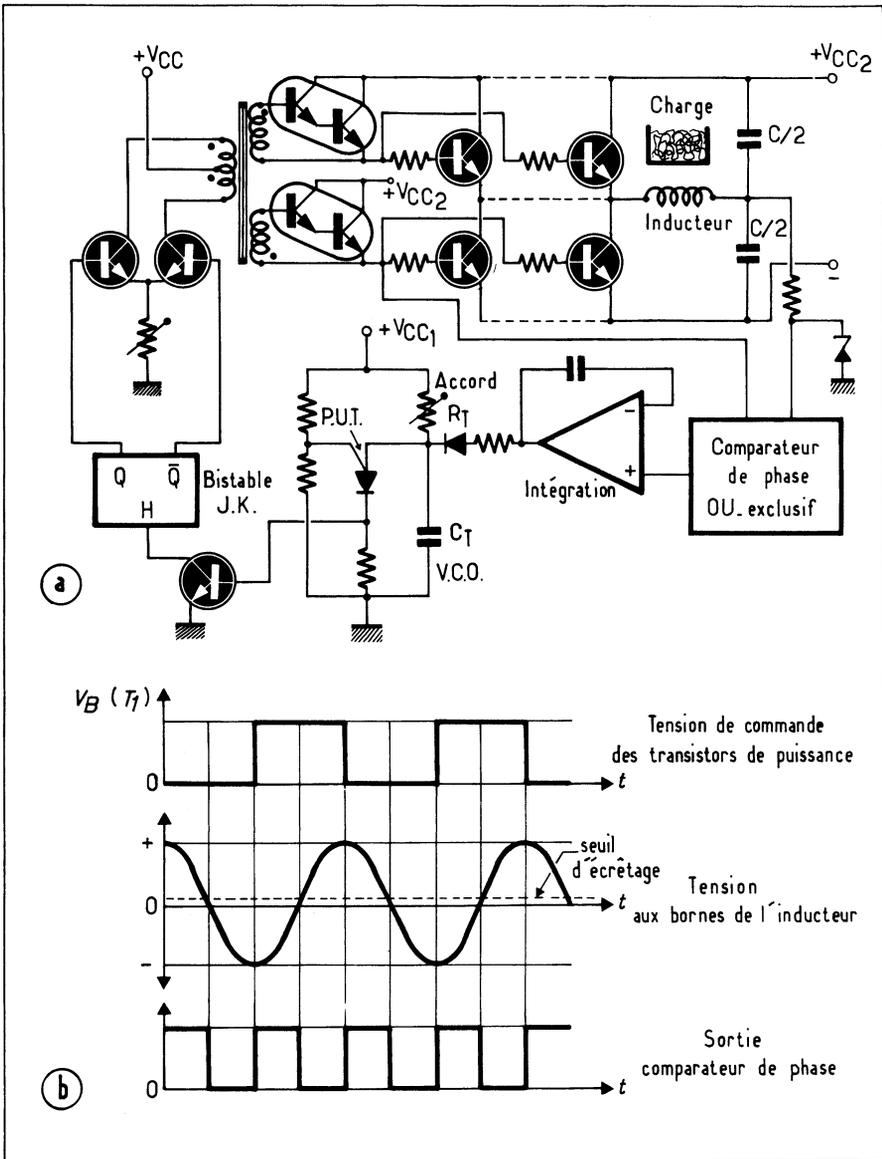


Fig. X-45. — Schéma de principe du générateur de puissance pour chauffage par induction mis au point par C. Gagne. L'ensemble se maintient à l'accord malgré les variations de la valeur de l'inductance de charge dues à l'état thermique de la charge (matériau à chauffer) grâce à la configuration en boucle à verrouillage de phase (a) dont le diagramme de fonctionnement du détecteur de phase est reproduit en (b).

etc.) que les alimentations à découpages déjà étudiées. Nous ne voyons donc rien de particulier à ajouter en ce qui les concerne et nous nous contenterons de donner à la figure X-47 le schéma synoptique (a) et celui de principe (b) d'un hacheur de 2 kW étudié par les laboratoires d'applications de Sescosem.

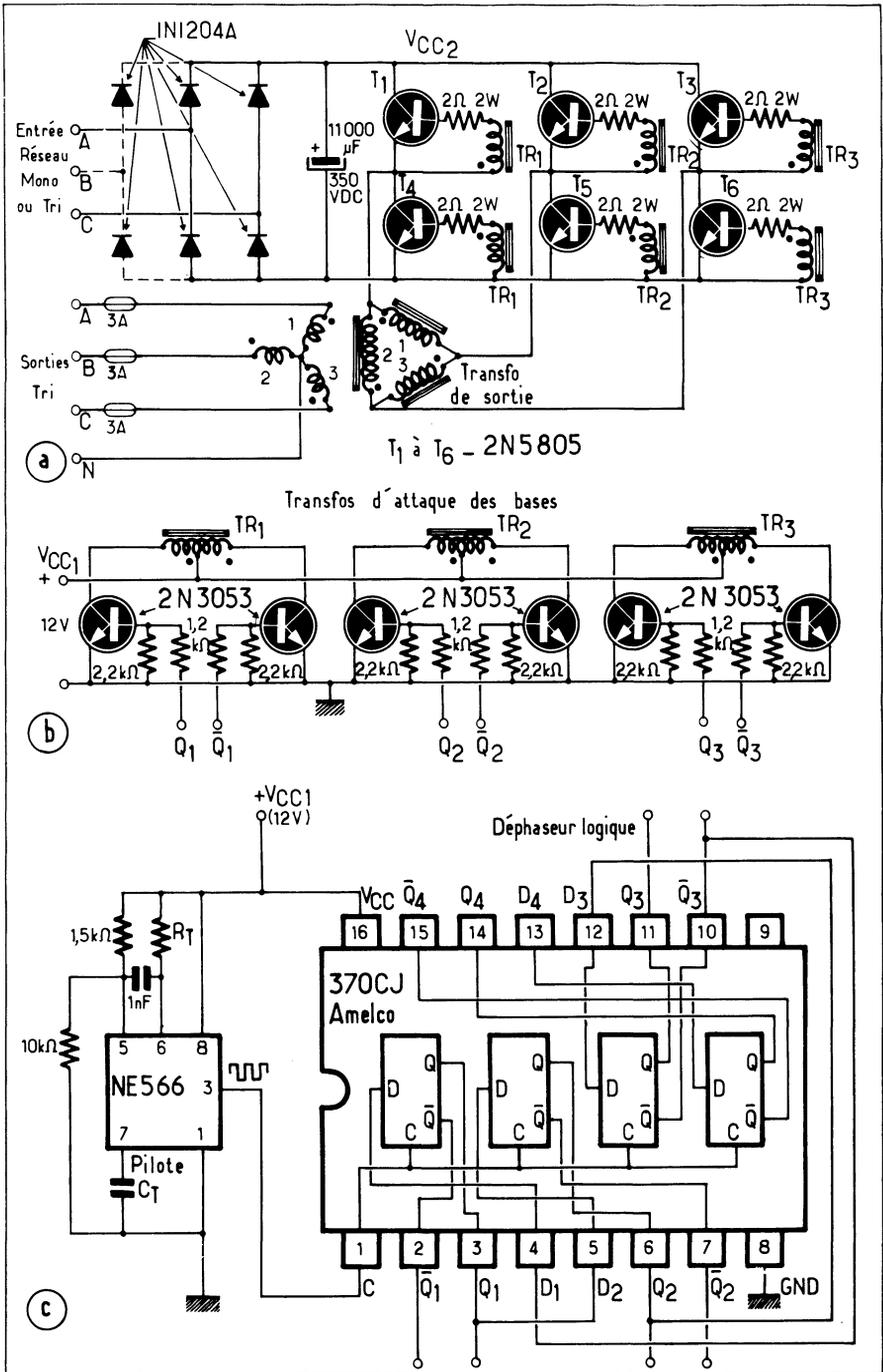


Fig. X-46. — Le montage en demi-pont peut très bien fonctionner en triphasé: (a) étages de puissance (b) étages driver (c) un registre à décalage bouclé fournit les signaux triphasés de commande.

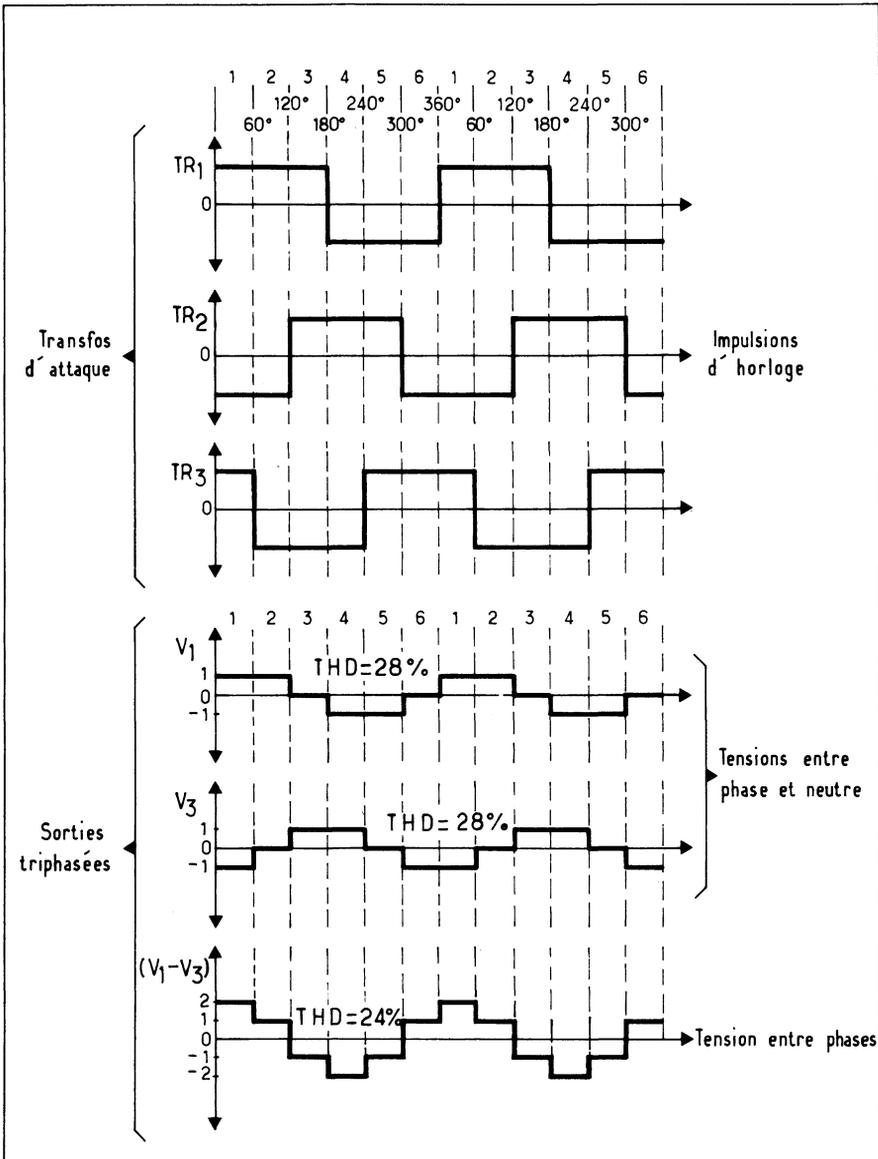
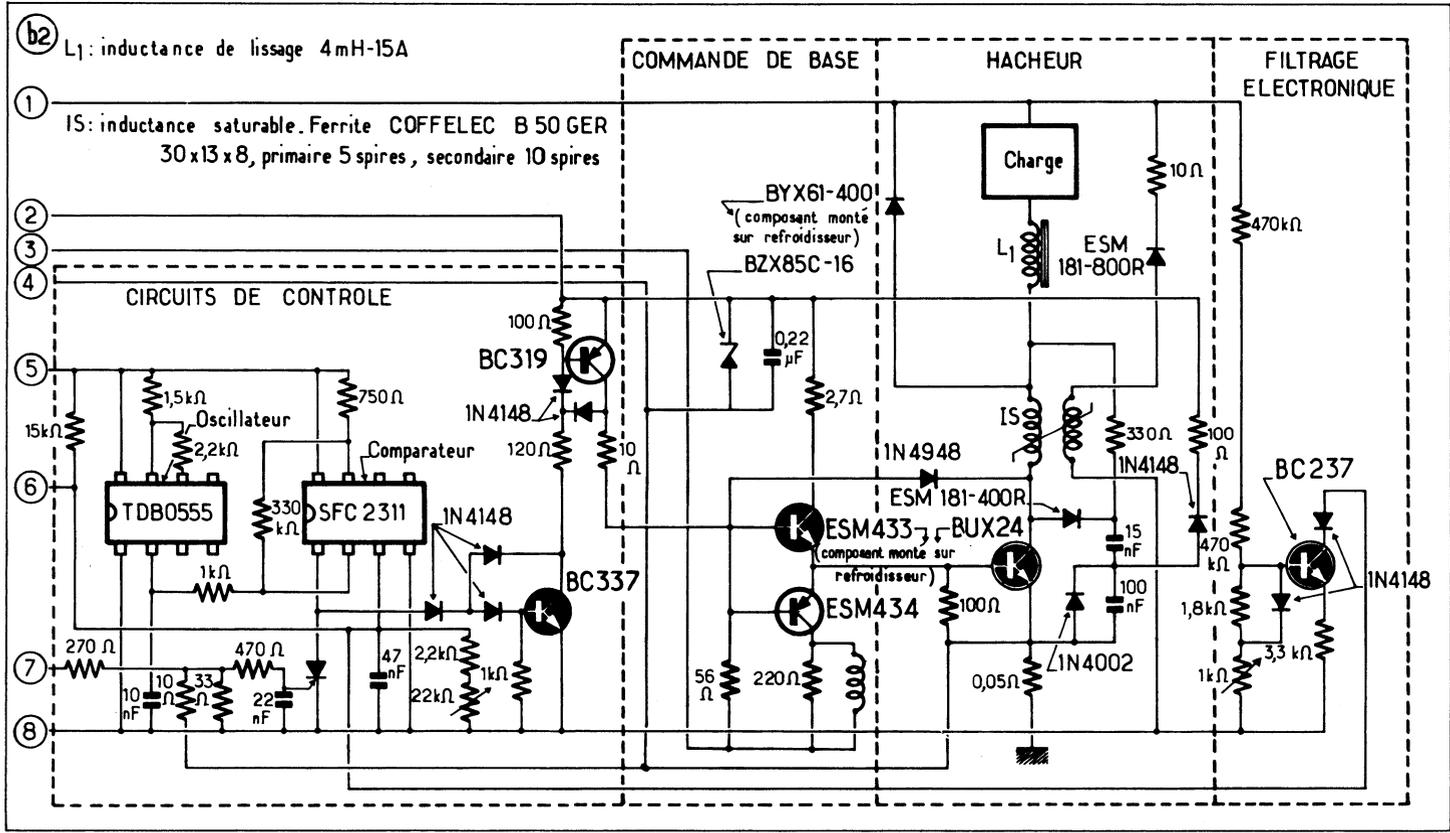


Fig. X-46-d. — Diagramme de signaux commande et de sortie de montage (D'après un document R.C.A. seul le circuit d'attaque est de notre cru).

On y reconnaît le circuit de commutation à transistor unique BUX 24, le circuit de commande de base dont le fonctionnement sera étudié dans un paragraphe ultérieur, le dispositif de modulation en largeur des impulsions appliquées à la base du transistor de commutation par comparaison de la rampe fournie par le TDB 0555 à une tension de référence puis enfin, les circuits de protection contre les surcharges et court-circuit au moyen de thyristors qui « amputent » les impulsions de commande du transistor de puis-



sance d'une certaine durée en cas de surcharge ou bloquent simplement la commande de base en cas de court-circuit (1).

A noter cependant le dispositif de filtrage électronique qui compense l'ondulation résiduelle de la tension d'alimentation par une modulation de la durée des impulsions délivrées par le circuit de contrôle qui agit en quelque sorte « en contre-réaction » dès que le taux d'ondulation dépasse un certain seuil (voir figure X-48).

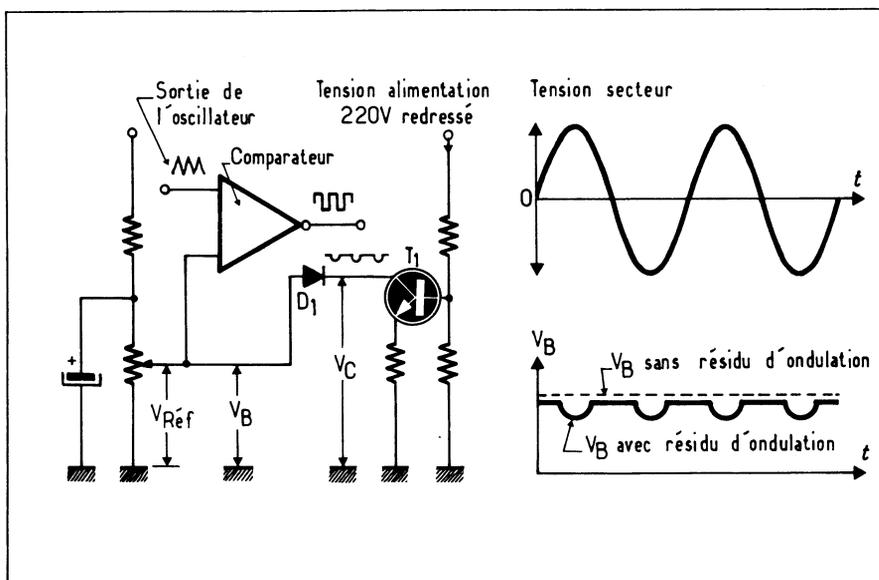


Fig. X-48. — Dispositif de «filtrage électronique» du hacheur de la figure X-47. En présence d'un taux d'ondulation dépassant un certain seuil la diode D_1 conduit et le signal d'ondulation amplifié par T_1 est appliqué en contre-réaction au comparateur qui modifie en conséquence le taux de modulation des impulsions appliquées à la base du transistor de puissance.

PROBLÈMES DE TRANSISTORS

Lorsque nous choisissons un transistor pour une application linéaire ce qui nous intéresse avant tout, ce sont : sa fréquence de transition f_T , son gain en courant β , la puissance qu'il est capable de dissiper.

Lorsqu'un transistor est appelé à travailler en commutation non répétitive — commande de relais par exemple — nous lui demandons un β suffisant pour ne pas nécessiter un courant de base trop important, une faible chute de tension à la saturation $V_{CE\text{ sat}}$ et un faible courant de fuite à l'état bloqué I_{CBO} afin que les puissances qu'il aura à dissiper ($I_C \times V_{CE\text{ sat}}$ à l'état conducteur et $I_{CBO} \times V_{CE}$ à l'état bloqué) soient aussi faibles que possible mais nous nous préoccupons rarement de ce qui se passera pendant les régimes de transitions (2).

Il en va tout autrement lorsqu'il s'agit de choisir un transistor destiné à équiper un convertisseur ou une alimentation à découpage (3) car ici les transitions de l'état saturé à l'état bloqué et réciproquement représentent une fraction non négligeable du temps de fonctionnement des transistors, surtout lorsqu'il s'agit de convertisseurs fonctionnant à fréquence élevée.

(1) Le fonctionnement de ces dispositifs sera étudié en détail dans un chapitre ultérieur.

(2) Les problèmes qui concernent l'utilisation des transistors de puissance en régime de commutation non répétitive ont été étudiés dans notre ouvrage « Circuits de Logique » pp. 118 à 134 de la quatrième édition.

(3) Cet aspect du problème concerne, bien qu'à un moindre titre les transistors qui équipent les régulateurs à découpage étudiés au chapitre IX.

C'est également pendant ces transitions que les contraintes subies par les semiconducteurs sont les plus importantes.

Ce qui va nous intéresser dans ce paragraphe, sera donc d'une part, les choix des transistors et d'autre part, leur mode d'utilisation : commande de base et artifices d'aide à la commutation capables de diminuer autant que faire se peut sans nuire au rendement de l'ensemble, les contraintes imposées aux transistors.

QUE SE PASSE-T-IL PENDANT LES TRANSITIONS ?

Examinons le schéma simple de la figure X-49-a dans lequel le transistor commute le courant d'une charge purement résistive. Nous savons que, même si l'interrupteur, qui établit le courant de base, passe de l'état ouvert à l'état fermé en un temps infiniment petit, le courant de collecteur n'atteint pas sa pleine valeur instantanément, mais met un certain temps t_r pour y parvenir.

De la même manière, la tension aux bornes du transistor met le même temps t_r pour passer de V_{CC} à $V_{CE\ sat}$. Le graphique (b) qui accompagne le schéma montre bien que c'est au moment où le courant de collecteur atteint la moitié de sa valeur finale: $I_C / 2$, et que par conséquent la tension à ses bornes est égale à la moitié de V_{CC} que la puissance dissipée par le transistor est la plus élevée elle est égale à :

$$P_{\text{crête}} = 1/2 (I_C) \times 1/2 (V_{CC}) = 1/4 (V_{CC} \cdot I_C)$$

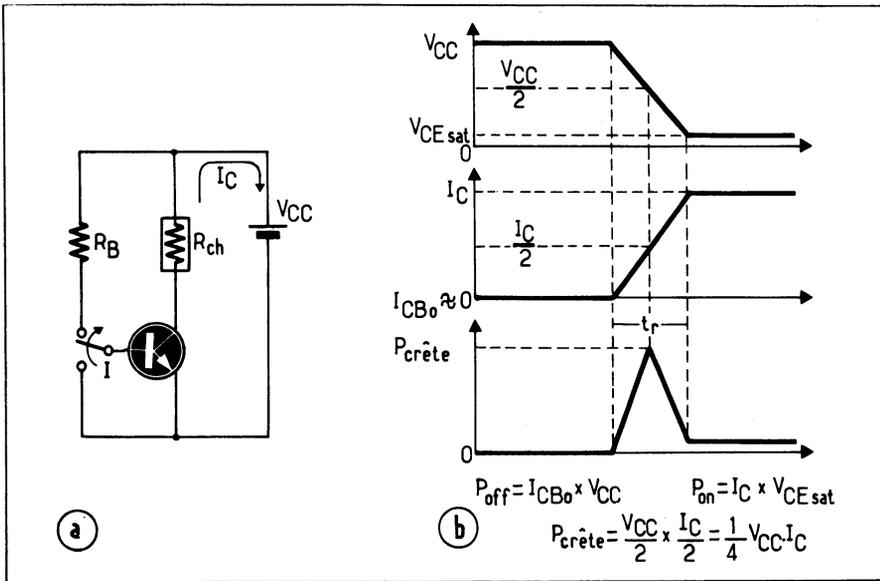
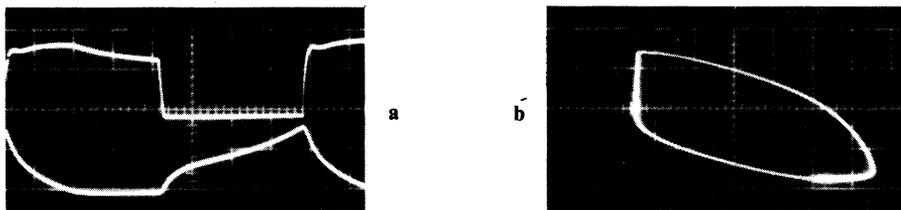


Fig. X-49. — C'est pendant la transition de l'état bloqué à l'état conducteur d'un transistor (et vice-versa) que la puissance qu'il dissipe est la plus importante.

Si nous prenons l'exemple d'un transistor devant commuter un courant de 10 A sous une tension de 100 Volts et dont le $V_{CE\ sat}$ à 10 A est de 1 Volt tandis que son courant de fuite à l'état bloqué I_{CBO} est de 0,1 mA on peut écrire :

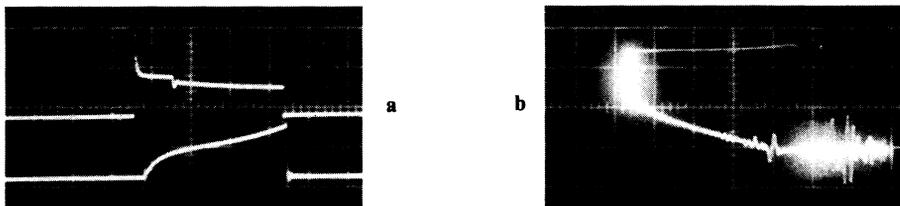
- Puissance dissipée par le transistor
 - à l'état bloqué: $P_{\text{off}} = I_{\text{CBO}} \times V_{\text{CC}} = 0,1 \text{ mA} \times 100 \text{ V} = 10 \text{ mW}$
 - à l'état saturé: $P_{\text{on}} = V_{\text{CE sat}} \times I_C = 1 \text{ V} \times 10 \text{ A} = 10 \text{ W}$
 - pendant la transition: $1/4 V_{\text{CC}} \cdot I_C = (100 \text{ V} \times 10 \text{ A}) / 4 = 250 \text{ W}$



Osc. X-9. — Relevés sur le montage expérimental de la figure X-28. Tension aux bornes du transistor de puissance (en haut) et son courant de collecteur (en bas) (a), et cyclogramme (courant en Y et tension en X) (b) relevés avec le transistor lent 2 N 3773. Il y a lieu de noter que, par suite d'une erreur de mise en place de la pince ampèremétrique de mesure du courant, l'oscillogramme de ce dernier s'est trouvé inversé, sur l'oscillogramme (a). Il en ira de même pour les oscillogrammes suivants. Réglage de l'oscilloscope pour ces oscillogrammes ainsi que pour les suivants :

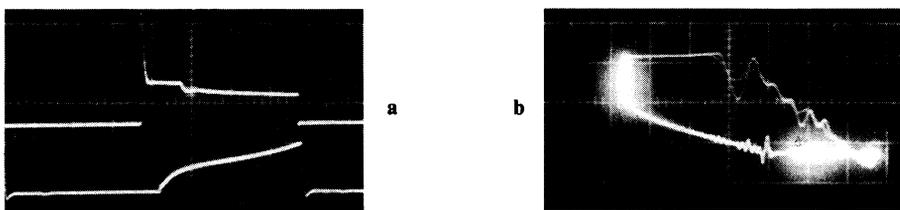
U : 10 V / cm, I : 2 A / cm, t : 5 μ s / cm.

Dans les cyclogrammes U en déflexion horizontale : environ 3 V / cm.

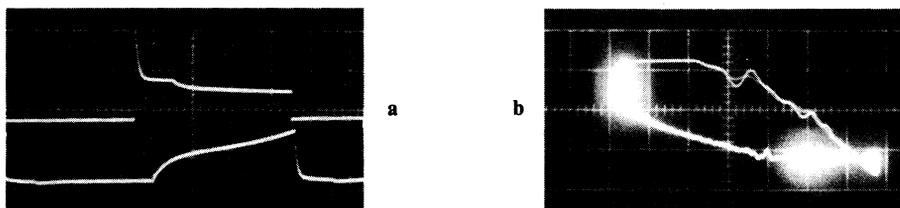


Osc. X-10. — Oscillogrammes de courant et tension (a) et cyclogramme courant-tension (b) relevés sur le même montage et dans les mêmes conditions que pour l'osc. X-9 mais avec le transistor rapide 2 N 5037 et en l'absence du réseau d'aide à la commutation. On remarque que le point de fonctionnement « va se promener » assez longuement dans la zone à forte puissance de l'aire de sécurité.

L'oscillation que l'on observe est due en partie à l'inductance des connexions du circuit « volant » sur lequel la mesure a été effectuée et en partie à l'inductance de fuite du transformateur.



Osc. X-11. — Mêmes conditions que l'osc. X-10 mais en utilisant un condensateur d'aide à la commutation trop faible : l'oscillation diminue mais pas encore assez.



Osc. X-12. — Mêmes conditions que l'osc. X-10 mais avec un condensateur d'aide à la commutation de valeur plus élevée. L'amplitude de l'oscillation a atteint une valeur raisonnable. En optimisant le transformateur et la valeur de C_1 on parviendrait à un cyclogramme convenable.

Nous constatons :

1°) Que la puissance dissipée à l'état bloqué est pratiquement négligeable. C'est la raison pour laquelle les feuilles de caractéristiques des transistors de puissance destinés à la commutation ne donnent le plus souvent, même plus la valeur de I_{CBO} .

2°) Que la puissance instantanée demandée au transistor pendant la transition est *25 fois plus importante que celle dissipée à l'état saturé*. Ainsi, si dans le choix du type de transistor nous n'avions tenu compte que de cette dernière puissance P_{on} nous aurions couru à la catastrophe surtout si le montage était appelé à fonctionner à une fréquence relativement élevée et si le temps d'établissement du courant collecteur t_r était relativement long.

Naturellement ce qui vient d'être dit concernant le passage de l'état bloqué à l'état saturé reste valable pour la transition inverse seul change le temps de variation du courant de collecteur qui, au lieu de s'appeler temps de montée (t_r) s'appelle temps de descente (t_f).

Revenons à l'exemple ci-dessus. Nous n'allons tout de même pas prendre un transistor de 250 W pour commuter 10 A. La solution qui vient immédiatement à l'esprit consiste à retarder l'apparition de la tension aux bornes du transistor par rapport à celle du courant dans la charge. Cela pourrait s'obtenir au moyen d'un simple condensateur mais alors, au moment du passage du transistor de l'état bloqué à l'état saturé, c'est lui qui servirait à décharger ledit condensateur ce qui, naturellement n'est pas souhaitable. La solution consiste à placer une diode en série avec le condensateur de manière que celui-là se charge instantanément lors du blocage du transistor tandis qu'une résistance montée en parallèle avec la diode permettra une décharge lente du condensateur lorsque le transistor

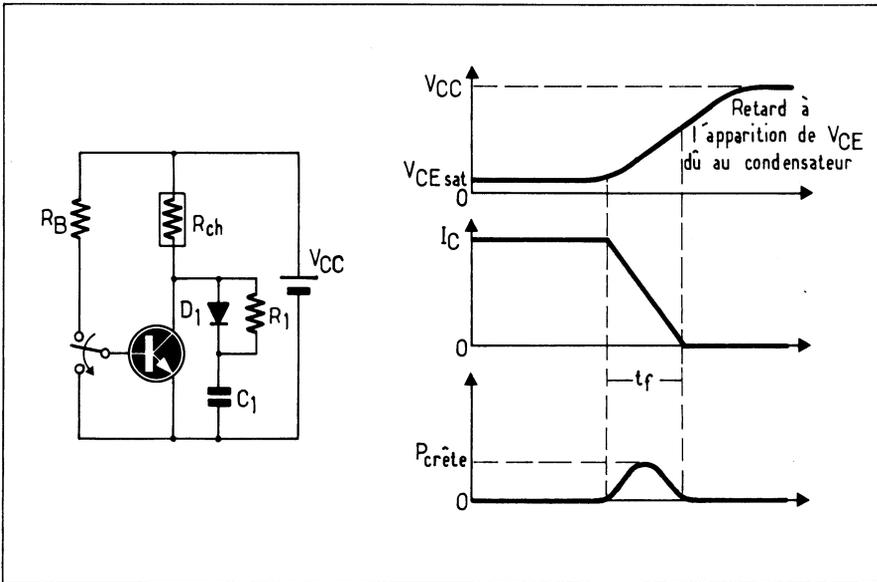


Fig. X-50. — Pour diminuer la puissance dissipée pendant la transition de l'état saturé à l'état bloqué il faut retarder l'apparition de la tension aux bornes du transistor au moyen du réseau R_1 , C_1 , D_1 .

revient à l'état saturé (fig. X-50). Il y aura naturellement un optimum à trouver pour déterminer la valeur du condensateur et de la résistance en fonction du courant dans la charge et de la période de commutation de manière que le condensateur soit suffisamment déchargé au moment où le transistor recommence à conduire. Il est évident que la diode montée en série avec le condensateur devra être au moins aussi rapide que le transistor pour que le montage soit efficace (osc. X-9 à 12).

Si ce dispositif est efficace lors du passage de l'état saturé du transistor vers l'état bloqué, il ne l'est guère dans le sens inverse — passage de la non-conduction à la saturation. Dans ce sens il est difficile de retarder la disparition de la tension par contre il est plus facile de retarder l'apparition du courant : il suffit pour ce faire d'augmenter artificiellement la composante inductive de la charge en montant en série avec elle une petite inductance l (fig. X-51-c). Ceci conduit au diagramme (d) dans lequel le point de fonctionnement du transistor ne quitte pratiquement pas la zone à faible puissance de l'aire de sécurité du transistor (1).

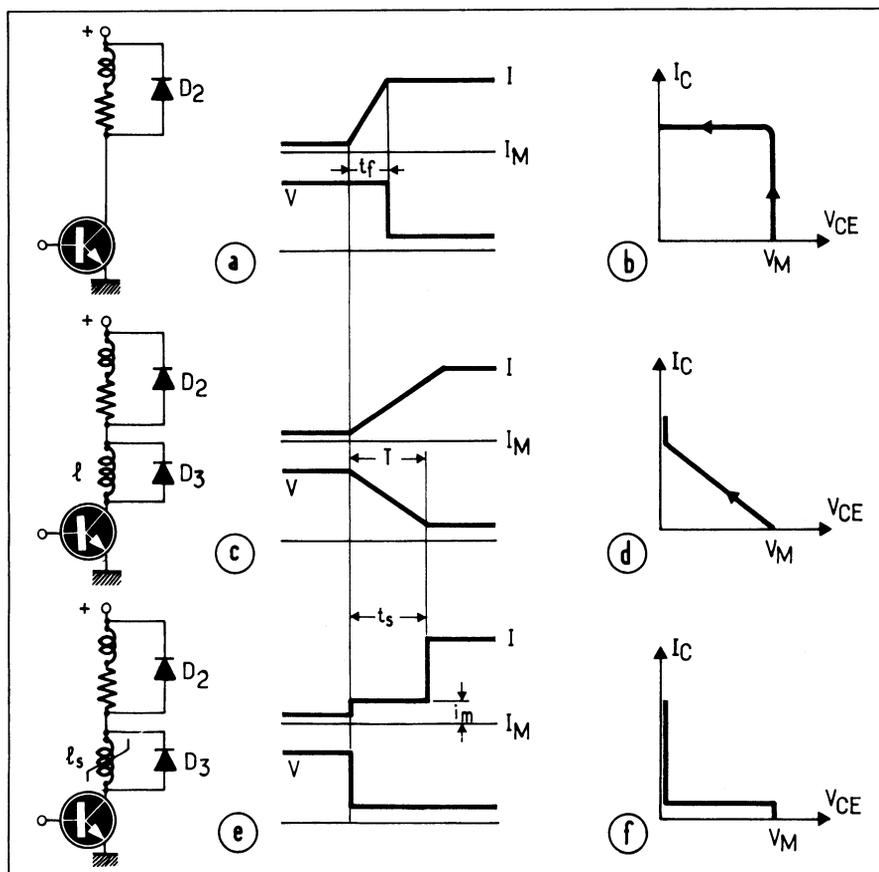


Fig. X-51. — En l'absence d'inductance de retard à l'apparition du courant de collecteur, le point de fonctionnement pénètre profondément dans la zone à forte puissance de l'aire de sécurité du transistor (a). Déjà beaucoup moins si l'on ajoute une petite inductance en série avec la charge (c); et pratiquement plus si cette inductance est saturable (e). (D'après un document Sescosem).

Mais on peut encore faire mieux : il suffit de munir l'inductance additionnelle l d'un circuit magnétique saturable de telle manière qu'à l'apparition du courant elle présente une impédance relativement élevée dont la valeur « s'écroulera » dès que le courant collecteur atteindra une valeur suffisamment élevée pour saturer l'inductance. Le diagramme du point de fonctionnement sera alors celui de la figure X-51-f qui montre que l'énergie dissipée par le transistor reste très faible pendant toute la durée de la commutation.

Voilà un des aspects du problème résolu. Nous verrons qu'il y en a d'autres, mais avant d'aller plus loin examinons :

(1) La définition de cette aire de sécurité sera donnée un peu plus loin.

LES PARAMÈTRES IMPORTANTS D'UN TRANSISTOR UTILISÉ EN COMMUTATION

1°) A l'état bloqué

Si nous examinons les courbes de la figure X-52 nous constatons que la tension maximale qui peut être appliquée entre l'émetteur et le collecteur d'un transistor dépend dans une très large mesure de l'état de la base car c'est en fait la jonction collecteur-base qui est chargée de supporter la tension appliquée au collecteur et, à cause du gain du dispositif, la tension d'avalanche collecteur-émetteur est toujours inférieure ou égale à la tension d'avalanche collecteur-base V_{CBO} . On remarque en particulier que pour une polarisation négative de la base la tension d'avalanche V_{CEX} est notablement supérieure à la tension $V_{CEO(sus)}$ garantie par le constructeur qui correspond au cas où la base est simplement « en l'air ». Cette tension V_{CEX} peut avoir pour certains transistors, une valeur double de la tension collecteur-émetteur à base ouverte V_{CEO} . Nous verrons plus loin qu'il est possible dans certains cas de bénéficier de cette propriété pour utiliser les transistors à des tensions élevées.

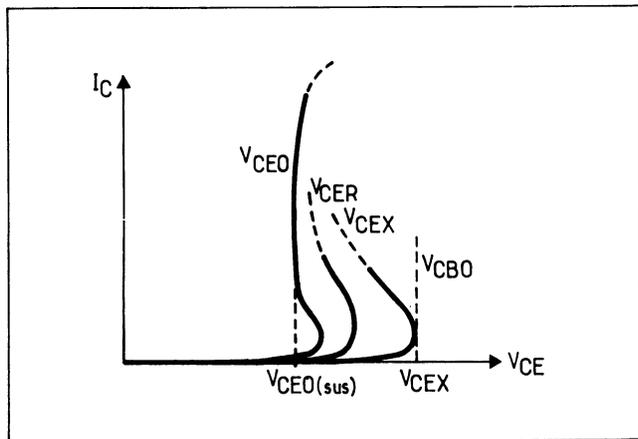


Fig. X-52. — La tension maximale qu'un transistor de commutation est capable de supporter entre émetteur et collecteur est très sensiblement affectée par l'état de la base : la tension V_{CEX} correspondant à une polarisation de la base en inverse peut dans certains cas être le double de $V_{CEO(sus)}$ tension appliquée en permanence entre collecteur et émetteur avec la base « en l'air ».

2°) A l'état passant

La figure X-53 représente le réseau de courbes $I_C = f(V_{CE})$ d'un transistor de puissance.

La zone I dans laquelle les courbes sont pratiquement linéaires correspond à l'utilisation du transistor en amplification.

La zone II dans laquelle les courbes commencent à s'incurver correspond à des faibles tensions collecteur-émetteur pour lesquelles le gain $\beta = I_C / I_B$ diminue est la zone de quasi-saturation.

La zone III enfin est la zone de saturation vraie (*hard saturation*) le transistor s'y présente comme une résistance de faible valeur.

Il faut remarquer que la tension de saturation $V_{CE\ sat}$ d'un transistor n'a de sens que si elle est accompagnée du courant de collecteur $I_{C\ sat}$ et du courant de base $I_{B\ sat}$ correspondants.

On appelle *gain forcé* du transistor le rapport :

$$\beta_f = I_{C\ sat} / I_{B\ sat}$$

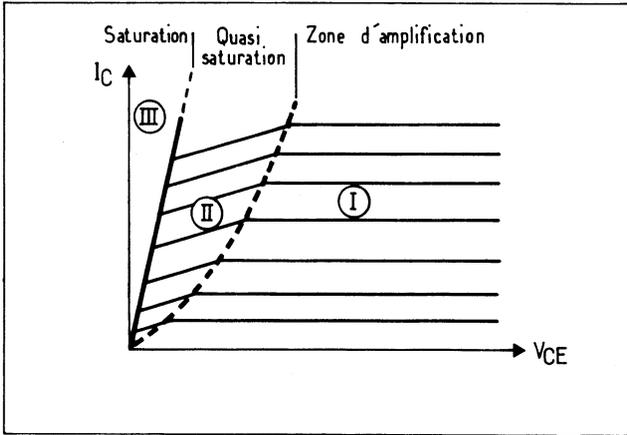


Fig. X-53. — Réseau des courbes $I_C = f(V_{CE})$ d'un transistor de puissance.

Il est tel que, pour tout transistor d'un type donné fonctionnant à un courant de collecteur I_C inférieur ou égal à la valeur spécifiée $I_{C\text{ sat}}$, si l'on impose un courant de base $I_B \geq I_C / \beta_f$, la tension collecteur-émetteur sera toujours inférieure ou égale au $V_{CE\text{ sat}}$ garanti.

Le courant maximal de collecteur d'un transistor I_C est une limite fixée par le constructeur et qui correspond généralement à une valeur de ce courant pour lequel il devient impossible d'obtenir la saturation du transistor avec un gain forcé β_f raisonnable. Ce courant est généralement garanti par le constructeur dans certaines conditions (température de la jonction en particulier). Il est généralement donné deux valeurs limites :

- I_C valeur limite en continu
- I_{CM} valeur limite en impulsions d'une durée et un rapport cyclique donnés.

Pour une bonne fiabilité du transistor ces limites ne doivent évidemment jamais être dépassées.

3°) Pendant la transition

Contrairement aux transistors de signaux, les temps de commutation des transistors de puissance utilisés dans les convertisseurs ne sont jamais donnés sur la tension collecteur-émetteur (car la charge étant le plus souvent réactive, ce paramètre ne serait pas représentatif de ce qui se passe dans le transistor) mais sur le *courant de collecteur*.

La figure X-54 représente les caractéristiques de commutation d'un transistor de puissance on y reconnaît : (1)

- le temps de retard à la croissance du courant de collecteur T_d
- le temps d'établissement du courant de collecteur t_r
- le temps de stockage t_s
- le temps de décroissance du courant de collecteur t_f .

Si nous revenons un instant en arrière (fig. X-50) nous remarquons que ce sont le temps d'établissement du courant de collecteur (t_r) et son temps de décroissance (t_d) qui sont importants car ce sont eux qui déterminent les pertes pendant la commutation. Le temps de retard t_d et le temps de stockage (t_s) interviennent surtout sur la fréquence maximale à laquelle on peut utiliser le transistor en commutation.

4°) Aire de sécurité du transistor (S.O.A. Safe Operating Area) (fig. X-55)

C'est la représentation sur le plan $I_C = f(V_{CE})$ des limites d'utilisation du transistor. Limites à l'intérieur desquelles le point de fonctionnement du transistor devra toujours rester. Cette aire est sensiblement plus étendue que celle en régime linéaire car le point de fonctionnement occupe très rapidement le reste de la zone.

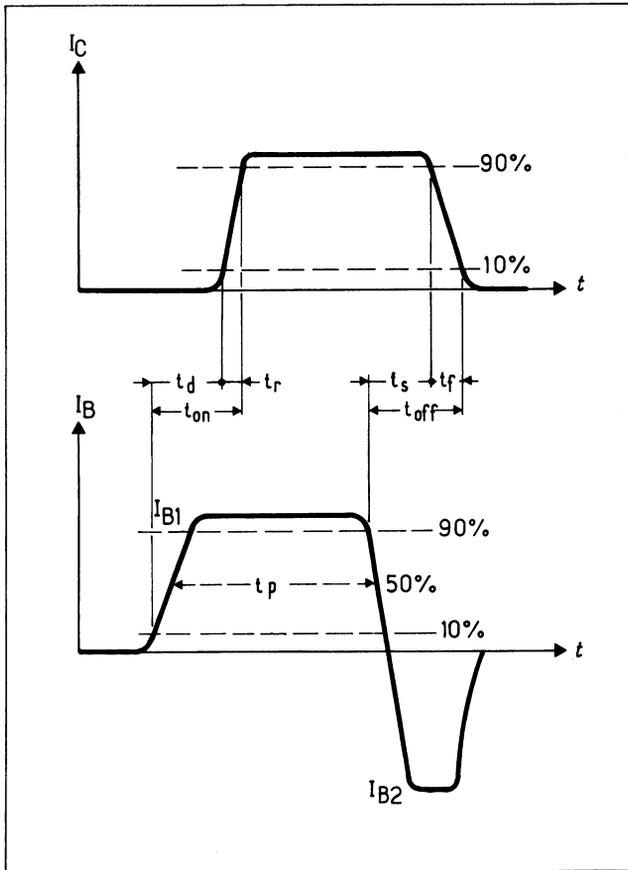


Fig. X-54. — Le temps de commutation d'un transistor de puissance est déterminé par rapport au courant de collecteur et non par rapport au V_{CE} comme pour les transistors de signaux.

On peut diviser cette aire, délimitée par les points :

- $V_{CE} = 0$ et $I_C = 0$
- $V_{CE} = V_{CE0\text{ sus}}$ et $I_C = 0$
- $V_{CE} = 0$ et $I_C = I_{CM}$
- $V_{CE} = V_{CE0\text{ sus}}$ et $I_C = I_{CM}$

en deux zones :

- celle à faible dissipation dans laquelle le point de fonctionnement peut « stationner » sans danger
- et celles dans lesquelles il ne pourra que passer très rapidement.

On peut remarquer à l'intérieur de cette zone des limites intermédiaires qui définissent les durées pendant lesquelles le point de fonctionnement pourra « s'y attarder ».

Cette aire de sécurité est complétée par une mince bande correspondant à un courant de collecteur pratiquement nul qui s'étend jusqu'à la valeur V_{CEX} et qui correspond à l'état bloqué du transistor avec la base polarisée en inverse. Elle est appelée dans les ouvrages de langue anglaise *Safe Operating Area Reverse Biased* (S.O.A.R.B. ou plus souvent en abrégé S.O.A.R.).

5°) Caractéristiques de base

Nous avons déjà rencontré les paramètres $I_{B\text{ sat}}$ (courant de base pour la saturation à gain forcé et ce gain forcé β_f). Nous n'y revenons donc pas.

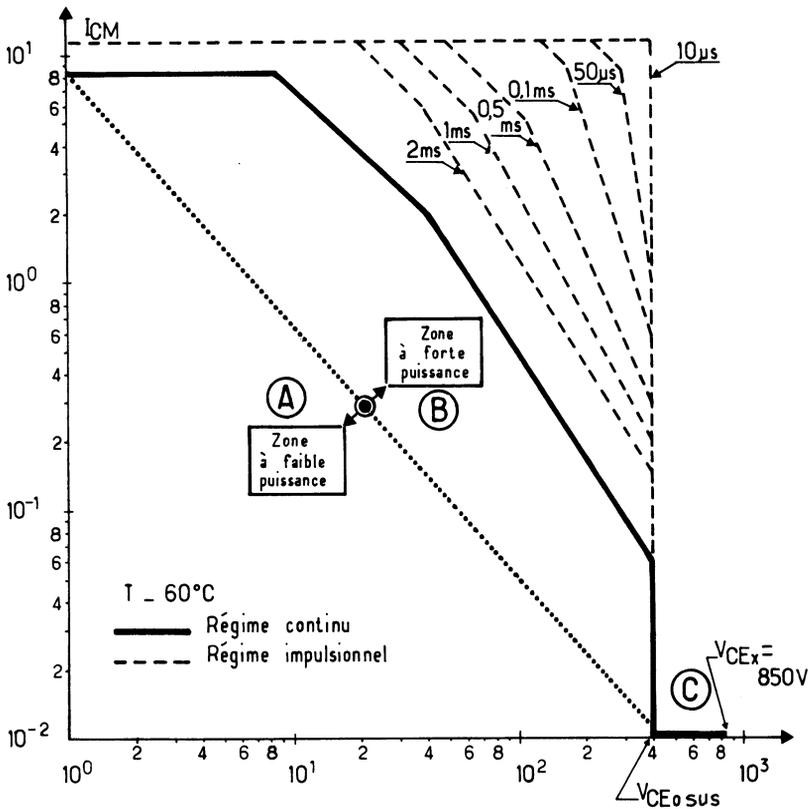


Fig. X-55. — L'aire de sécurité d'un transistor de puissance peut se diviser en trois zones: A = faible puissance ou le point de fonctionnement peut « stationner » sans risque, B = où il ne doit pas s'attarder et C = où il peut passer à condition que la base soit polarisée en inverse.

Deux autres paramètres sont également importants à savoir :

— La tension de saturation émetteur-base: $V_{BE\text{ sat}}$ qui va permettre de déterminer la puissance nécessaire pour commander le transistor :

$$P_{\text{commande}} = I_{B\text{ sat}} \times V_{BE\text{ sat}}$$

— La tension d'avalanche de la jonction émetteur-base (βV_{EB0}) qu'il est nécessaire de connaître pour savoir jusqu'où on peut aller dans la polarisation inverse du transistor, dans la phase de blocage.

6°) Les caractéristiques thermiques du transistor sont également à considérer :

- La température maximale de la jonction $T_{j\text{ max}}$
- La résistance thermique jonction-boîtier: $K_{\text{jonction-boîtier}}$

Les problèmes thermiques concernant les transistors utilisés en commutation n'étant pas différents de ceux rencontrés dans les autres utilisations nous ne nous étendrons pas davantage sur ce sujet (1).

(1) A ce sujet on pourra consulter avec profit « L'emploi rationnel des transistors » par J.P. OEHMICHEN (pp. 93 à 107) ou notre ouvrage « Circuits de Logique » (pp. 130 à 134) S.E.C.F. Editions Radio.

Ces différents paramètres, qui doivent être pris en considération pour le choix des transistors lors de l'élaboration d'un projet de convertisseur, sont réunis dans le tableau ci-après.

Tableau récapitulatif des paramètres à considérer pour le choix d'un transistor de commutation (d'après un document Sescosem)

Paramètres représentant	Description des paramètres	Cas du transistor de puissance
L'état ouvert	• tension maximale que peut supporter le commutateur	• tension de claquage collec- $V_{CE0(sus)} V_{CEX}$
	• courant de fuite	$I_{CE0} I_{CEX}$
L'état passant	• chute de tension au cou- rant nominal	• tension de saturation V_{CEsat} à I_C et I_B spécifiés
	• courant maximal pouvant traverser le commutateur	• courant collecteur maxi- mal $I_C - I_{CM}$
Le régime transitoire de mise en conduction	• temps de réponse	• temps de retard t_d $t_{on} = t_d + t_r$
	• temps de montée du courant	• temps de croissance t_r
Le régime transitoire d'arrêt de la conduction	• temps de retard	• temps de stockage t_s
	• temps de desc. du courant	• temps de décroissance t_f
La commande	• puissance de commande	• tension de saturation V_{BEsat} • courant base I_{Bsat}
Les limites thermiques d'utilisation	• température limite	• température maximale de jonction T_{jmax}
	• possibilité de refroidis- sement	• résistance thermique K_j boîtier

CIRCUITS DE COMMANDE DE BASE

Ce que l'on demande à tout transistor fonctionnant en commutation est de présenter à l'état isolant, le courant de fuite le plus faible possible — cela est actuellement obtenu grâce au très faible courant de fuite de collecteur des transistors modernes — et de présenter, à l'état passant, la chute de tension la plus faible possible. On sait que cela peut être obtenu en poussant la saturation du transistor. Il ne faut tout de même pas aller trop loin dans cette voie pour deux raisons :

— une augmentation trop importante du courant de base n'apporte guère de gain en ce qui concerne la tension de saturation. Par contre elle conduit à une augmentation de la puissance dissipée par le transistor et entraîne une diminution du rendement.

— un transistor est d'autant plus long à se désaturer que sa saturation est plus profonde. Une augmentation inutile du courant de base conduit donc à une diminution de la vitesse de commutation et par conséquent de sa fréquence maximale de fonctionnement.

Le courant de base pour la saturation (I_{Bsat}) étant généralement donné pour deux ou plusieurs valeurs du courant de collecteur I_{Csat} dans les feuilles de caractéristiques des transistors de commutation, il ne sera pas difficile de déterminer par interpolation la valeur du courant de base nécessaire pour obtenir la saturation pour le courant de collecteur envisagé.

On peut envisager deux types de montages pour l'attaque de la base d'un transistor de commutation :

1°) Le montage classique utilisé dans les circuits de commutation de faible puissance (circuits de logique) qui ne demande qu'un transistor et une résistance (fig. X-56). Nous allons voir que, si le montage est admissible pour la commande de transistors de petite ou de moyenne puissance fonctionnant sous une tension assez basse, il conduit rapidement à un rendement déplorable dès que la puissance et surtout la tension d'alimentation s'accroissent.

Il ne faut pas oublier que le β des transistors fonctionnant à fort courant est souvent inférieur à 10; des valeurs aussi basses que 2 ou 3 même ne sont pas rares (1). Cela conduit, on le comprend aisément à des pertes importantes dans le circuit d'attaque de la base. Faisons un rapide calcul :

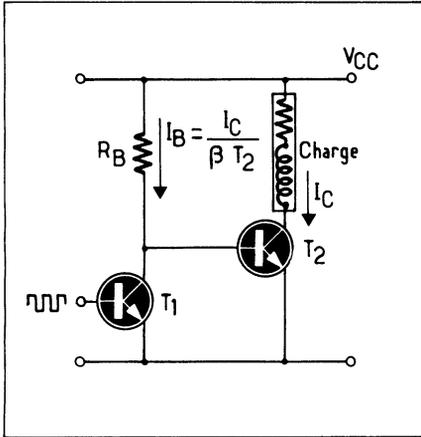


Fig. X-56. — Ce schéma de commande de la base du transistor de puissance n'est admissible que pour les convertisseurs de faible puissance : la dissipation de la résistance R_b devenant trop importante dès que le courant de base de T_2 augmente quelque peu.

Si dans le montage de la figure X-56 le β du transistor de commutation T_2 est de 10 pour le courant de collecteur désiré de 10 A, c'est un courant de base de 1 A qui sera nécessaire pour atteindre la saturation. Supposons que la tension d'alimentation soit de 100 Volts. En négligeant le $V_{BE\text{ sat}}$ de T_2 qui est petit devant V_{CC} , c'est une puissance de 100 W qui sera dissipée dans la résistance R_b . Et cela en permanence puisque lorsque le courant ne se referme pas dans la jonction base-émetteur de T_2 il le fait à travers T_1 saturé. Or, en fait, si l'on admet un $V_{BE\text{ sat}}$ de T_2 de l'ordre de 1 Volt il n'y avait besoin que de 1 W pour commander T_2 !

Naturellement, on n'est pas obligé d'alimenter la base de T_2 à partir de la pleine tension d'alimentation, d'autant plus que généralement dans les convertisseurs ou alimentations à découpage régulés on dispose d'une source à plus faible tension pour alimenter les «auxiliaires». Si cette tension était dans le cas précédent de 15 Volts, c'est tout de même 15 W qu'il aurait fallu dissiper dans R_b .

Autre aspect du problème : on sait que pour accélérer la désaturation du transistor (et aussi, nous le verrons pour l'autoriser à travailler à des tensions de collecteur élevées) il est nécessaire, à l'état bloqué de lui appliquer une polarisation de base négative : le montage perd alors de sa belle simplicité puisqu'il faut également disposer d'une source négative auxiliaire et des circuits permettant d'appliquer la polarisation voulue au transistor de puissance pendant les périodes de non conduction.

Nous reproduisons cependant à la figure X-57 un schéma de commande par transistors et résistances d'un transistor de puissance. Montage mis au point par les Laboratoires d'application *Sescosem*.

Le transistor de puissance T_3 est commandé par un montage du type push-pull série à transistors complémentaires T_1 et T_2 alimentés par des tensions symétriques par rapport à la masse. La mise en conduction de T_1 fournit le courant de base demandé par T_3 tandis

(1) En particulier pour les transistors de puissance haute tension.

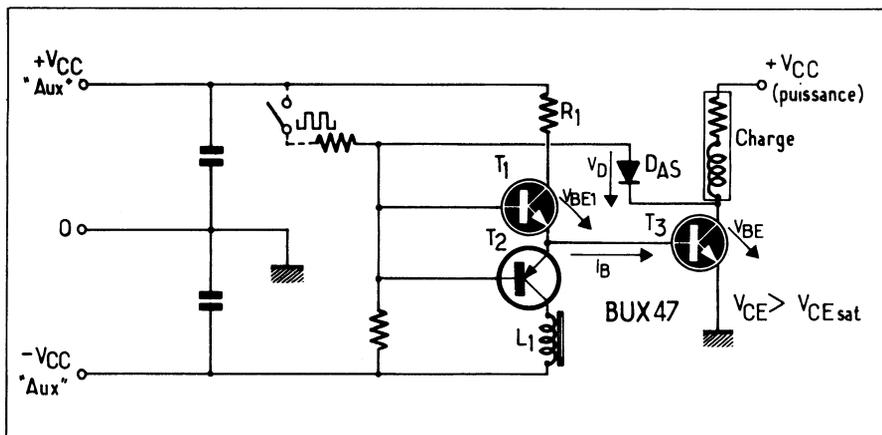


Fig. X-57. — Ce schéma d'étage driver permet d'appliquer une tension de blocage au transistor de puissance. La diode antisaturation D_{AS} permet de n'adresser au transistor que le courant de base nécessaire à sa quasi-saturation (Document Sescosem).

que T_2 , lorsqu'il devient conducteur à son tour, assure la polarisation négative nécessaire pour une rapide désaturation de T_3 . La petite inductance L_1 (constituée par une simple perle de ferrite enfilée sur la connexion de collecteur de T_2) a pour effet de limiter quelque peu la vitesse de variation du courant inverse de base de T_3 au moment de la désaturation.

Disons quelques mots en passant de la diode d'antisaturation D_{AS} (1). Elle pour but de dériver vers le collecteur de T_3 une partie du courant de commande de T_2 de telle manière que, quelle que soit la valeur du courant demandé à la charge — et par conséquent à T_3 — ce transistor reste toujours à la limite de la saturation : si le $V_{CE\text{ sat}}$ de T_3 a tendance à baisser le courant dérivé par D_{AS} augmentera au détriment du courant de base de T_2 . On assiste à une autorégulation du courant de base de T_2 et par conséquent de T_3 en fonction de la charge.

2°) **La commande par transformateur**: on a pu voir par ce qui précède que nous ne sommes personnellement guère favorables à la commande par transistor et résistance; aussi allons-nous maintenant chanter les louanges de la commande par transformateur.

Le montage le plus simple pour l'attaque par transformateur de la base du transistor de puissance est celui de la figure X-60-a très classique et sur lequel nous n'aurons qu'un commentaire à faire: Le courant dans l'enroulement primaire variant entre zéro et une valeur donnée de I_C , cela revient pour son circuit magnétique, à superposer une composante continue au signal qui lui appliqué, avec tous les inconvénients que cela entraîne (risque de saturation, déformation des signaux, etc.). Aussi préférons-nous le montage de la figure X-58-b dans lequel le transformateur est attaqué symétriquement par les sorties Q et \bar{Q} d'un bistable à travers deux transistors montés en «paire à longue queue» ce qui présente l'avantage de permettre un réglage aisé du courant appliqué à la base du transistor de puissance en agissant simplement sur la résistance commune d'émetteurs R_E .

Voyons ce qui se passe du côté secondaire: étant chargé par la faible résistance de la jonction base-émetteur du transistor de puissance polarisée en direct, celui-ci se comporte pour les alternances positives comme un transformateur d'intensité: la base du transistor de puissance est donc bien commandée «en courant». Pour les alternances négatives:

(1) Il est facile de voir que le rôle de cette diode est le même que celui de la diode Schottky placée entre collecteur et base des circuits intégrés logiques de la série 74 S. Une explication plus complète de son rôle a été donnée dans notre ouvrage «Circuits de logique» pp. 24 à 26.

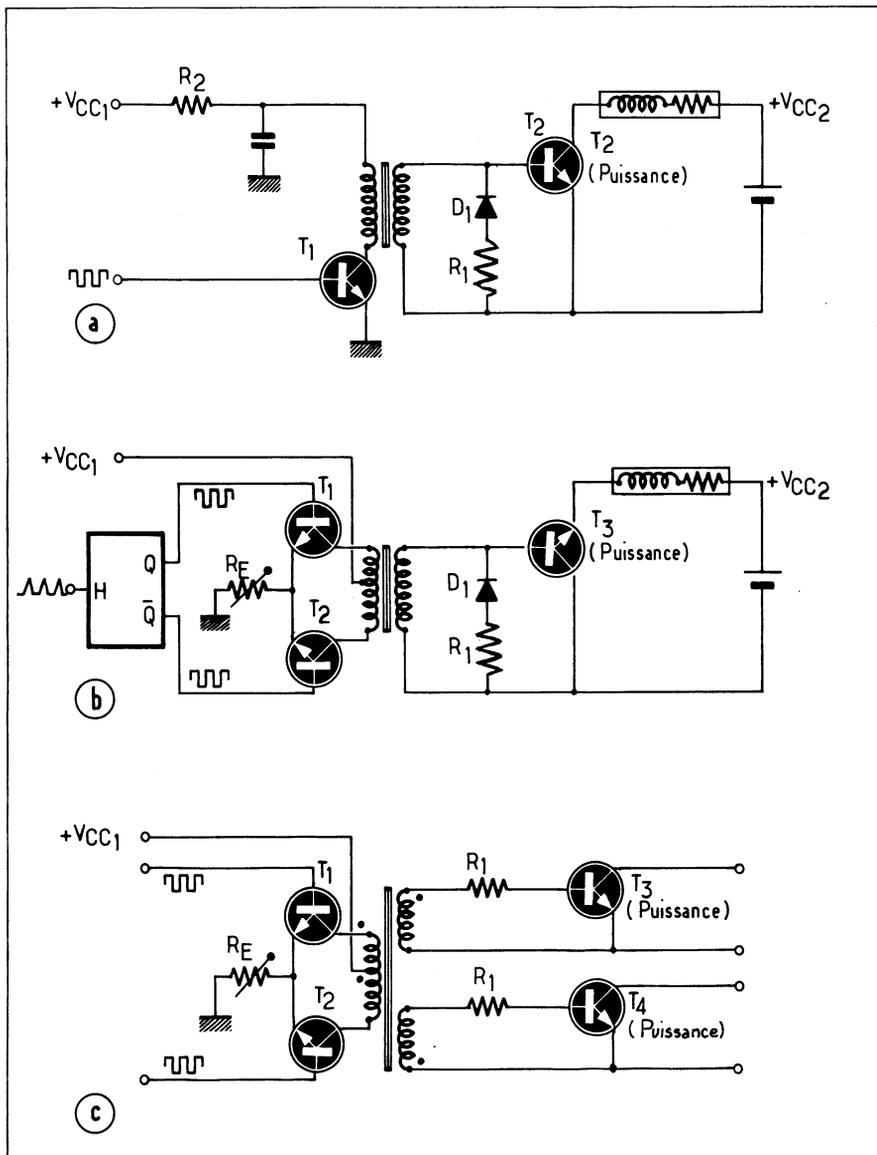


Fig. X-58. — La commande de base par transformateur simple est plus économique du point de vue du rendement (a) mais le transformateur ne travaille pas dans les meilleures conditions possibles (a) aussi lui préférons-nous le montage à transformateur symétrique (b) qui permet également la commande des montages push-pull symétriques et série (totem-pole).

1°) pour ne pas appliquer une tension de polarisation inverse trop importante à la jonction base-émetteur dont la tension de claquage se situe généralement aux environs de 5 à 7 Volts pour les transistors du type planar (1)

(1) Le V_{BE} (B_r) des transistors méso triple diffusés qui ont tendance à s'imposer en commutation est plus élevé, il se situe aux environs de 30 Volts.

Le signal rectangulaire de commande est appliqué au primaire d'un transformateur d'impulsions TR_1 muni de deux secondaires : le premier S_1 commande la base du transistor de puissance T_1 à travers un condensateur de faible valeur C_B qui dérive le signal carré issu de S_1 . C'est donc une brève impulsion qui est d'abord appliquée à la base de T_1 pour amorcer le primaire du transformateur d'intensité T.I. ce qui fait naître une tension positive sur le collecteur de T_3 , qui est conducteur puisque le deuxième secondaire S_2 du transfo d'impulsion fournit simultanément un courant à sa base. Le courant appliqué à la base de T_1 à travers T_3 est proportionnel à son propre courant de collecteur I_C puisqu'il lui est fourni par le transformateur d'intensité qui mesure ledit courant collecteur. On peut donc écrire $I_{B(T1)} = I_{C(T1)} / n$, n étant le rapport de transformation du T.I. et que l'on a choisi du même ordre de grandeur que le β de T_1 pour le courant maximal ; ce qui fait que ce transistor reçoit toujours, quelle que soit la charge, le courant de base optimal. Lorsque le signal de commande va s'inverser, une impulsion négative de dérivation va se trouver appliquée à travers C_B à la base de T_1 va bloquer ce transistor bien avant que l'impulsion de commande de conduction soit appliquée à la base de T_2 (car les signaux de commande de ces transistors comportent des « blancs » obtenus au moyen d'un dispositif logique analogue à ceux de la figure X-38 qui interdit la commande d'un transistor de puissance tant que le courant de collecteur de l'autre n'est pas complètement « éteint ».

POUR FINIR CE CHAPITRE, VOICI EN VRAC QUELQUES CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR LES CONVERTISSEURS QUE NOTRE EXPÉRIENCE EN LA MATIÈRE A PU NOUS INSPIRER ;

C'est en fonction de l'utilisation qu'il conviendra de les classer par ordre d'importance :

Citons en premier la **SIMPLICITÉ** du montage, simplicité qui est favorable à la **FIABILITÉ**, aux prix de revient, au poids, à l'encombrement et à la facilité de réglage éventuel et de maintenance.

Sur ce point, les notes d'applications des fabricants de composants ne sont pas toujours les meilleurs exemples, ce qui est assez compréhensible...

La fiabilité qui doit être obtenue par la simplicité, par des moyens de protection eux-mêmes très fiables et par d'importantes marges de sécurité dans le choix de certains composants critiques.

Le rendement : caractéristique importante dès que la puissance augmente, tant pour éviter des servitudes annexes de refroidissement que pour l'économie d'énergie ou le confort des utilisateurs.

Bien entendu la charge doit être optimisée, la courbe du rendement par rapport à elle présente une partie optimale à laquelle il convient de se maintenir et prendre un convertisseur de puissance double de celle nécessaire parce que son rendement est de 80% au lieu de 70 serait sur le plan énergétique un assez mauvais calcul (fig. X-60).

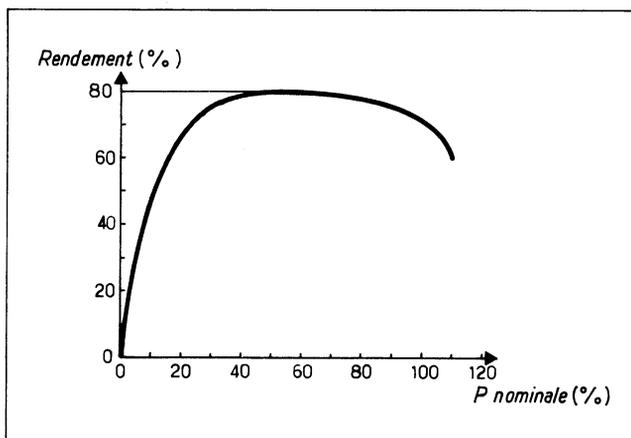


Fig. X-60. — Courbe du rendement d'un convertisseur en fonction de son pourcentage d'utilisation.

Pour avoir une large gamme d'utilisation et un rendement élevé il faut réduire :

1°) la résistance interne (charges élevées)

2°) les pertes à vide (charges faibles).

La réduction de la résistance interne d'un convertisseur s'obtient (la tension d'alimentation et celle de l'utilisation étant fixées) en :

Utilisant des semiconducteurs dont la tension de saturation sera la plus basse possible, ce qui est obtenu bien entendu par un choix des composants mais aussi dans le cas de transistors par un courant base important, bien entendu c'est surtout pour de faibles tensions d'alimentation que cette caractéristique est importante, côté secondaire les diodes devront être largement prévues pour que la tension directe reste acceptable, des diodes schottky ou un redressement synchrone par transistors ou FET de puissance pourra être envisagé.

Une source importante de pertes aux puissances élevées est constituées par les connexions et le fait d'admettre 16 A dans une connexion d'émetteur de boîtier T 03 réalisée en métal mauvais conducteur et d'un millimètre de diamètre n'est guère favorable (1).

Le transformateur sera constitué par des enroulements de sections importantes et de faible longueur compte tenu évidemment dans le cas de ferrites des sections de noyau et des dimensions standard.

Un point qui devient de plus en plus important est le niveau de perturbations que peut apporter un convertisseur à d'autres utilisations par couplage par la source commune ou par rayonnement.

De très nombreux montages sont possibles et il serait long de les examiner en détail d'autant que la partie puissance est fortement influencée dans son fonctionnement par son système d'attaque et par la charge.

En voici cependant un rapide tour d'horizon :

— **Le montage push-pull classique** très utilisé, dérivé du montage à tubes à pour avantages :

Sa symétrie qui assure une consommation constante sur la source.

Évite la composante continue dans le transformateur.

Permet un redressement en double alternance.

L'utilisation (ce qui nous le verrons est très important) d'une alimentation symétrique de la commande.

Ses inconvénients sont :

Les transistors de puissance sont soumis à des tensions doubles de la tension d'alimentation.

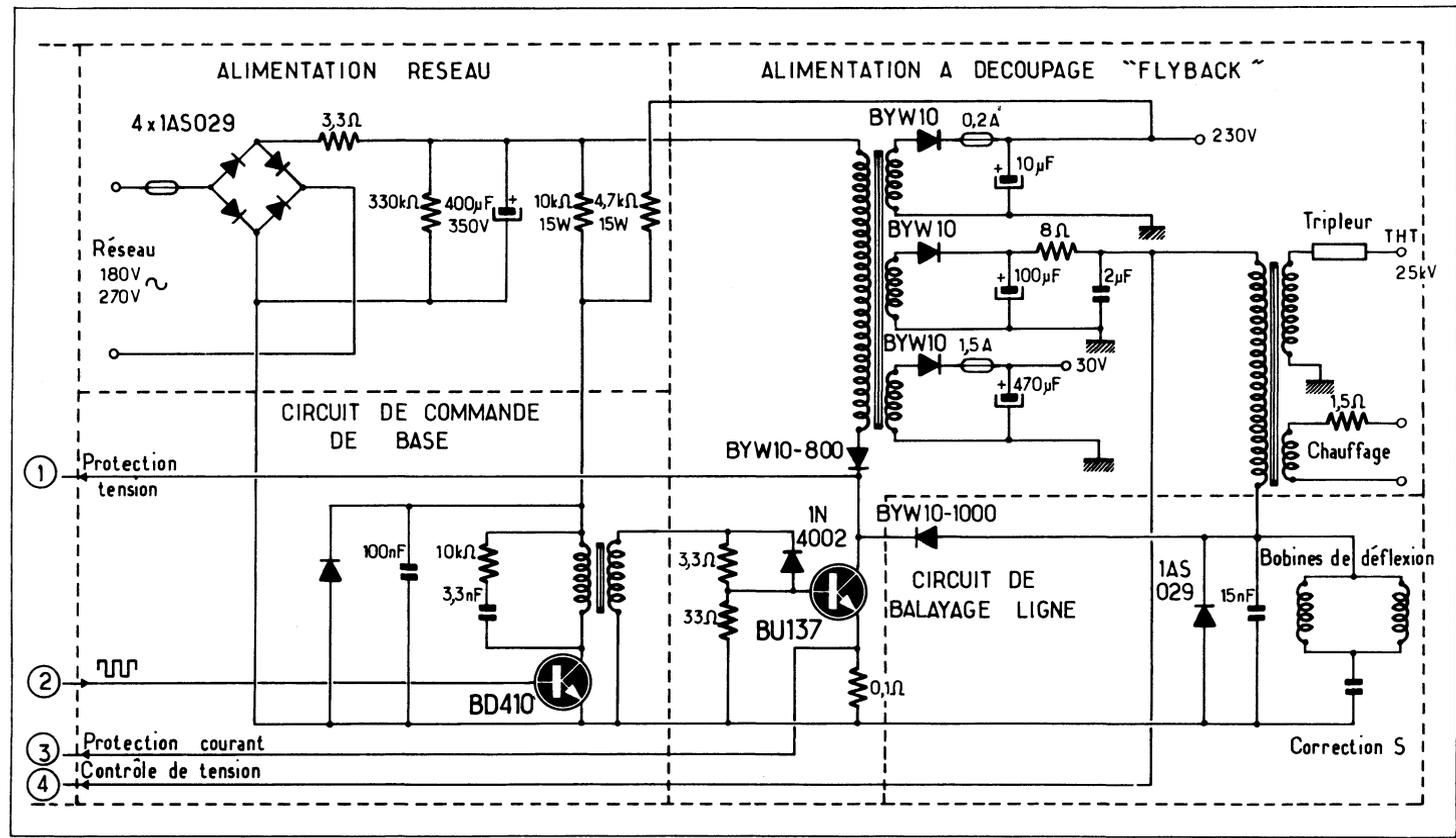
Le bobinage nécessite une prise médiane, ce qui peut être gênant dans le cas d'utilisation directe sur la charge (par exemple moteur ou soudure ou chauffage par induction).

Chaque demi secondaire ne travaille au mieux que pendant la moitié du temps mais avec la totalité du courant ce qui augmente à la fois le poids de cuivre, la section du noyau et la résistance interne du bobinage.

— **Le montage direct (Forward)** très utilisé dans les montages régulateurs par modulation de largeur d'impulsions (P.W.M.) présente les mêmes inconvénients que le push-pull puisque pour son fonctionnement correct de la diode de démagnétisation le bobinage qui la commande doit présenter une faible résistance on est pratiquement ramené au transformateur pour push-pull avec en plus l'inconvénient que le redressement doit s'effectuer en simple alternance et la nécessité d'utiliser une inductance de filtrage.

Le transistor est également soumis à une tension double de celle de l'alimentation. La puissance de sortie est inférieure à celle obtenue avec un push-pull, avec en plus, la petite complication supplémentaire due à l'attaque de base d'un seul transistor : du montage forward au push-pull il n'y a d'économie que la différence de prix entre un transistor et une diode, économie qui est rapidement absorbée par le prix de l'inductance de filtrage du forward.

(1) Les auteurs ayant reçu l'un comme l'autre une formation d'électricien « courants forts » ils sont souvent effarés par la faiblesse des marges de sécurité qui sont parfois admises en électronique, qu'il s'agisse des distances d'isolement en haute et en très haute tension ou des densités de courant admises dans certaines applications (sortie de transistor dans le cas qui nous occupe actuellement, ou encore, connexions sur les circuits imprimés).



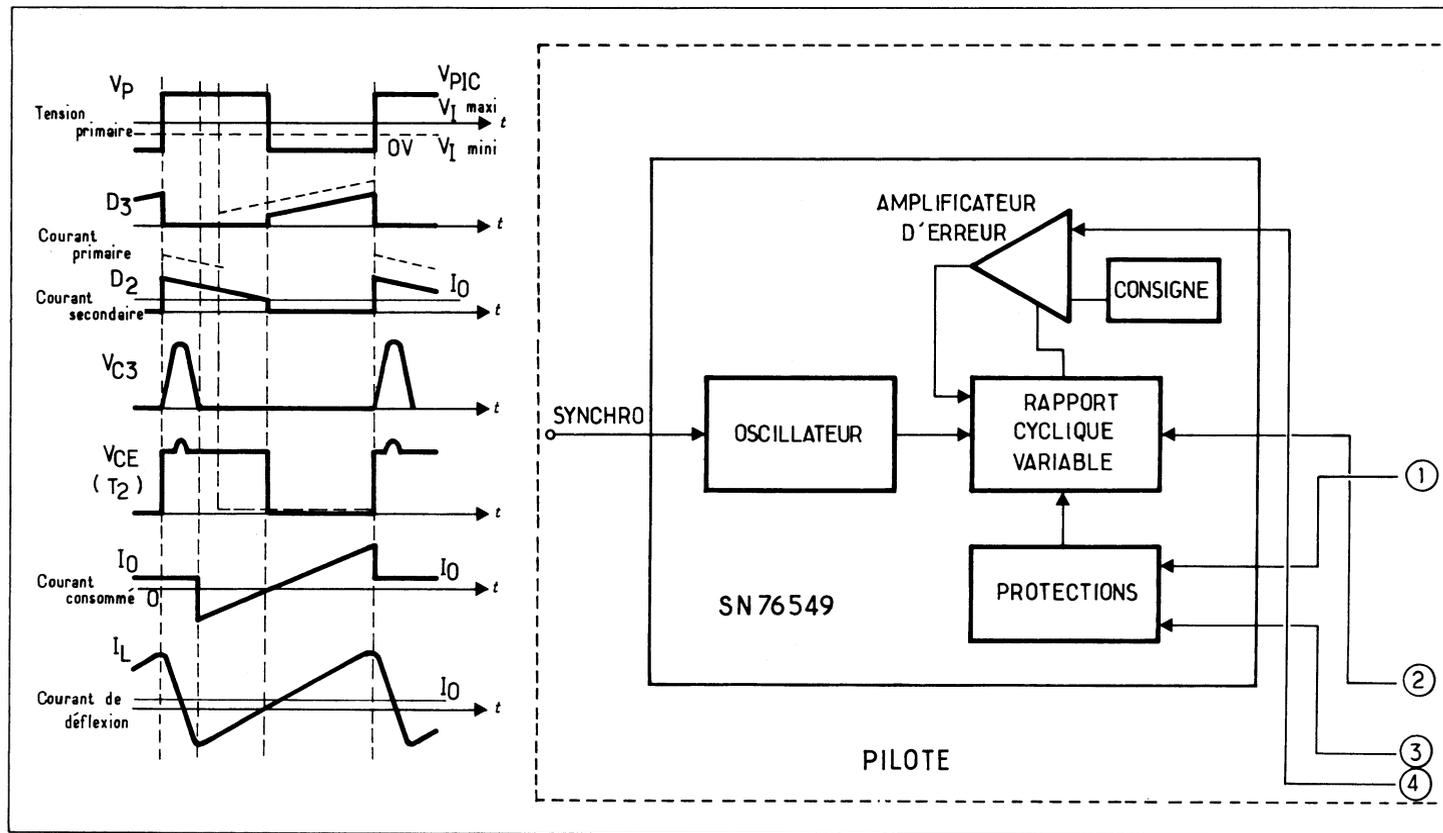


Fig. X-61. — Ce montage mis au point par les techniciens de Texas Instruments combine les fonctions d'alimentation à découpage du type « fly back » et d'amplificateur de balayage horizontal d'un téléviseur.

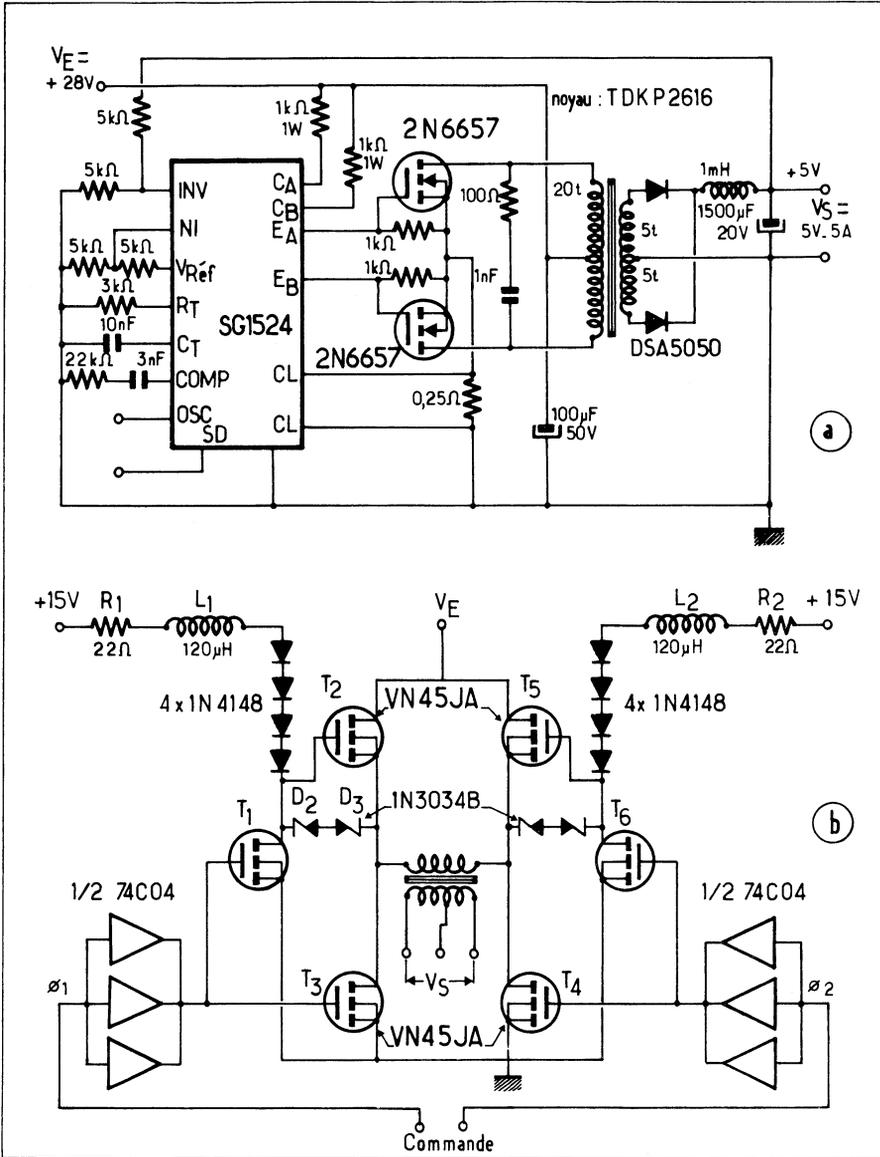


Fig. X-63. — Deux exemples de convertisseurs à V.M.O.S. (a) 25 W commandé par un C.I. SG 1524, (b) 250 W - 200 kHz. A cette fréquence on peut utiliser un transformateur de sortie à air.

leurs bases c'est avec impatience que les techniciens attendent la sortie en grande série et à bon marché de V.M.O.S. capables de commuter une vingtaine d'ampères sous 400 à 500 Volts. On pourrait ainsi réaliser des convertisseurs et hacheurs alimentés par le réseau triphase 220-380 après redressement tout comme on le fait avec les bipolaires (1).

(1) Décidément, les choses évoluent vite en électronique : au moment où nous relisons les épreuves de cet ouvrage, il est sorti des MOS de puissance permettant de commuter 20 A sous 500 V. Ils seront bon marché si la demande est importante... et réciproquement. Voir la dernière des références bibliographiques.

En attendant ces moments heureux nous reproduisons à la figure X-63 les schémas d'un convertisseur push-pull de 25 W (5 V-5 A) commandé par un C.I. SG 1524 (a) et d'un montage en pont de 250 W (b) commandé par de simples C.I. logiques C. M.O.S.

On remarquera que dans le premier montage la protection des V.M.O.S. contre les surtensions de commutation est effectuée au moyen d'un simple réseau R.C. entre les drains, alors que le second, ce sont des diodes de Zener qui assurent cette protection.

Références Bibliographiques

Généralités

- Les transistors de puissance en régime de commutation - Comptes Rendus du séminaire sur les semiconducteurs du 23 Octobre 1975 - Publication *Sescosem*.
- Les Alimentations à découpage: un marché croissant - J.P. RICOUARD. *L'Onde Electrique* - Vol. 57 N° 11 Novembre 1977 - pp. 668 à 671.
- Convertisseurs continu-continu, Nouvelles perspectives. C.R. POIRSON - *L'Onde Electrique* - Vol 57 N° 11, Novembre 1977 - pp. 679 à 683.
- Consider the Use of Switching Power Supplies for Industrial Controls - Alan LADUZINSKY - *Control Engineering* - Janvier 1977 - pp. 28 à 32.
- Vers des alimentations modulaires à découpage sans transformateur d'entrée - *Electronique et Microélectronique Industrielles* - 1 mai 1975 - pp. 17 à 19.
- Les convertisseurs continu-continu - R. FRAISSE - *Toute l'Electronique* - Décembre 1977 - pp. 14 à 31.
- Focus on Multiple Output D.C. Supplies - Sid ALDERSTEIN - *Electronic Design* - 20 Septembre 1977 - pp. 58 à 64.
- Focus on Switching Power Supplies - Stanley RUNYON - *Electronic Design* - 27 Septembre 1975 - pp. 52 à 61.

Normes concernant les convertisseurs

- NF C 53 220 - Avril 1975 et additif d'avril 1976: Convertisseurs à semiconducteurs.
- NF C 53 221 - Octobre 1975: Convertisseurs autocommutés à semiconducteurs.

Convertisseurs sans élément inductif

- Convertisseur de tension continue sans transformateur - Giovanni Verone VERONESE - *Revue Orbit* - Mars 1970 - p. 65.
- Circuit invert D.C. Voltage - *Electronics* - 20 Septembre 1965.
- I.C.: Timer and Voltage Doubler form a D.C. - D.C. Converter - TODD Gartner - Designers Casebook Electronics - p. 60.
- Transformerless Circuit Inverts Power Supply Voltage - Edward W. LOCKEED Jr. - E.D.N. - Juillet 1970 - pp. 63-64.
- Inverting D.C. to D.C. Converters Require no Inductor - Craig SCOTT et R.M. STITT - Electronics Designers Casebook - p. 161.
- D.C. Converter Circuit Uses Capacitors - J.M. MARZOLF - Electronics - 21 Mars 1966.
- D.C. Voltage Converter Needs no Tranformer - Alfred J. DUROCHER - *Electronics* - Designer's Casebook.
- Transformerless D.C. Voltage Converter is 70% efficient - Kees Van der GEER - Electronic Designers Casebook.

Montages comportant des éléments inductifs

- Une alimentation à découpage avec séparation secteur pour T.V.C. - M. DANGSCHAT - Note d'application Siemens N° 23.
- 28 V Flyback Switching Regulator - Note d'application Delco Electronics Semiconductors - N° 42 Juillet 1971.
- « Triclops »: Un circuit d'alimentation à découpage et de déflexion horizontale à un seul transistor - J.C. PERRIN - E.M.I. - Mai 1976 - pp. 28 à 31.
- Alimentation à découpage 110/220 Volts sans commutation - D'après une note d'application Siemens - *Toute l'Electronique* - Avril 1976 - p. 101.
- Transistorisierte Horizontal-ablenkschaltungen und Netzteile in Hochvolttechnik für SW-Heim - Fernsehempfänger - Note d'application *Telefunken* B2/V.7.34/0573.
- Build a Fluorescent Utilisy Lamp - Operates from 12 volts D.C. Source - Joe DUNCAN - *Popular Electronics* - Octobre 1977 - pp. 53 à 55.

Montage Direct (Forward)

- Alimentations moyenne puissance à sorties Multiples - G. GUERMEUR - *l'Onde Electrique* - Vol. 57 N° 11 - Novembre 1977 - pp. 684 à 687.
- Alimentation Economique Fonctionnant sur le Secteur - K. RISCH MUELLER - *Bulletin Sescosem Information* N° 5 - Avril 1977 - pp. 31 à 44.
- Du Nouveau pour les alimentations à découpage - Guy POGAM - Extrait d'un Bulletin d'Information *Sescosem*.

Convertisseurs Symétriques**a) Auto-oscillants :**

- Les Oscillateurs Générateurs et conformateurs de signaux - R. DAMAYE - Op. Cit. pp. 248 à 256.
- Designing D.C. to A.C. Converters - Stanley SCHENKERMAN - *Electronics* - 26 Septembre 1958 - pp. 78 à 80.
- Minimize Overlap to Maximize Efficiency in Saturated Push Pull Circuits - Robert F. DOWNS - E.D.N. - Février 1972 - pp. 48 à 50.
- Notes d'applications *Motorola* :
 - AN 469 - Line Operated 15 kHz Inverter - Robert J. HAVER.
 - An 169 - A Low Voltage High Current Converter - Jack TAKESUYE.
 - The A B C's of D.C. to A.C. Inverters - Non signée.
- Notes d'application General Electric :
 - An Assortment of High Frequency Transistor Inverters/Converters Utilizing Saturating Core Transformers - Lawrence E. DONOVAN - Note 200.57.
 - Designing a 12 VD.C. to High Voltage D.C. Converter - R.A. YODLOWSKI - Note 90.75 - 2/69.
 - A High Input Voltage Converter - Lary D. DONOVAN - Note 201.25.
- Notes d'application *Delco Electronics*
 - D.C. to D.C. Inverter - Note 2-B non signée.
 - D.C. to D.C. Converter 145 - 225 watt Output - Note 1-B non signée.
 - Regulated Inverter - Note N° 37 - Non signée.
- Note d'application R.C.A. AN-3565 - A 100 Watt 18 kHz Inverter Using R.C.A. - 2 N 5202 Silicon Power Transistor - D.T. De Fino - in R.C.A. Solid State Databook - Power Transistors - pp. 583 à 585.
- Converter Cuts Start - up Power, Offers good Regulation - Robert M. GLORIOSO - *Electronics Designers Casebook*.

b) Piloté :

- Eliminating Current Spiking from D.C. to D.C. Converters - *Electronics Designers Casebook*.
- Multivibrator Replaces Reactor in D.C. Converter - Gilbert MAROSI et Frans LUDDING - *Electronics Designers Casebook*.
- Monolithic Switching Regulators - they Fit Today's Power Supply Need - John SPENCER - E.D.N. - Septembre 1977 - pp. 117 à 121.
- Compact 5 Volt Power Supply Using High - Voltage Power Transistors - R.S. MEYER - Note d'application R.C.A. AN-4509 - In R.C.A. Solid State Databook - Power Transistors - pp. 615 à 622.
- Ondulateur triphasé à modulation de largeur - André TRONEY - *Electronique Applications* - N° 16.

Montages en pont et demi-pont

- Advanced Power Processing Techniques for D.C. to D.C. Converters - Francis C. SCHWARZ - Research and Development Technical Report - E.C.O.M. 74-0568-1 - U.S. Army Electronics Command Fort Monmouth - New Jersey 07703. Avril 1976 - (Document de 101 pages).
- A Conceptually New Approach for Regulated D.C. to D.C. Converters Employing Transistor Switches and Pulsewidth Control - E.T. CALKIN et B.H. HAMILTON - I.E.E.E. Transactions on Industry Applications - Vol. 1A-12 N° 4 - Juillet/Aout 1976 - pp. 369 à 377.
- Controlling Switching Supplies with L.S.I. Circuits Henry WURZBURG et Dave CAVE - *Electronics* - 31 Mars 1977 - pp. 113 à 117.
- Push Pull Chopper with an Adjustable Output - *Siemens Design Examples of Semiconductor Circuits* - Edition 1975-76 - pp. 175-176.
- A 750 watt Three-Phase Frequency Converter - W.J. BEISWINGER - Note d'application R.C.A. AN-4673 - in R.C.A. Solid State Databook Power Transistors - pp. 644 à 648.

Hacheurs

- Hacheur à transistors de 2 kW directement alimenté par le secteur - J. Le PONNER - *Sescosem Information* - Cahier Technique N° 5 - Avril 1977 - pp. 45 à 56.

- Les circuits de commande à transistors pour moteurs basse tension - K. RISCHMUELLER - *Sescossem Information* - Cahier Technique N° 3 - Avril 1976 - pp. 18 à 30.
- Réalisation d'un hacheur à courant continu pour réseau 380 Volts alternatif redressé - H. FOCH et J. ROUX - *Electronique et Applications Industrielles* - 1 Décembre 1977 - pp. 15 à 20.
- Hacheur 3 W de faible coût - C. GLAIZE - E.A.I. - 1^{er} Mars 1979.

Caractéristiques et choix des transistors

- Les transistors de puissance en régime de commutation - op. cit.
- Transistors de puissance haute tension - *Documentation Sescossem* - 1977 - pp. 8 à 21.
- Switching Power Transistors and Passive Heat Removers - A Power Handling Team Geared to the Current Need for Energy Conversion - Earle Dilatush - E.D.N. - Mai 1977 - pp. 50 à 62.
- Focus on Power Transistors and Thyristors - Morris GROSSMAN - *Electronic Design* - 8 Novembre 1977 - pp. 52 à 60.
- The Voltage Regulator Application Handbook - Publication *Fairchild Semiconductor* - Appendix C - Mars 1974 - pp. C2 à C7.
- Choix des semiconducteurs de puissance dans les alimentations à découpage fonctionnant sur le 220 Volts - J. REDOUTEY - *Toute l'électronique* - Août - Septembre 1981.

Emploi des V.M.O.S.

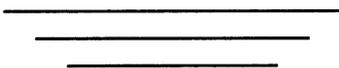
- Application des V.M.O.S. : La puissance d'une nouvelle technologie - André FILIEAU - *Electronique et Applications Industrielles* - 1^{er} Novembre 1978.
- Exploit V.M.O.S. F.E.T.'s Advantages to Drive Bipolar Power Transistors. E.D.N. - 1979.
- Transistors MOS FET de puissance : avantages et applications spécifiques - J. LEHMANN et Ph. BIDEAU - *Toute l'Electronique* - Août - Septembre 81.
- Transistors V.MOS : Une foule d'applications — Guy WOLFF - *Electronique Applications* - N° 16.
- Les MOS de puissance pour la commande des moteurs (hacheurs) C. VERBEEK - *Toute l'Electronique* - Janvier 81.

Oscillateurs sinusoïdaux

- Sine - Wave Inverter Prevents Interference - W.E. OSBORN - *Electronics* - 27 Mai - 1968.
- Regulated Power Supply for a Projector Lamp - 12 V/50 W - *Siemens* - Design Examples of Semiconductor Circuits - Edition 1975 - 76 - p. 181.
- Pont d'Impédance - R. DAMAYE - *Electronique Applications* - N° 2 - Eté 1977 - pp. 63 et 64.

Montages « flyback »

- Les Oscillateurs et Conformateurs de signaux - R. DAMAYE - Editions Techniques et Scientifiques Françaises - pp. 235 à 248.
- Voltage Converter for the Operation of L.D.C's - *Siemens Design* - Examples of Semiconductor Circuits - Edition 1975 - 76 - p. 178.



CHAPITRE XI

SOURCES D'ALIMENTATION SECOURUES

Il est des installations auxquelles on demande une sécurité absolue de fonctionnement, c'est le cas en particulier des tours de contrôle d'aérodromes, des matériels à usage médical, des ordinateurs, etc. Aussi a-t-on été conduit à étudier des dispositifs d'alimentation capables d'assurer le service même en cas de coupure prolongée du réseau de distribution. Ces installations, dites sans coupure, (*Uninterruptible Power Supply*: U.P.S. dans la littérature de langue anglaise) mériteraient en vérité beaucoup plus qu'un simple chapitre mais force nous est de nous résoudre encore à seulement évoquer un sujet sur lequel il y a tant à dire.

Nous pouvons considérer ce type d'alimentation sous différents aspects :

— en premier lieu il y a les installations de petite ou de moyenne puissance (disons en-dessous de 1 kW pour fixer les idées) et auxquelles on demande une période d'autonomie relativement faible (quelques heures) pour lesquelles le problème est souvent résolu au moyen d'une batterie de secours.

— certaines installations peuvent sans grand dommage être mise hors service pour de longues périodes à condition que cela ait été décidé suffisamment tôt à l'avance mais elles n'admettent pas sans risque des coupures aléatoires si brèves soient-elles : c'est le cas par exemple de l'ordinateur d'un centre de calcul qui ne peut admettre une coupure de quelques dizaines de millisecondes sans risquer de perdre des informations. Pour de telles installations on pourra faire appel à un ou des convertisseurs rotatifs ou statiques alimentés par une batterie de secours.

— il y a enfin les installations dont le fonctionnement doit de toute façon être assuré même pendant de très longues périodes d'absence du réseau et auxquels les batteries de secours, à moins de présenter des dimensions monstrueuses, ne conférerait pas une autonomie suffisante (Hôpitaux, tour de contrôle d'aérodrome). Ce type d'installation requiert obligatoirement la mise en œuvre d'une source d'énergie auxiliaire, généralement un groupe générateur mû par un moteur à combustion interne (diesel ou turbine). Ce type d'installation débordant assez largement notre propos nous nous contenterons de l'évoquer dans un bref paragraphe.

SOURCES D'ALIMENTATION A COURANT CONTINU A BATTERIE DE SECOURS INCORPORÉE (fig. XI-1)

Une batterie d'accumulateur — au plomb ou au nickel cadmium, selon les caractéristiques du montage à alimenter — est maintenue en charge d'entretien, juste de quoi compenser l'autodécharge, à travers un montage à courant constant et à tension limitée à celle de la batterie en fin de charge. Cette source auxiliaire est, en service normal, isolée du reste de l'installation au moyen de la diode D_2 qui se trouve en état de blocage puisque la tension en A est supérieure à celle en B. Si le montage requiert une tension d'alimentation stable il faudra faire usage d'un régulateur de tension puisque la tension délivrée par la batterie à travers la diode D_2 est nécessairement inférieure à celle présente en A lorsque le montage est alimenté par le secteur. La tension de la batterie en fin de décharge utile devra être égale à :

$$V_{\text{sortie}} + V_D + V_{\text{min régulateur}}$$

V_D = chute de tension dans la diode (0,7 Volts environ).

$V_{\text{min régulateur}}$ = tension minimale entre l'entrée et la sortie du régulateur pour en assurer un fonctionnement correct. Cette tension est souvent comprise entre 3 Volts et 5 Volts.

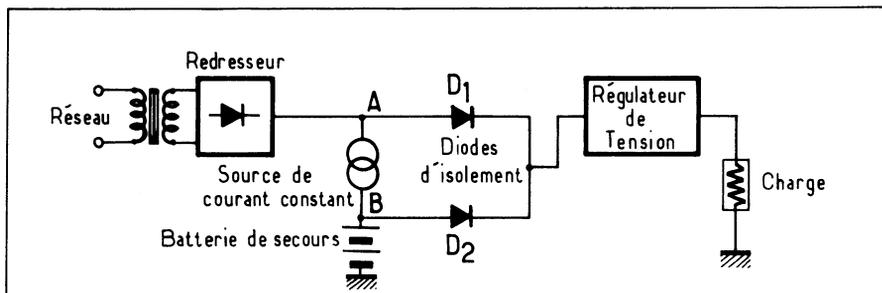


Fig. XI-1. — Alimentation en courant continu sans coupure : en cas de panne du réseau la batterie de secours est automatiquement mise en service à travers la diode D_2 . Un seul inconvénient : pour les très basses tensions le dispositif présente un très mauvais rendement.

Prenons un exemple : supposons que la tension nominale d'alimentation du montage soit de 5 Volts. La tension minimale à l'entrée du régulateur est de 7,5 Volts (LM 309) la chute de tension aux bornes de la diode est de 0,7 Volts, la tension minimale aux bornes de la batterie devra donc être en fin de décharge utile de 8,2 Volts. Si cette batterie est un modèle au cadmium nickel dont la tension en fin de charge est de 1,6 Volt et celle pour laquelle on doit arrêter la décharge de 1 Volt au moins par élément, elle devra comporter au moins 8 éléments qui, en fin de charge délivreront une f.e.m. de $1,6 \text{ V} \times 8 = 14,4 \text{ Volts}$.

Si nous admettons une chute de tension minimale de 3 Volts aux bornes du transistor à courant constant (qu'il s'agisse d'un transistor bipolaire ou d'un T.E.C. on peut difficilement admettre moins) à travers lequel la batterie est maintenue en charge d'entretien, c'est donc $14,4 \text{ V} + 3 \text{ V} = 17,4 \text{ V}$ qu'il devra y avoir en fonctionnement normal en sortie du redresseur.

Nous constatons que ce dispositif est d'un très mauvais rendement, et accessoirement, nous en tirons la conclusion que l'emploi d'un régulateur à découpage serait le bienvenu dans ce montage.

Mais il n'est pas toujours nécessaire d'alimenter l'ensemble de l'installation pendant la durée des coupures. Prenons le cas par exemple d'une horloge électronique mettant en œuvre un circuit intégré M.O.S. un oscillateur pilote à quartz également à M.O.S. et un dispositif d'affichage par diodes électroluminescentes.

Si nous faisons le bilan de la consommation de l'ensemble nous pouvons écrire :

Circuit intégré principal (horloge et pilote) : 5 mA.

Tension pour un fonctionnement normal : 18 à 25 V.

Puissance consommée par ce circuit : 90 à 125 mW.

Courant d'alimentation de l'affichage à L.E.D. : 450 mA sous 5 V.

Puissance consommée par l'affichage : 2,25 W.

Ce qui nous importe, ce n'est pas tant de pouvoir lire l'heure pendant la durée des coupures mais de maintenir le circuit d'horloge en service. Nous pouvons donc ne prévoir d'alimentation de secours que pour le circuit intégré considéré et nous désintéresser de l'affichage. Dans ce cas c'est une réserve d'énergie beaucoup plus faible que nous devons stocker dans la batterie de secours. Ainsi une batterie de 22 ou 24 V - 0,25 Ah suffirait pour assurer une autonomie de 48 h à notre montage (fig. XI-2-a). Il serait même peut-être plus intéressant d'avoir recours à une batterie de tension plus faible (4 ou 6 Volts) maintenue en charge par la section de l'alimentation prévue pour alimenter l'affichage, un petit convertisseur continu-continu permettant d'obtenir les 18 à 25 Volts nécessaires au maintien de l'heure (fig. XI-2-b).

Mais nous pouvons parfois aller plus loin dans cette voie : la plupart des automatismes comportent une logique et des organes d'action. Si cette logique est du type C. M.O.S. sa consommation en régime statique est pratiquement nulle (quelques microampères pour un compteur ou un registre). S'il est important qu'en cas de disparition du secteur, la logique conserve la mémoire du moment du cycle ou elle en était à l'instant de la

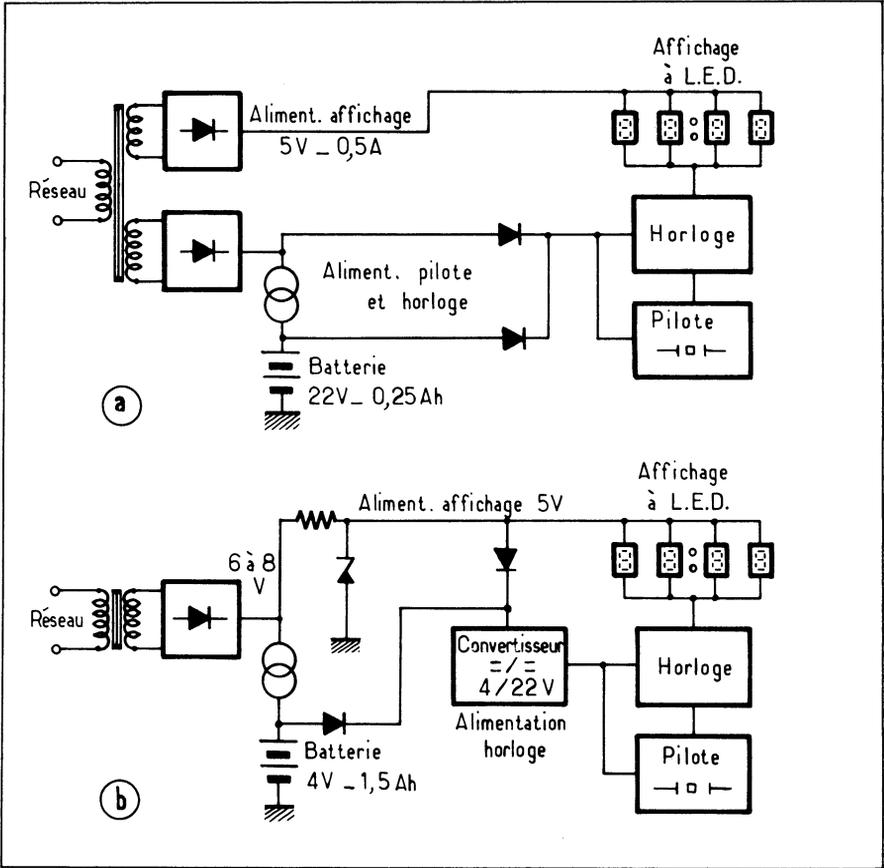


Fig. XI-2. — Il n'est pas toujours nécessaire d'alimenter l'ensemble de l'installation par la batterie de secours. Par exemple cette horloge électronique conserve l'heure en dépit des pannes du réseau mais n'est pas en mesure de l'afficher. Ce qui conduit à une économie sur la capacité de la batterie de secours (a). Il est plus économique encore d'avoir recours à une alimentation secteur ne délivrant qu'une unique tension et à une batterie de secours à faible tension, laquelle sera élevée à la valeur requise par les M.O.S. au moyen d'un petit convertisseur.

coupure pour le reprendre à cette même phase dès la réapparition du secteur il est possible d'emmagasiner l'énergie de secours dans un simple condensateur chimique : la logique C. M.O.S. acceptant de fonctionner avec une gamme de tensions d'alimentation comprise entre 3 et 15 Volts, si nous avons une logique normalement alimentée sous 15 Volts et dont la consommation en régime statique est de $100 \mu A$ nous pouvons écrire la quantité d'électricité ΔQ nécessaire pour conférer à la logique une autonomie d'une heure :

$$\Delta Q = i t = 10^{-4} A \times 3600 s = 0,36 J$$

Cette quantité d'électricité ΔQ peut également s'exprimer en fonction de la tension V_1 aux bornes du condensateur au moment de la coupure et de celle V_2 au moment où la logique risque de « décrocher » par sous-alimentation.

$$\Delta Q = 1/2 C (V_1^2 - V_2^2)$$

Si nous avons $V_1 = 15 \text{ V}$ et que, par mesure de précaution, nous considérons que V_2 ne doit pas descendre en-dessous de 3,5 Volts nous pouvons écrire :

$$\Delta Q = 1/2 C (15^2 - 3,5) = 0,36 \text{ J}$$

d'où nous tirons :

$$C = 2 \Delta Q / (V_1^2 - V_2^2) = 0,72 / 225 - 12,25 = 0,0034 \text{ F} = 3400 \mu\text{F}$$

valeur de capacité tout à fait acceptable dans l'état actuel de la technique... et précisons qu'une logique C. M.O.S. qui consomme 100 μA au repos est déjà une logique très complexe !

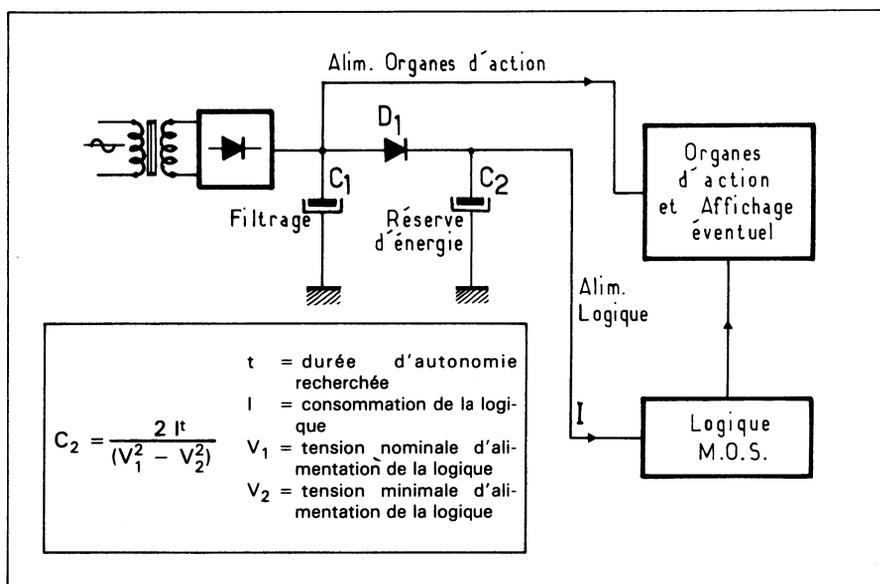


Fig. XI-3. — Certains circuits ont une consommation si minime en régime statique (logiques C. M.O.S. par exemple) qu'il suffit parfois d'un gros condensateur chimique — C_2 sur le schéma — pour leur assurer de longues périodes d'autonomie. Il faut obligatoirement isoler cette réserve d'énergie du reste de l'installation qui peut être privée sans dommage d'alimentation au moyen d'une diode (D_1).

Nous pouvons dessiner le synoptique de principe de l'alimentation de l'ensemble à la figure XI-3.

De manière à augmenter la réserve d'énergie sans avoir besoin de recourir à des condensateurs de valeurs — et de taille — monstrueuses, un auteur américain (1) considérant que l'énergie est proportionnelle non à la capacité, mais au carré de la tension, propose, dans le cas d'une alimentation à découpage — qui fonctionne nous l'avons vu, un peu comme un transformateur — d'utiliser un petit convertisseur continu-continu annexe pour charger sous une tension plus élevée que la tension d'entrée le condensateur « source d'énergie de secours » dont les schémas de principe et pratique sont reproduits à la figure XI-4. Nous avons ne pas comprendre pourquoi l'auteur préfère placer le convertisseur auxiliaire en aval du régulateur à découpage plutôt qu'en amont, ce qui serait favorable au rendement. Peut-être est-ce pour connaître avec précision la tension sous laquelle est chargé le condensateur de stockage de l'énergie de secours C_1 dont la valeur peut être calculée selon la formule :

(1) Dans l'article « Keep your power supply flowing » cité en référence bibliographique.

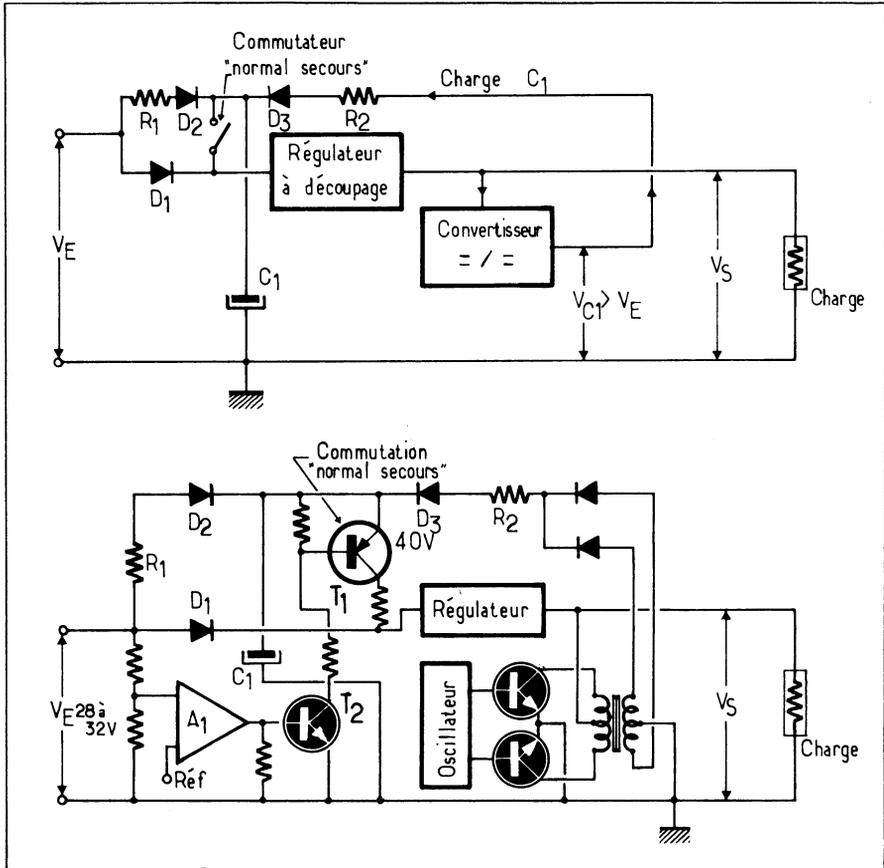


Fig. XI-4. — Si le condensateur réservoir d'énergie C_1 est chargé sous une tension supérieure à la tension d'entrée, on gagne un rapport $1/V_{C1} - V_{E \text{ min}}$ sur l'énergie stockée. En (a) schéma de principe du montage et en (b) principe d'application.

$$C_1 = (2 P \Delta t) / [E_{(\text{Secours})}^2 - E_{(\text{Entrée min})}^2]$$

P étant la puissance consommée par l'ensemble et Δt la durée d'autonomie prévue, exprimée en secondes.

Le passage de l'alimentation normale à celle de secours s'effectue automatiquement par l'intermédiaire du transistor T_1 commandé par le comparateur A_1 et le transistor T_2 . C'est la tension maximale de fonctionnement des transistors qui équipent le régulateur à découpage qui limite la tension de charge de la capacité réservoir d'énergie de secours.

Si la solution proposée ne nous paraît pas, dans son application, la meilleure possible, son principe nous semble digne d'intérêt. En ce qui nous concerne, nous préconisons l'emploi d'un convertisseur simple sans transformateur — simple multivibrateur suivi d'un doubleur de tension — alimenté directement par la source primaire (fig. XI-5). On constate que le simple fait de charger C_1 sous une tension double de celle de la source primaire fait gagner un facteur trois sur la valeur du condensateur pour un même Δt .

Quel que soit le montage retenu, il faudra tenir compte dans le calcul de la valeur du condensateur nécessaire à la réserve d'énergie, de son propre courant de fuite lequel est fonction de sa tension de service et de la température.

Certains dispositifs sont équipés d'une mémoire vive qu'il est indispensable de maintenir alimentée même pendant les périodes de coupure du réseau. Une très faible tension 2

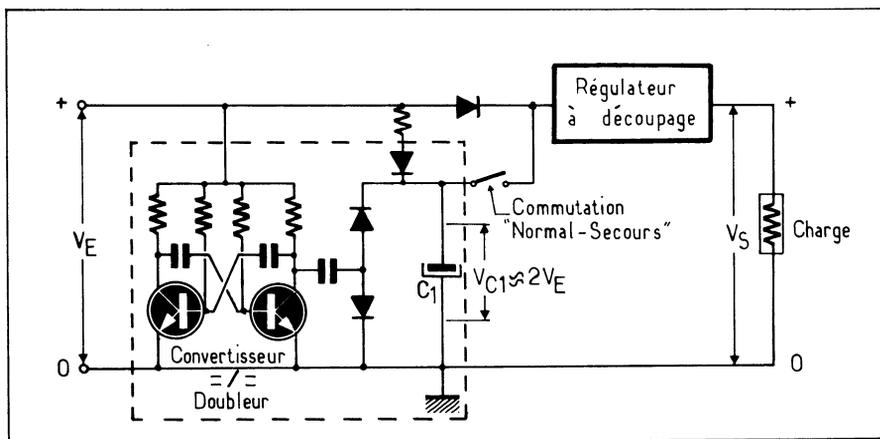


Fig. XI-5. — *Projet proposé par les auteurs.*

à 3 V est souvent suffisante pour conserver en mémoire les informations stockées, tension qui peut être fournie par deux éléments de batterie au nickel cadmium de faible capacité inclus aux montages. Le montage de la figure XI-6 offre l'avantage de combiner avec un minimum de composants les fonctions d'entretien de la charge de la batterie et de commutation «Normal - Secours»: en marche normale le transistor T_1 polarisé par les 2,4 Volts de la batterie est saturé et établit la liaison entre l'alimentation normale 5 Volts. Par la même occasion c'est le courant de base de T_1 qui sert à maintenir la batterie en charge T_2 est alors bloqué car sa base est portée par le pont $R_1 - R_2$ à un potentiel inférieur à celui de l'émetteur. Que l'alimentation normale vienne à s'interrompre T_1 ne conduit plus puisque son émetteur est à zéro alors que sa base est à + 2,6 Volts, T_2 passe alors à l'état saturé, connectant ainsi la batterie de secours aux bornes de la mémoire à maintenir alimentée, et ce avec une chute de tension de 0,1 V environ, tandis qu'une alimentation par diode aurait introduit une chute de tension de 0,7 Volt.

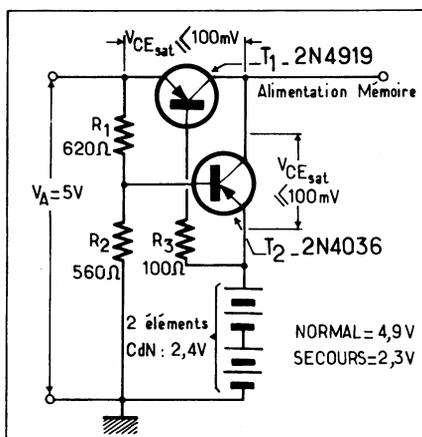


Fig. XI-6. — *Pour maintenir sous tension les mémoires vives deux éléments de petite batterie Cd - Ni peuvent suffire si le circuit de commutation «Normal - Secours» présente une faible chute de tension: 100 mV pour des transistors saturés contre 0,7 Volts pour des diodes.*

Jusqu'ici nous avons considéré le cas où la batterie de secours était isolée de la charge en régime normal mais il est également possible de la laisser en permanence en parallèle avec le montage, c'est-à-dire «en tampon» ou «en floating». D'un certain point de vue ceci offre un avantage car on sait qu'une batterie présente une très faible résistance interne, ce qui lui confère un excellent pouvoir filtrant.

Du point de vue du dimensionnement du chargeur on peut considérer différents cas :

— Si l'intensité absorbée par les circuits alimentés (nous n'écrivons pas « la charge » pour éviter les confusions avec celle de la batterie) est constante il est facile de déterminer celle qui devra être fournie par le chargeur : le courant dans les circuits d'utilisation (I_1) plus celle (I_2) fournie à la batterie pour compenser son auto-décharge.

— Lorsque les circuits alimentés consomment un courant variable on peut admettre que le chargeur fournisse un courant égal à la somme du courant moyen demandé par lesdits circuits et de celui de la charge d'entretien de la batterie. Cette dernière étant capable de fournir les pointes éventuelles, ce qui est excellent pour sa santé puisqu'ainsi elle travaillera (fig. XI-7-a).

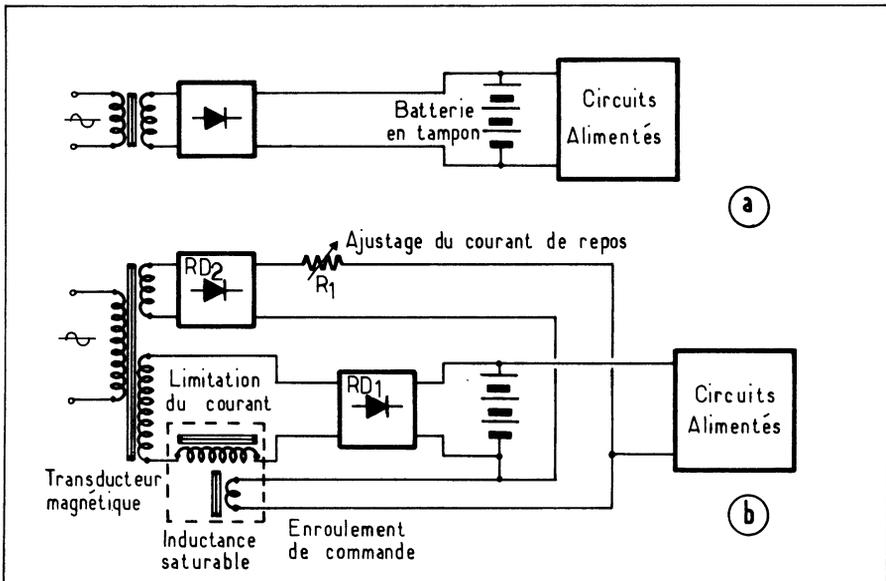


Fig. XI-7. — Tout en constituant une réserve d'énergie de secours, une batterie tampon constitue un excellent organe de filtrage (a). Il est possible de maintenir une charge d'entretien constante à une batterie montée en tampon malgré une demande d'énergie variable des circuits alimentés en asservissant le courant délivré par le redresseur à celui réclamé par l'utilisation au moyen d'un transducteur magnétique (D'après une documentation SAFT - URA).

— Il est encore possible d'adapter le courant délivré par le chargeur à celui demandé par les circuits alimentés de manière que la batterie reçoive une charge d'entretien constante quelle que soit la demande extérieure. C'est la politique adoptée par SAFT - URA dont nous reproduisons à la figure XI-7-b le schéma de principe d'un bloc d'alimentation. On remarque qu'une inductance saturable est montée en série avec l'entrée « alternatif » du redresseur principal RD₁. En l'absence d'un courant continu dans l'enroulement de commande, ladite inductance présente une impédance élevée et limite à une valeur très faible le courant de charge de la batterie. Dès qu'un débit extérieur est demandé, le courant continu qui traverse l'enroulement de commande entraîne une diminution de l'inductance série de telle manière que le courant total débité par le chargeur s'adapte à la demande. Un enroulement supplémentaire du transformateur associé à un second redresseur RD₂ et à une résistance variable R₁ permettent d'ajuster le courant d'entretien en l'absence d'une demande extérieure de courant.

INSTALLATIONS D'ALIMENTATION SECOURUE DE GRANDE PUISSANCE (1)

Dès que la puissance installée dépasse quelques kilowatts il est nécessaire de recourir à d'autres types d'installations de secours, d'autant plus que ce type d'installation comporte souvent en plus des circuits alimentés en continu des éléments (moteurs d'entraînement des enregistreurs magnétiques par exemple) alimentés directement en alternatif. Le type d'installation d'alimentation de secours dépendra naturellement des exigences du matériel alimenté.

Dans le cas où une interruption de courte durée est acceptable le dispositif le plus simple consistera en un alternateur entraîné par un moteur à combustion interne (moteur à essence pour les petites puissances; turbine ou moteur diesel pour les fortes puissances). Dès la disparition du secteur un dispositif automatique mettra en route le groupe de secours soit au moyen d'un moteur électrique à courant continu alimenté par une batterie de secours soit, dans certains cas, au moyen d'un dispositif mû par une réserve d'air comprimé puis, le groupe ayant atteint sa vitesse de régime, un inverseur commutera l'alimentation de l'installation du secteur devenu défaillant sur le groupe de secours (fig. XI-8).

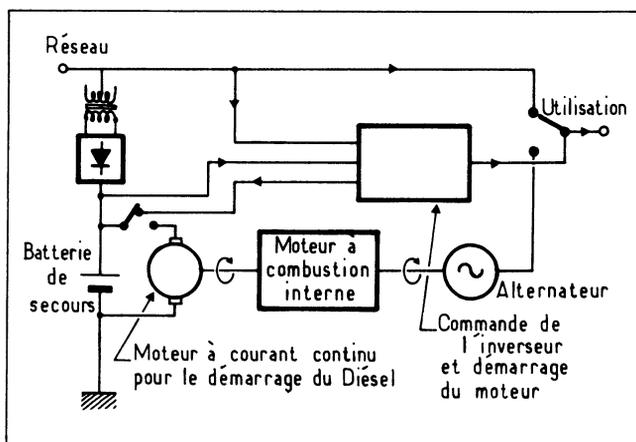


Fig. XI-8. — Simple et économique, ce dispositif présente l'inconvénient d'introduire une période de coupure — qui peut atteindre plusieurs minutes pour les fortes puissances — dans la fourniture du courant à l'utilisation.

Les inconvénients de ce système sont :

— interruption de l'alimentation pendant une période comprise entre quelques secondes pour les petites puissances et plus longtemps pour les grosses installations (temps de démarrage et de mise en vitesse du moteur).

— stabilité de la tension et de la fréquence médiocre ainsi qu'une importante distorsion de l'onde de la tension d'alimentation pour les charges réactives, en particulier dans les installations de faible puissance.

En contrepartie, ce dispositif est économique et robuste et est généralement apte à supporter d'importants appels de courant (à condition que l'on ne soit pas trop exigeant sur la qualité de la tension et de la fréquence demandées). L'autonomie est très grande puisqu'elle dépend surtout de la quantité de carburant disponible.

Pour les interruptions de plus courte durée, une meilleure stabilité de la tension et de la fréquence sont obtenues en remplaçant le groupe tournant par un onduleur statique à thyristor (fig. XI-9-a). Si de plus le passage de l'alimentation par le réseau à celle par l'onduleur est opéré au moyen d'un inverseur statique à thyristors la période d'interruption est vraiment très brève.

(1) Nous pensons qu'il y a lieu d'établir un distinguo entre une « Alimentation de secours » qui est une réserve d'énergie qui sera mise en service manuellement en cas de disparition du réseau et une « Alimentation *secourue* » qui se mettra automatiquement en service, pratiquement « sans trou », en cas de panne réseau. C'est l'équivalent français que nous proposons pour U.P.S. (Uninterruptible Power Supply).

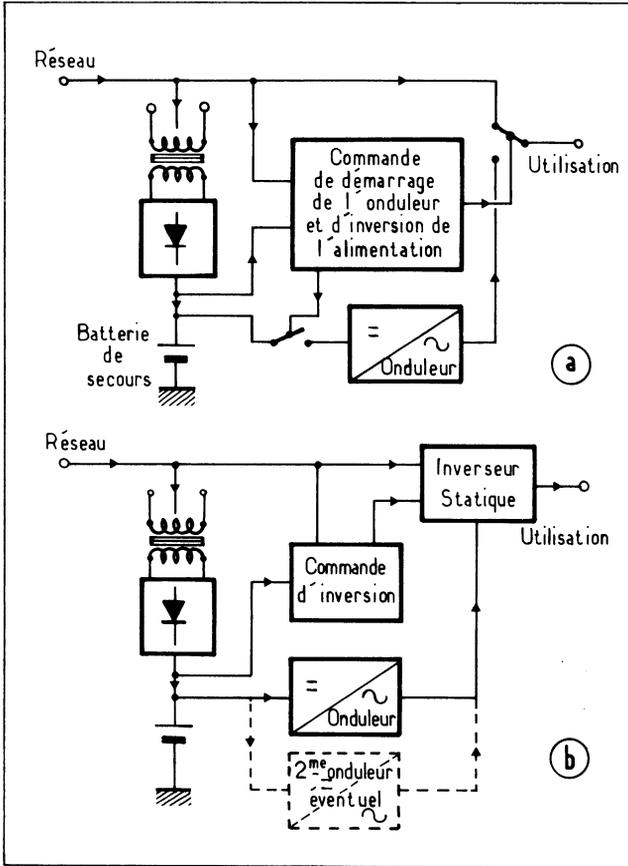


Fig. XI-9. — Équivalent statique du schéma de la figure précédente, ce dispositif ne provoque qu'une interruption de quelques dixièmes de secondes dans le service... à condition que l'onduleur ne soit pas tombé en panne pendant ses longues périodes d'inactivité! (a). Des périodes d'interruption encore plus brèves sont obtenues en laissant fonctionner l'onduleur à vide pendant les périodes de présence du réseau et en le « basculant » sur l'utilisation au moyen d'un inverseur statique en cas de panne du réseau (b). La sécurité de fonctionnement est alors améliorée.

Il existe deux conceptions de ce dispositif :

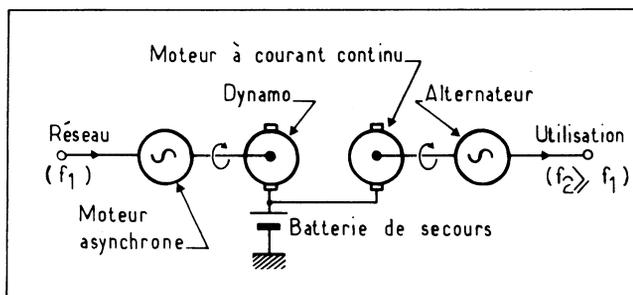
— la première et la plus économique consiste à démarrer l'onduleur seulement au moment de la panne du réseau puis à provoquer le passage d'une alimentation à l'autre au moyen d'un contacteur électromécanique ou manuel. Seulement les automobilistes savent bien, que ce n'est qu'au moment où la pluie survient, que l'on s'aperçoit, que pendant sa longue période de repos l'essuie-glace est tombé en panne. Il en va de même avec ce type d'installation.

— c'est pourquoi on préfère laisser l'onduleur fonctionner à vide pendant les périodes de présence du réseau, dont la disparition provoque automatiquement la commutation au moyen du commutateur statique (fig. XI-9-b). De cette manière l'interruption de l'alimentation ne dure que le temps de quelques périodes. Ce système est évidemment beaucoup plus fiable, surtout si l'on applique le principe de la redondance à l'onduleur, qui peut être doublé par un second. Il est naturellement beaucoup plus onéreux.

Mais nous avons précisé plus haut que certaines installations *ne souffrent pas la moindre coupure*. On sait combien certains utilisateurs d'ordinateur redoutent ce que l'on appelle « Microcoupures » : disparitions de l'alimentation même pendant une seule période dues à des incidents de réseau (lignes foudroyées par exemple). Pour se prémunir contre ce type de risque on a recours à l'alimentation dite « sans coupure » qui peut mettre en œuvre soit des groupes tournants soit des onduleurs statiques.

Le montage le plus simple et le plus économique est représenté à la figure XI-10 : un moteur asynchrone alimenté en permanence par le réseau entraîne une génératrice à courant continu qui fournit son courant d'une part à une batterie de secours et d'autre part à

Fig. XI-10. — Simple et robuste ce dispositif d'alimentation sans coupure présente l'avantage d'introduire un «filtrage» quasi parfait entre le réseau et l'installation utilisatrice. Pour être tout à fait fiable il faut lui appliquer le principe de la redondance.



un moteur à courant continu qui entraîne à son tour un alternateur, lequel alimente les circuits d'utilisation. En cas de panne du réseau le groupe générateur alimenté par la batterie, continue à tourner et à fournir l'énergie à l'utilisation. Ce dispositif offre l'avantage d'un isolement pratiquement complet entre le réseau et l'installation alimentée, ce qui constitue un excellent filtrage des parasites industriels, qui ne peuvent évidemment pas être transmis par voie mécanique. De plus on en profite souvent pour générer du courant à fréquence plus élevée que celle du secteur (généralement 400 Hz environ) ce qui permettra de diminuer considérablement l'encombrement des transformateurs et des moteurs de l'installation, avec en plus une grande facilité de filtrage du courant redressé. En contrepartie une telle installation nécessite un entretien périodique (graissage, vérification des paliers, échange des balais des moteurs et de la génératrice, etc). Il faudra donc presque obligatoirement la doubler par une semblable, et les faire fonctionner à tour de rôle, pour permettre l'entretien.

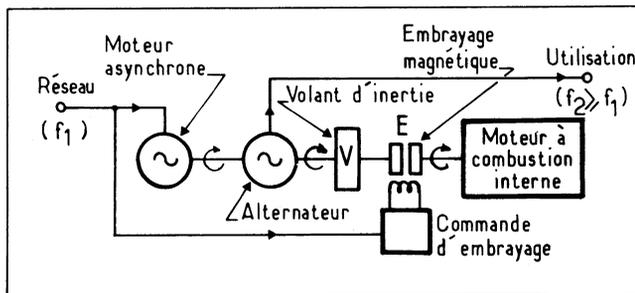


Fig. XI-11. — Une plus grande autonomie est obtenue en actionnant l'alternateur au moyen d'un moteur à combustion interne lorsque le réseau est défaillant. «L'interim» est alors assuré (en attendant la mise en route du moteur ainsi que pendant les coupures de faible durée) par la réserve d'énergie constituée par le volant d'inertie V.

Au lieu d'emmagasiner l'énergie de secours sous forme électrique dans une batterie il est souvent plus intéressant de la faire sous forme cynétique dans un volant couplé à l'arbre du moteur asynchrone. Ceci conduit au schéma de la figure XI-11. Le réseau fournit l'alimentation au moteur asynchrone qui entraîne directement l'alternateur ainsi que le volant d'inertie V. En cas de disparition de la tension secteur un embrayage magnétique E couple l'alternateur à un moteur à combustion interne qui démarre sous l'action du volant d'inertie et prend très vite le relais. Ce type d'installation, d'un meilleur rendement que le précédent, nécessite un moindre entretien du fait de l'absence de machines à courant continu, et de la batterie. De plus, le moteur à combustion interne peut être visité périodiquement sans interrompre l'installation, et il dispose de la très grande autonomie des dispositifs mettant en œuvre des moteurs à combustion interne (du moins tant que nous aurons du pétrole!).

C'est sur un principe analogue que fonctionnent les installations de secours proposées par la firme néerlandaise *Heemaf* dont nous reproduisons le synoptique de principe à

la figure XI-12. Ce dispositif étant du type parallèle, il n'y a pas d'isolement entre le réseau et l'utilisation, d'où la nécessité d'utiliser un filtre pour éliminer les parasites venant par le secteur.

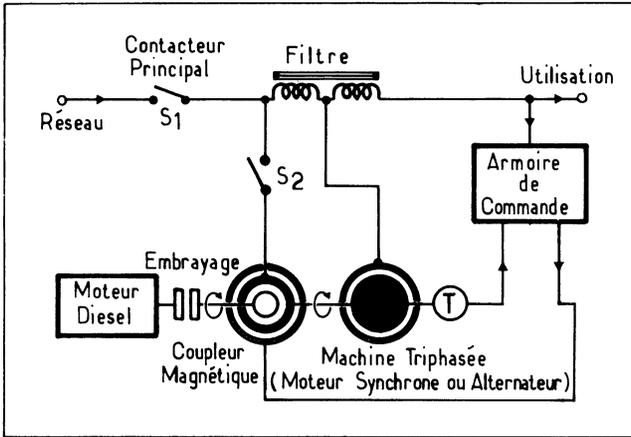


Fig. XI-12. — Le système «Heemaf» fait appel à une machine triphasée fonctionnant en alternateur pendant les pannes du réseau et en moteur - compensateur de l'énergie réactive en régime normal. Associé à l'inductance L à prise il contribue également à la régulation et au filtrage du courant distribué à l'installation. (D'après un document Heemaf).

L'installation comporte essentiellement une armoire de commande où sont groupés les capteurs de mesure (de la tension, de la fréquence, de l'équilibre entre phases) ainsi que les organes de commande et un groupe électromécanique constitué par une machine synchrone triphasée, un coupleur magnétique et un moteur Diesel couplé à la machine électrique au moyen d'un embrayage à roue libre.

En fonctionnement normal la machine triphasée fonctionne en moteur synchrone et entraîne le rotor extérieur du coupleur magnétique à la vitesse angulaire de 1500 tours/minute. Ce rotor extérieur, à quatre pôles, est alimenté en triphasé, ce qui a pour résultat de faire tourner le rotor intérieur dans le même sens, avec une vitesse angulaire relative de 1500 t/mn, par rapport au rotor extérieur soit une vitesse absolue de 3000 t/mn, le dispositif de couplage avec le moteur Diesel est alors débrayé. La machine triphasée fonctionnant en moteur, agit également en compensateur synchrone de l'énergie réactive absorbée par l'installation.

Qu'une anomalie vienne à se produire sur le réseau — (coupure, baisse inadmissible de la tension ou de la fréquence ou déséquilibre entre phases) — le contacteur général S_1 est ouvert et l'enroulement à courant continu du coupleur magnétique est excité. Le rotor extérieur dudit coupleur se comporte alors comme un volant d'inertie, et restitue son énergie cinétique à la machine triphasée qui, de moteur devient alternateur pour conti-

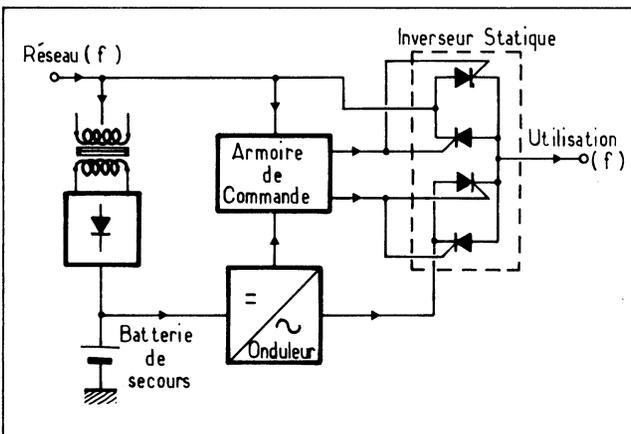


Fig. XI-13. — Le réseau étant souvent plus fiable que l'installation de secours, cette dernière est utilisée en permanence et c'est le réseau qui vient la secourir en cas de panne. On voit que si le schéma est voisin de celui de la figure XVIII-9 le principe en est tout à fait différent. Ici la fréquence est obligatoirement celle du réseau.

nuer à alimenter l'installation. En même temps, le rotor intérieur ralentit tandis que le moteur Diesel est démarré. Lorsque ces deux éléments — rotor intérieur et diesel — se trouvent l'un et l'autre à la même vitesse de 1600 t/mn l'embrayage qui les réunit se trouve « accroché » et le diesel prend le relais du volant d'inertie pour entraîner l'alternateur.

Ce dispositif dont le rendement est de l'ordre de 90% présente l'avantage de ne pas nécessiter de batterie de secours. Son entretien n'est guère différent de celui de n'importe quel groupe rotatif, et son constructeur affirme que son M.T.B.F. (Moyenne des temps de bon fonctionnement) est de l'ordre de 100.000 h.

Le dispositif de la figure XI-13 a pour principe l'idée que le secteur est en fait plus fiable que les dispositifs destinés à le remplacer. C'est pourquoi l'utilisation est normalement « P » entée par la sortie d'un onduleur qui, reçoit lui-même son énergie d'une batterie montée en tampon, et c'est en cas de défaillance de l'onduleur, qu'un inverseur statique commute sans coupure, l'alimentation sur l'alimentation directe par le réseau. On objectera que la loi de « l'em...bêtement maximal » peut faire que le réseau tombe en

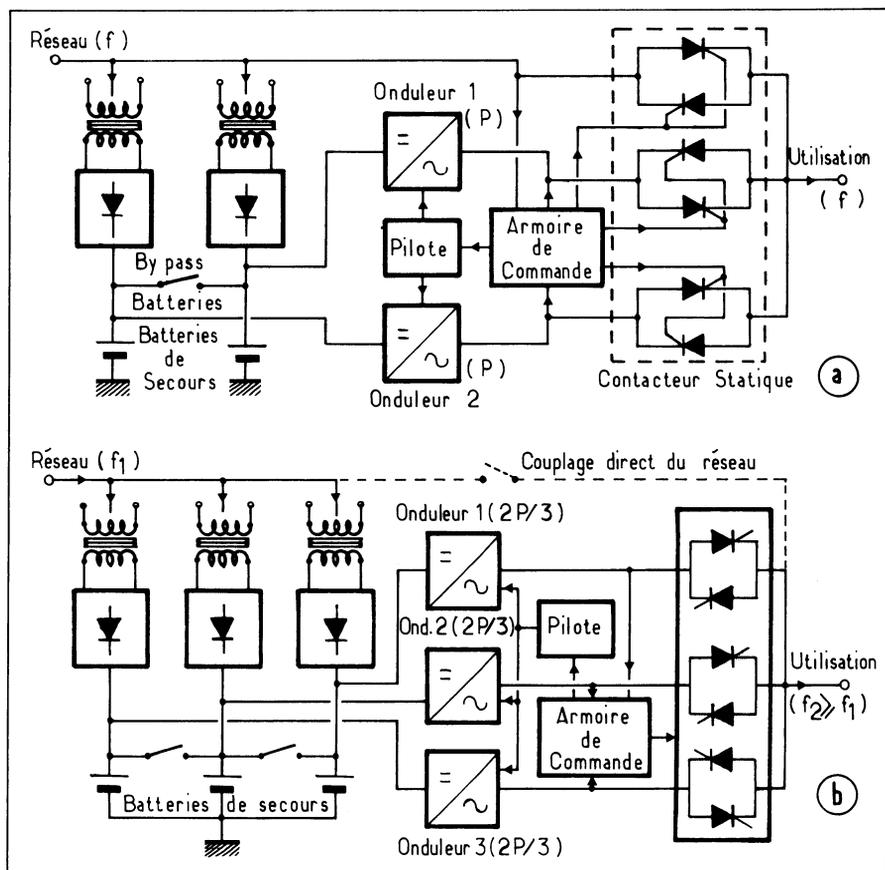


Fig. XI-14. — Principe de la redondance appliqué au dispositif de la figure précédente. En (a) chaque onduleur est capable à lui seul de fournir la totalité de la puissance demandée et fonctionne donc à demi puissance en régime normal. Avec trois onduleurs chacun d'entre eux a une puissance égale à la puissance demandée. La fiabilité est assez grande avec ce dispositif pour qu'il ne soit pas nécessaire de prévoir le raccordement direct de l'utilisation sur le réseau (en pointillé sur le schéma) il devient alors possible de faire fonctionner les onduleurs sur une fréquence plus élevée.

panne en même temps que l'onduleur. C'est pourquoi, dans de telles installations on a généralement recours à la redondance en utilisant deux onduleurs capables, chacun, de fournir la pleine puissance et fonctionnant en parallèle, donc à demie puissance en régime normal, et à pleine puissance en cas de panne de l'un des deux. Avec trois onduleurs chacun doit être capable de fournir la totalité de la puissance afin qu'en cas de panne de deux d'entre eux, le service soit tout de même assuré. Chacun des onduleurs ayant son alimentation (batterie et chargeur) propre, des commutateurs de by-pass permettent en cas de panne de ce côté d'alimenter la voie défaillante en parallèle avec l'une ou l'autre des voies restantes. Dans ces deux derniers types de dispositif, et en particulier le second, le risque de pannes simultanées des onduleurs étant très faible la commutation directe sur le réseau n'est plus nécessaire et les onduleurs peuvent fonctionner à une fréquence différente de celle du réseau comme dans le dispositif à machine tournante de la figure XI-10 ce qui permet une économie substantielle sur le fer et le cuivre des transformateurs et inductances tant des onduleurs que de l'installation utilisatrice. Economie qui ne compense tout de même pas la lourde charge que représente l'installation de trois onduleurs même de plus petite taille, du fait de leur fréquence plus élevée de fonctionnement, d'autant plus que les dispositifs de protection des onduleurs se compliquent avec la redondance (fig. XI-14).

Références bibliographiques

Sources continues

- 2,4 V Battery Backup Protects Microprocessor Memory - Raymond N. BENETT - *Electronics* - 3 Février 1977 - p. 109.
- Keep Your Power Flowing - Aron Levy - *Electronic Design* - 5 Mars 1976 - pp. 62-64 -
- Battery Backup Protects Microprocessor Memory - Raymond N. BENETT - *Electronics* - Février 1977 - p. 109.

Installations en alternatif

- Les alimentations statiques sans coupure — G. CUNTZ - *Electronique et Microélectronique Industrielles* — 10 Janvier 1976 - pp. 10 à 15.
- Onduleurs pour alimentations de sécurité - R. CHAUPADE - *Revue Générale d'Electricité* - Février 1976 - pp. 145 à 160.
- Affidabilità dei gruppi di continuità statici - R. DERIGHETTI - *Elettrotecnica* - Septembre 1976 - pp. 777 à 784.
- Onduleurs pour alimentations de sécurité (Colloque sur les onduleurs et leurs applications) - S.E.E. Communication de congrès - Avril 1974 - 50 pp.
- Fiabilité de l'alimentation des ordinateurs - G. DROUIN - *Revue Jeumont Schneider* - Septembre 1974 - pp. 17 à 28.
- Etude des alimentations de sécurité destinées au matériel électronique industriel - C. CHAUSARD, R. PHILIPPE et WASIK - Note technique H J/24/184 - *Electricité de France Direction des Etudes et Recherches* - Juin 1975.
- Appareils d'une installation d'alimentation en courant sans interruption - A. AMAN - *Revue Brown Boveri* - Septembre 1974 - pp. 465 à 469.
- Installations d'alimentation sans interruption statique - P. KELLER - *Revue Brown Boveri* - Septembre 1974 - pp. 461 - 464.
- Uninterruptible Power Supply for Critical A.C. Loads - A New Approach - T. WOLPERT I.E.E.E. *Transaction on Industry Applications* - Septembre 1974 - pp. 627 à 634.
- l'alimentation Electrique des Ordinateurs - Note Technique S.E.E. - Février 1972 - 56 pp.
- Telecommunications Power Supply - C.P.R. WRAITH - *Revue Telecommunications International* - Décembre 1976 - pp. 55, 56.
- Power Packages for Telecommunications - Tony ROBERTSHAW - *Telecommunications International* - Décembre 1976 - pp. 47, 47 .
- A.C. Emergency and Uninterruptible Power Supply - Brian SULKWAY - *Telecommunications International* - Déc. 76 - pp. 62, 65.
- Uninterruptible Power Supply with an Integrated Back-up - Ronald C. VINGERLING - *Telecommunications International* - Déc. 76 - pp. 32, 35.
- Consider More Than Power when you select an uninterruptible power supply - Kenneth E. OLSON - *Electronic Design* - 20 Décembre 1974 - pp. 74 à 79.
- Documentations et notes d'application des firmes : SAFT - URA, Merlin Gerin, ACIE (Suisse), Heemaf (Hollande) etc.

CHAPITRE XII

PARASITES ET HARMONIQUES

Les alimentations réglées par commutation, à transistors ou à thyristors sont cause de parasites radioélectriques dont il importe de limiter la production dès la source, puis la propagation, tant par voie de rayonnement que de conduction le long des lignes d'alimentation. Par ailleurs, les régulateurs à thyristors introduisent dans le réseau d'alimentation des composantes harmoniques et des déphasages gênants.

C'est de la lutte contre ces nuisances que traitera le présent chapitre.

LES ALIMENTATIONS PEUVENT ÊTRE SOURCES DE PARASITES

L'examen des oscillogrammes Osc. XII-1, 2 et 3 relevés respectivement sur les montages expérimentaux dont les schémas sont reproduits aux figures XII-1 et XII-2 prouveraient, si cela était nécessaire, que les alimentations à découpage ainsi que les régulateurs à thyristors sont de puissantes sources de parasites.

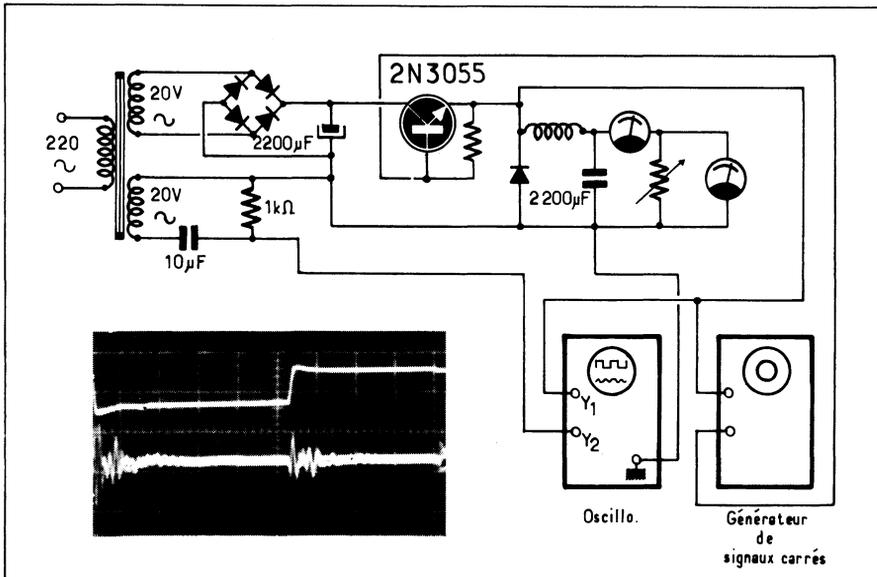


Fig. XII-1. — Schéma du montage sur lequel a été relevé l'oscillogramme XII-1. Pour des raisons évidentes d'isolement et de sécurité, la mesure du signal parasite a été effectuée aux bornes d'un enroulement tertiaire du transformateur.

Osc. XII-1. — Relevé sur le montage de la figure XII-2 montre en haut le signal aux bornes de la diode de roue libre (10 V/cm) et en bas le signal parasite prélevé aux bornes du tertiaire (1 V/cm). Vitesse de balayage: 5 μs/cm.

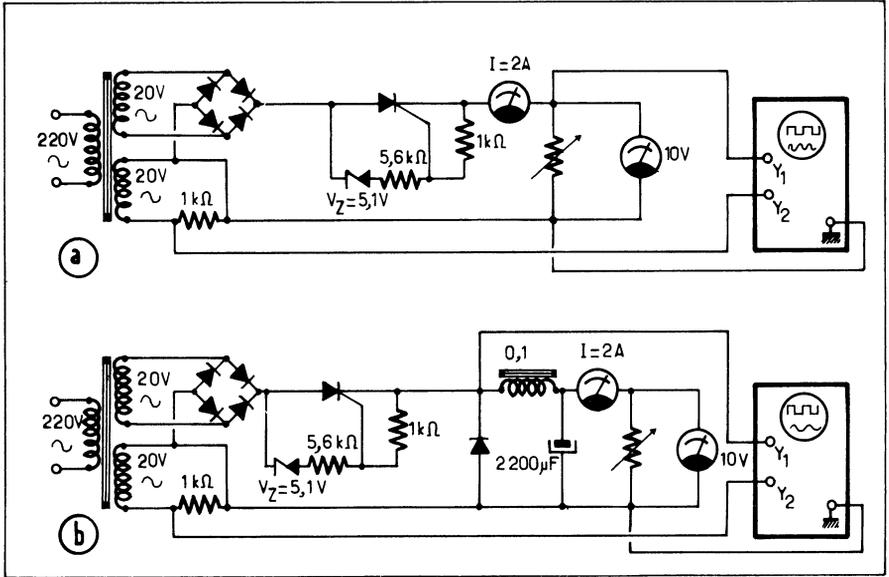
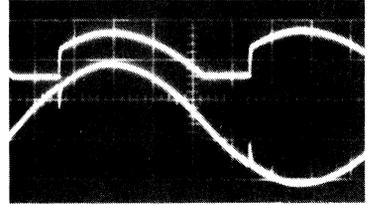


Fig. XII-2. — Les oscillogrammes 2 et 3 ont été relevés sur ces montages d'essai.

Osc. XII-2. — Parasites engendrés par un redresseur contrôlé sans filtrage (fig. XII-2-a). Réglages de l'oscilloscope: Y_1 (en haut: signal aux bornes de la charge): 20 V/cm, Y_2 en bas (signal parasite) 20 V/cm. X: 2 ms/cm.



Comment se propagent ces parasites? Il existe trois modes de propagation des parasites:

— Par conduction: les courants perturbateurs empruntent tout naturellement les conducteurs d'entrée et de sortie de l'alimentation et se propagent ainsi dans la direction de la source primaire (réseau ou batterie) — risquant ainsi de parasiter les autres appareils alimentés par ladite source — et dans celle des circuits alimentés. Dans cette autre direction, leur action directe n'est guère à craindre puisque, en principe le filtrage et la régulation devraient leur interdire toute propagation directe.

C'est au moyen de filtres passe-bas appropriés que l'on peut s'opposer à ce mode de propagation des parasites. Nous y reviendrons un peu plus loin.

— Par rayonnement électromagnétique: Les conducteurs parcourus par des courants indésirables ainsi que les composants du montage portés à des tensions impulsionnelles se comportent comme des antennes émettrices — fort heureusement très imparfaites — qui rayonnent l'énergie perturbatrice dans diverses directions. L'énergie perturbatrice est essentiellement rayonnée lorsque les dimensions de la source ou de certaines de ses parties (composants ou conducteurs) sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Les fréquences préférentielles sont celles pour lesquelles la source perturbatrice présente une longueur égale à $\lambda/4$ ou un de ses multiples. Parallèlement à une amélioration de la propagation par rayonnement lorsque la longueur d'onde diminue, la faculté de propagation par conduction diminue par suite de l'affaiblissement. C'est pourquoi il a été adopté pour la mesure des parasites émis par une source, la mesure du *courant perturbateur* sur les lignes dans la gamme comprise entre 0,15 kHz et 30 MHz et celle du *champ électromagnétique rayonné* pour les fréquences supérieures à 30 MHz.

C'est par des blindages bien étudiés qu'il est possible de lutter contre la propagation des parasites par rayonnement.

— *Le mode de propagation le plus « vicieux » est sans doute la propagation mixte :* certains éléments du montage induisent par voie capacitive ou magnétique des tensions ou des courants parasites dans d'autres conducteurs « sains » du montage lesquels vont à leur tour se comporter comme des porteurs de parasites et vont permettre leur propagation soit par conduction soit par rayonnement et ainsi de proche en proche « contaminer » les conducteurs d'entrée et de sortie de l'alimentation.

C'est au moyen de précautions particulières de réalisation et de câblage des montages qu'il est possible de lutter contre ce type de propagation.

Nous avons résumé ces différents modes de propagation des perturbations engendrées par un régulateur à découpage à la figure XII-3.

RÉGLEMENTATIONS EN VIGUEUR CONCERNANT L'ANTI-PARASITAGE

Pour protéger les utilisateurs de récepteurs de radio et de télévision ainsi que de tous autres appareils susceptibles de voir leur fonctionnement perturbé par les parasites, différents organismes internationaux ont conclu depuis longtemps des accords qui portent sur les valeurs limites des niveaux de parasites dont l'émission est tolérable ainsi que sur les méthodes et appareils de mesure de cette émission.

Osc. XII-3. — *Dans un montage à redresseur contrôlé avec filtrage par inductance en tête et diode de roue libre le signal parasite au moment de la commutation est plus bref et d'amplitude sensiblement égale à celle du montage sans filtrage. De plus, à l'extinction du courant dans le thyristor correspond un second signal parasite de moindre amplitude. Comparer avec l'oscillogramme XII-2. Mêmes réglages de l'oscilloscope.*

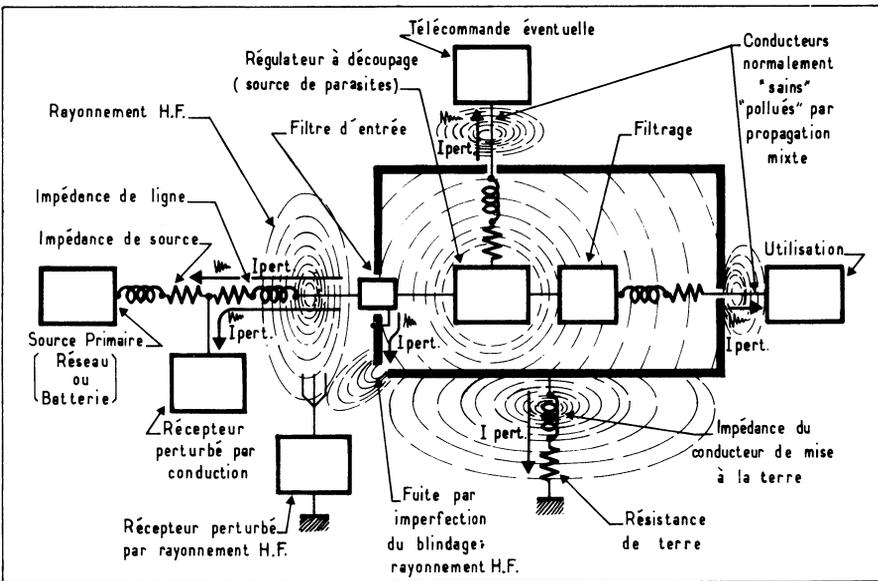
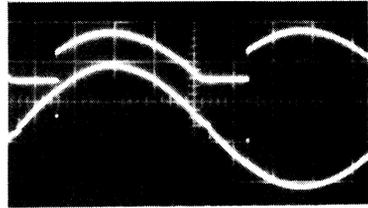


Fig. XII-3. — *Tableau — assez sombre il faut le reconnaître — des modes de propagation des parasites engendrés par une alimentation à découpage.*

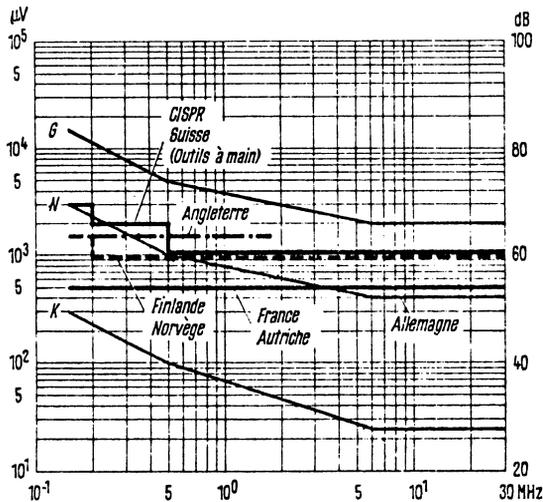


Fig. XII-4. — Courbes des niveaux de parasites tolérés dans différents pays européens en fonction de la fréquence.

Sur le plan international, les organismes suivants sont compétents en la matière :

CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques).

CIGRE (Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques à Haute tension).

CEE (Commission Internationale de Réglementation en vue de l'Approbation de l'Équipement Electrique).

CEI (Commission Electrotechnique Internationale).

En ce qui concerne la législation propre à la France, le lecteur pourra trouver en annexe une liste — non exhaustive — des textes légaux qui régissent la protection contre les parasites.

Nous reproduisons à la figure XII-4 les courbes des niveaux de bruit admissibles dans la gamme de 0,15 à 30 MHz dans différents pays Européens. On peut remarquer qu'en ce qui concerne l'Allemagne, la norme VDE 0875 tolère trois courbes de niveau de parasite selon la zone où se situe l'appareil perturbateur :

- la courbe G concerne les zones industrielles.
- la courbe N (Normale) est celle qui s'applique aux zones d'habitation.

— la courbe K concerne les endroits où les exigences sont particulièrement sévères : stations de réception radio par exemple.

MESURE DU NIVEAU DE PARASITES ENGENDRÉS PAR UN APPAREIL

La mesure du niveau de parasites engendrés par un appareil est assez délicate et ne peut être effectuée d'une manière satisfaisante que par quelques laboratoires spécialisés, en particulier le Laboratoire Central des Industries Electriques - 33 Avenue du Général Leclerc - 92260 Fontenay-aux-Roses.

C'est donc à titre purement indicatif que nous reproduisons à la figure XII-5 les schémas des montages pour la mesure du niveau de parasites engendrés en direction du secteur par conduction ainsi que par rayonnement dans le milieu ambiant.

Dans les deux cas l'appareil de mesure n'est autre qu'un récepteur superhétérodyne particulièrement soigné comportant en sortie, en plus d'un dispositif de reproduction sonore (haut-parleur ou casque téléphonique) un voltmètre de crête (fig. XII-6). Ce récepteur couvre les gammes suivantes :

Ondes longues : 150 à 375 kHz.

Ondes moyennes : 550 à 1605 kHz.

Ondes courtes : 5 à 30 MHz.

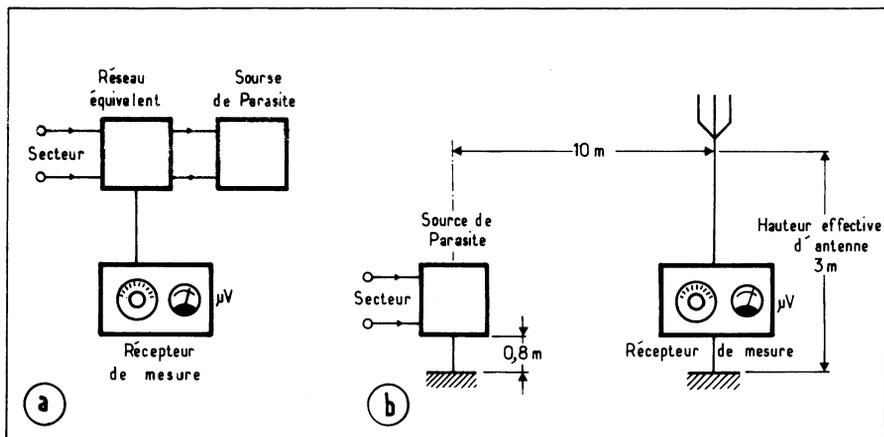


Fig. XII-5. — Schémas de principe des montages pour la mesure (a) des parasites transportés par les conducteurs d'alimentation d'un appareil perturbateur et (b) du champ électromagnétique parasite rayonné par cet appareil.

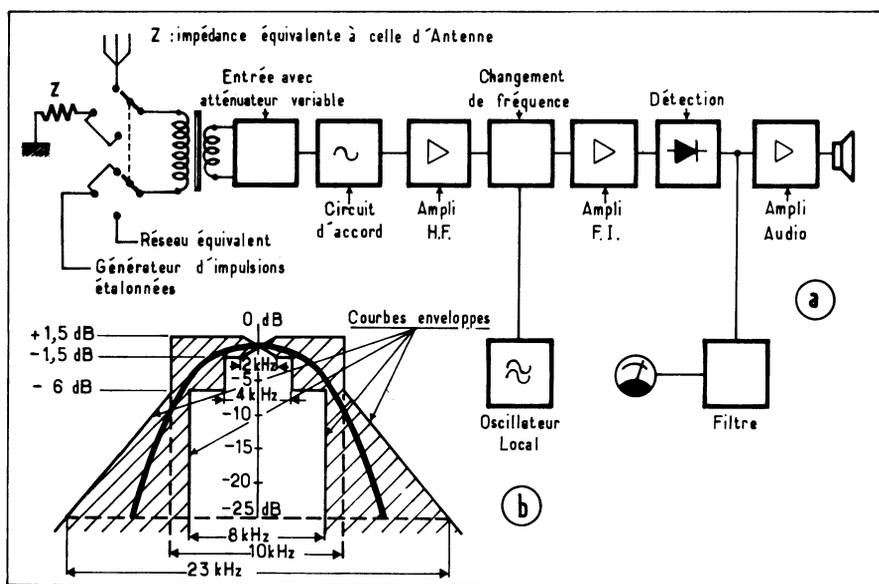


Fig. XII-6. — Synoptique de principe du récepteur étalon destiné à la mesure des parasites (a). En (b) sa bande passante.

et sa bande passante doit se situer entre les courbes enveloppes reproduites à la figure XII-6-b.

Pour la mesure des perturbations véhiculées par les conducteurs d'amenée du secteur la mesure est effectuée en amont d'un filtre ou réseau équivalent dont la figure XII-7 donne deux exemples de réalisation : le premier est destiné à la mesure des tensions parasites engendrées par les petits appareils monophasés dont la consommation n'excède pas 6 A sous 220 Volts ; il permet d'effectuer des mesures aussi bien en mode symétrique, c'est-à-dire entre phases, qu'asymétriques, c'est-à-dire entre une phase et la terre. Le second réseau (b) est destiné aux seules mesures asymétriques effectuées sur un réseau à quatre fils (triphase plus neutre).

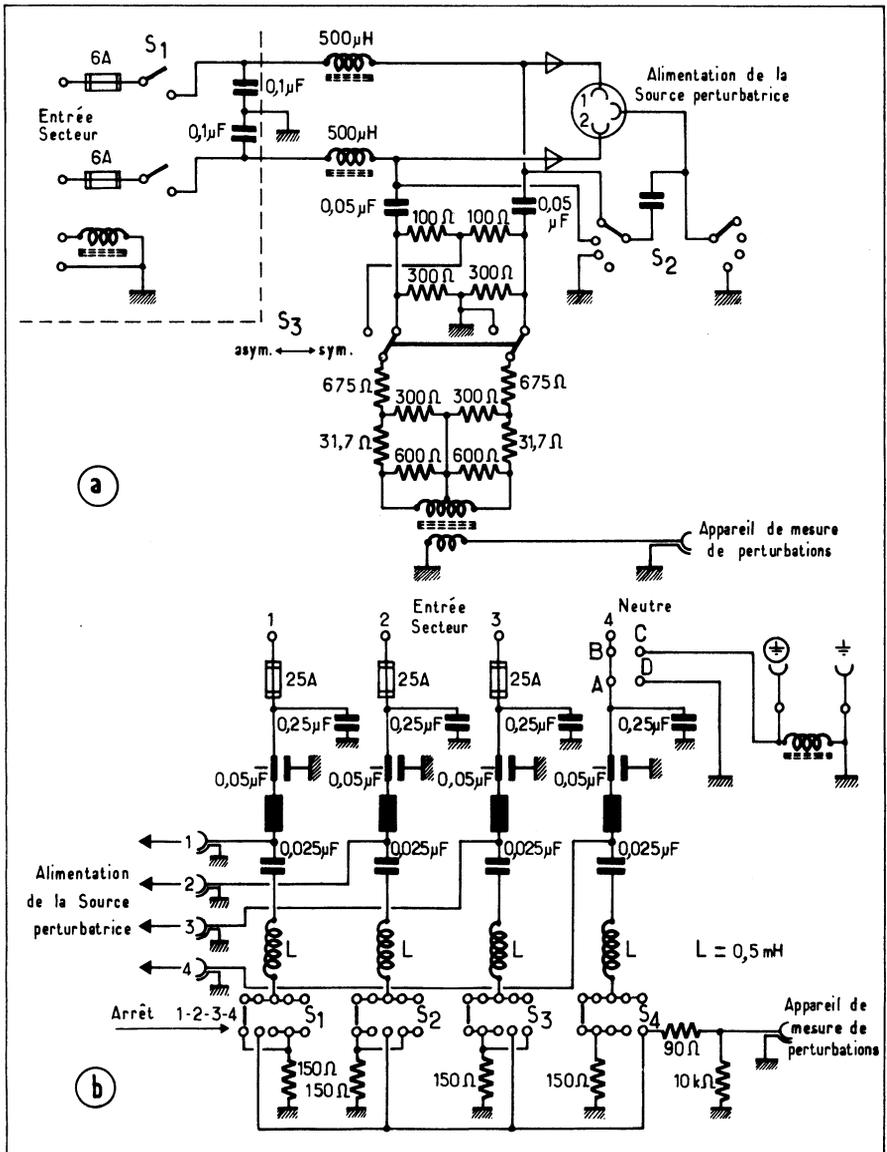


Fig. XII-7. — Réseaux équivalents destinés à la mesure du niveau de parasites injectés vers le secteur par un appareil. En (a) montage monophasé permettant la mesure tant en mode symétrique — entre conducteurs d'alimentation — et asymétrique — entre chacun de ces conducteurs et la terre. Le montage (b) est destiné à la mesure des perturbations asymétriques sur des appareils alimentés en triphasé plus neutre, avec une consommation maximale de 25 A. (D'après un document Siemens).

Si des mesures précises du niveau de parasites émis par une alimentation sont, comme il a été dit plus haut, du ressort de laboratoires spécialisés il est possible de se rendre compte de leur ordre de grandeur au moyen d'un récepteur de trafic, de préférence alimenté par piles ou accumulateur pour éliminer les perturbations qui pourraient être introduites par le réseau, et muni d'un S-mètre qui aura été préalablement étalonné au moyen d'un générateur H.F. étalon. Ce genre de récepteur est généralement muni d'une

prise d'antenne d'impédance 50Ω qui convient bien à ce type de mesures. On trouvera à la figure XII-8 le schéma à réaliser pour effectuer une telle mesure.

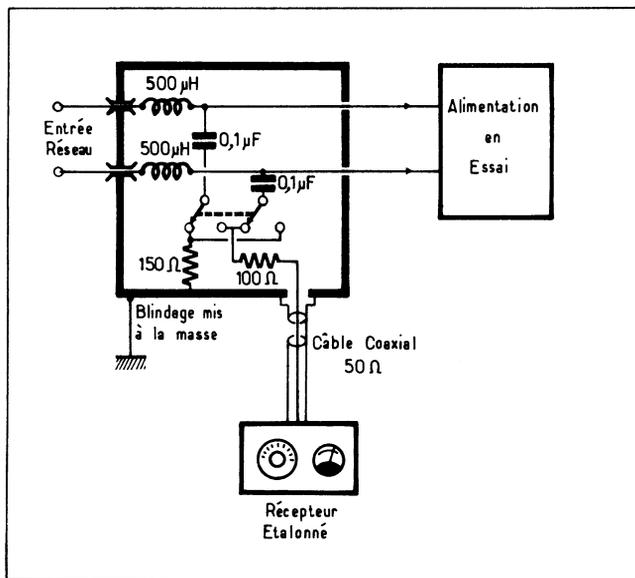


Fig. XII-8. — Un récepteur de trafic alimenté sur pile et dont le S-mètre aura été étalonné en microvolts, associé à un réseau équivalent, permet d'effectuer des mesures suffisantes des perturbations injectées vers le secteur par une alimentation.

La figure XII-9 reproduit les courbes de niveau de parasites généralement admissibles sur la ligne d'alimentation (A) et aux bornes de la charge (B).

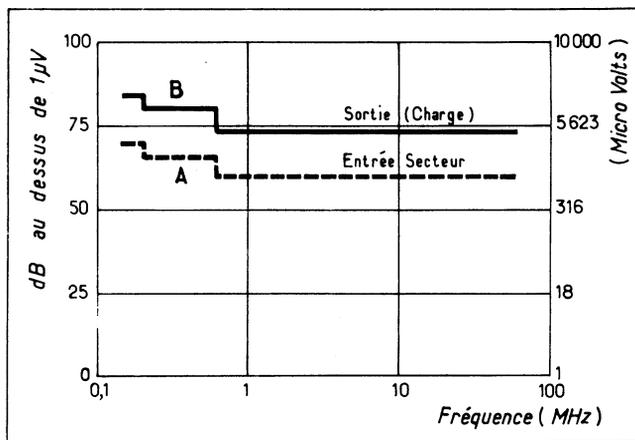


Fig. XII-9. — Courbes des niveaux de parasite généralement admis sur les conducteurs d'alimentation et sur les bornes de sortie d'une alimentation à découpage.

De la courbe (A) il résulte, qu'en gros, une alimentation est acceptable dans la plupart des pays si le niveau de parasites mesuré aux bornes de sa prise d'alimentation n'excède pas + 54 dB au-dessus de $1 \mu V$ soit environ $500 \mu V$.

ANTIPARASITAGE

Celui qui conçoit et réalise une alimentation capable d'engendrer des parasites se doit, tout naturellement, de mettre tout en œuvre pour que son appareil ne se comporte comme un dangereux perturbateur.

Les mesures à prendre sont, on s'en doute de trois ordres différents. Commençons par le plus facile :

PROTECTION CONTRE LES PARASITES SE PROPAGEANT PAR RAYONNEMENT ELECTROMAGNÉTIQUE :

Le simple fait que l'alimentation soit enfermée dans un boîtier métallique est généralement suffisant pour ramener le taux de parasites rayonnés à un niveau acceptable ; à condition que ce boîtier soit électriquement aussi « étanche » que possible, c'est-à-dire que le contact électrique entre ses différentes parties soient en contact franc sur toute leur longueur et que les ouvertures nécessaires soient aussi peu nombreuses que possible et de la plus faible surface possible. En particulier, il sera peut-être bon de placer devant les ouvertures d'aération un grillage ou mieux un filtre métallique qui, tout en diminuant la quantité de poussière capable de s'introduire dans l'appareil, constitueront un barrage aux fuites en haute fréquence. Il est extrêmement rare que ces simples mesures soient insuffisantes et qu'il faille recourir à des procédés plus élaborés (double blindage cuivre numétal par exemple).

INTERDIRE AUX COURANTS PARASITES DE SE PROPAGER SUR LE RÉSEAU AU MOYEN D'UN FILTRE SECTEUR

Un tel filtre est constitué par une ou deux cellules L - C selon le schéma général de la figure XII-10. En apparence cela est très simple. Nous allons voir que c'est beaucoup plus compliqué :

— Il faut que le filtre soit efficace dans une gamme de fréquences très étendue (généralement de 0,1 à 100 MHz).

— L'inductance de filtrage sera parcourue par le courant d'alimentation de l'appareil et devra être capable de supporter ce courant sans qu'il en résulte échauffement ou saturation s'il s'agit d'une inductance à noyau magnétique.

— Le courant, à la fréquence du réseau, dérivé sur la masse de l'appareil ne devra pas dépasser une certaine valeur car, si cette masse n'est pas mise à la terre ce courant risque d'être dangereux pour les utilisateurs. En cas de mise à la terre c'est un autre problème qui apparaît : il est de plus en plus fréquent que les installations électriques soient protégées par un disjoncteur différentiel qui coupe l'alimentation dès que la différence des courants sur les conducteurs (entre phases ou entre phase et neutre) dépasse une certaine valeur (6 à 300 mA selon les modèles). Cela dans le but évident de protéger les utilisateurs contre les contacts fortuits avec des conducteurs sous tension (fig. XII-11). Si le courant dérivé à la terre par les condensateurs du filtre atteint le seuil de fonctionnement de la protection différentielle, celle-ci fonctionnera intempestivement et il deviendra impossible de le mettre en service. Comme il ne faut pas oublier que plusieurs appareils munis de filtres peuvent être simultanément branchés sur une même ligne de distribution il ne faudra pas que le courant dérivé à la terre par le filtre dépasse 1 à 2 mA.

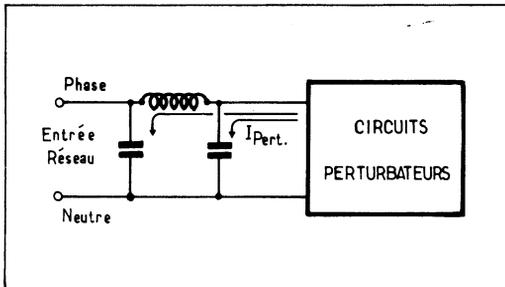


Fig. XII-10. — Schéma de principe d'un filtre antiparasite : c'est un simple filtre passe-bas.

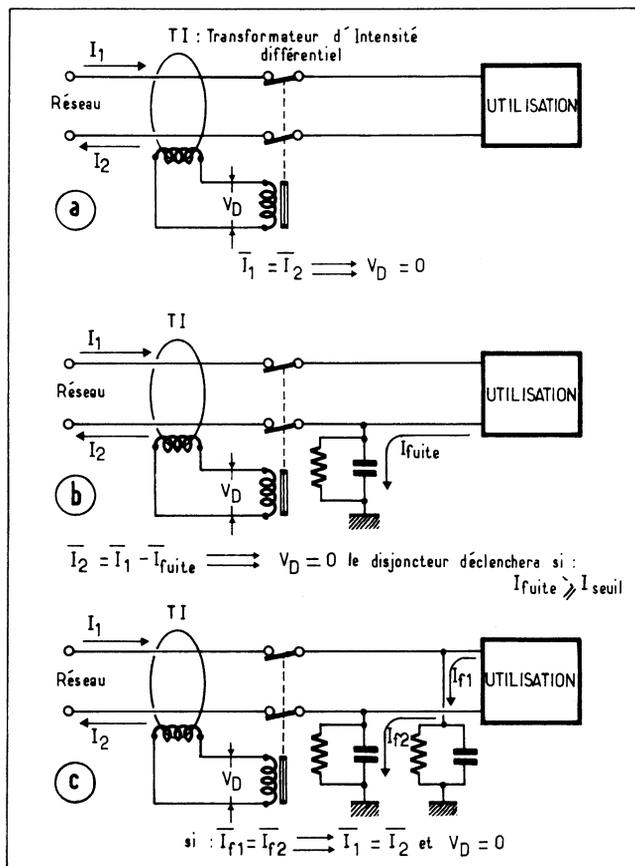


Fig. XII-11. — Lorsque une installation est protégée par un disjoncteur différentiel, toute fuite de courant à la terre s'élevant au-dessus d'un certain seuil provoquera l'ouverture du disjoncteur. Dans le cas (b) fuite à la terre unipolaire le disjoncteur fonctionnera. Si les courants dérivés vers la terre sur les deux conducteurs sont d'égale valeur le disjoncteur restera enclenché (c).

De ces considérations il découle que la réalisation de filtres antiparasites vraiment efficaces est une affaire de spécialiste (1) aussi nous bornerons-nous, dans les lignes qui vont suivre, à quelques généralités.

Pour éviter les risques de disjonction par courant différentiel le plus simple consiste à utiliser des filtres symétriques comportant une inductance sur chacun des conducteurs d'alimentation et des condensateurs de même valeur entre chacun de ces conducteurs et la masse. Les courants dérivés par ces condensateurs étant en opposition de phase, si leurs valeurs sont bien égales la somme des courants dérivés est nulle. Du point de vue H.F. chacun de ces condensateurs met à la terre les courants parasites *asymétriques*. Un troisième condensateur monté entre les deux conducteurs d'alimentation peut être ajouté pour court-circuiter les courants parasites *symétriques*.

Un point important à rappeler : pour les très hautes fréquences un condensateur au papier ordinaire se comporte en réalité comme une impédance complexe du fait de l'inductance propre de ses connexions, et s'il s'agit d'un condensateur du type bobiné, de ses armatures (fig. XII-12) c'est pourquoi il est indispensable d'utiliser pour la réalisation de filtres des condensateurs du type « traversée » dont la figure XII-13 représente la coupe schématique en (a) et en (b) les représentations symboliques les plus courantes.

(1) Certaines firmes se sont spécialisées dans l'étude de filtres antiparasites en particulier Siemens qui propose une vaste gamme de filtres adaptés à la plupart des besoins.

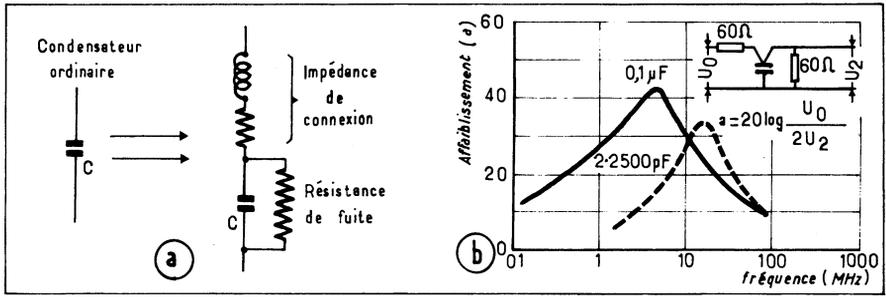


Fig. XII-12. — Du point de vue de la H.F. un condensateur ordinaire se présente comme une impédance complexe (a). C'est bien ce que montre les courbes (b).

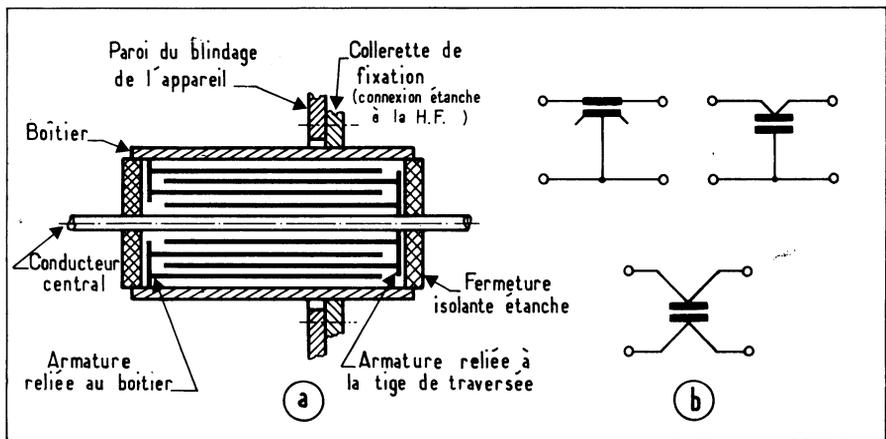


Fig. XII-13. — Coupe schématique (a) et représentations symboliques (b) d'un condensateur de traversée. (D'après un document Siemens).

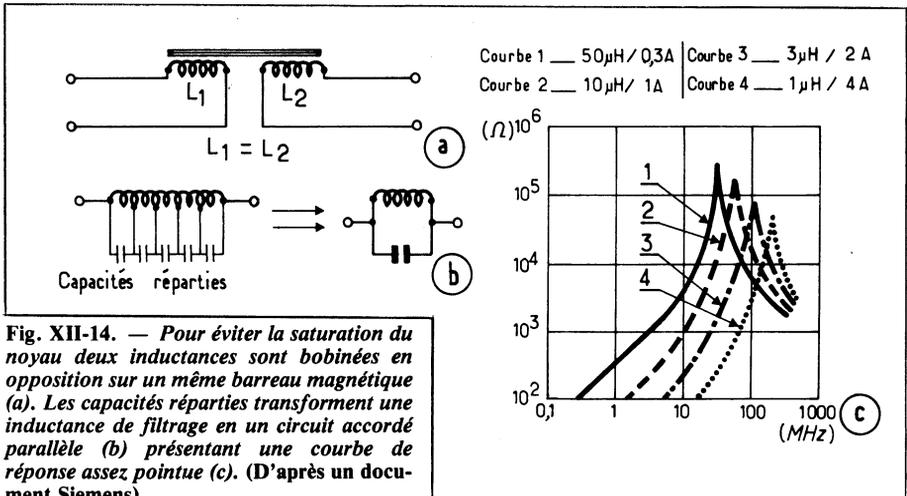


Fig. XII-14. — Pour éviter la saturation du noyau deux inductances sont bobinées en opposition sur un même barreau magnétique (a). Les capacités réparties transforment une inductance de filtrage en un circuit accordé parallèle (b) présentant une courbe de réponse assez pointue (c). (D'après un document Siemens).

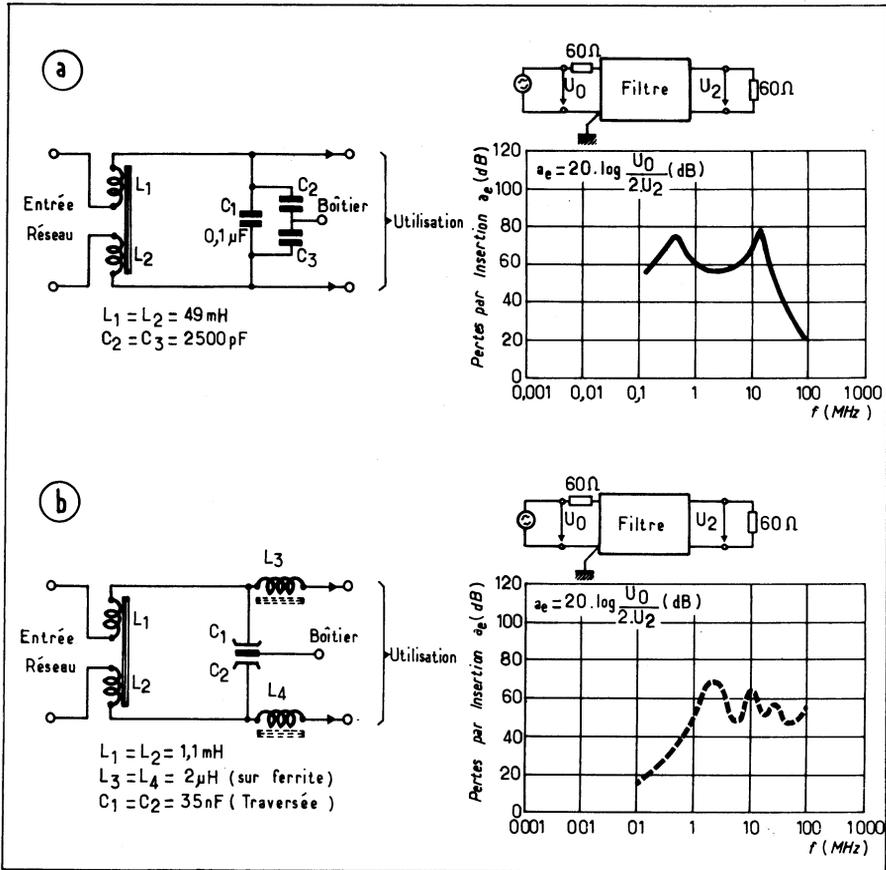


Fig. XII-15. — Schémas de principe et courbes de réponse de deux filtres antiparasite de fabrication industrielle et leurs courbes de réponse. (a) filtre classique et (b) filtre à large bande. (Document Siemens).

En ce qui concerne les inductances il faut d'abord, nous l'avons vu qu'elles soient capables de supporter sans échauffement le courant nominal consommé par la charge — c'est simplement une affaire de section de conducteur. Il faut également que le passage de ce courant ne provoque pas la saturation du noyau magnétique: ce but est généralement atteint en disposant les deux inductances du filtre sur un même noyau de manière que les champs à la fréquence du réseau s'annulent (fig. XII-14). Dernier impératif: il est nécessaire que la capacité répartie de la bobine soit aussi faible que possible pour que l'inductance ne se présente pas comme un circuit accordé parallèle. En réalité il en est toujours ainsi mais on s'arrange pour que la pointe de résonance se situe le plus près possible de l'extrémité la plus haute de la gamme de fréquence. Si l'on désire un filtrage particulièrement efficace aux très hautes fréquences il est souhaitable de placer en tête de filtre (vu du côté source de perturbation) des inductances spéciales V.H.F. à noyau de ferrite.

A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure XII-15 quelques schémas de principe de filtres antiparasites du commerce accompagnés de leur courbe d'atténuation.

Enfin, pour éviter la propagation des parasites par rayonnement, le filtre devra être enfermé dans un blindage efficace. Mais nous reviendrons sur ce point un peu plus loin.

COMMENT SE PROTÉGER CONTRE LA PROPAGATION MIXTE

Nous avons dit plus haut que ce mode de propagation est sans doute le plus vicieux ; c'est donc logiquement lui qui nous donnera le plus « de fil à retordre ».

Commençons par le filtre d'entrée. Il est évident qu'il est indispensable de le disposer de telle façon qu'il ne soit pas partiellement « court-circuité » par voie de rayonnement. La disposition la plus adéquate consiste à le placer à l'extérieur du boîtier de l'appareil (fig. XII-16) son propre blindage évitera qu'il ne soit source de rayonnement tandis que le boîtier de l'alimentation protégera ses connexions d'entrée contre les éventuels champs perturbateurs en provenance de l'intérieur.

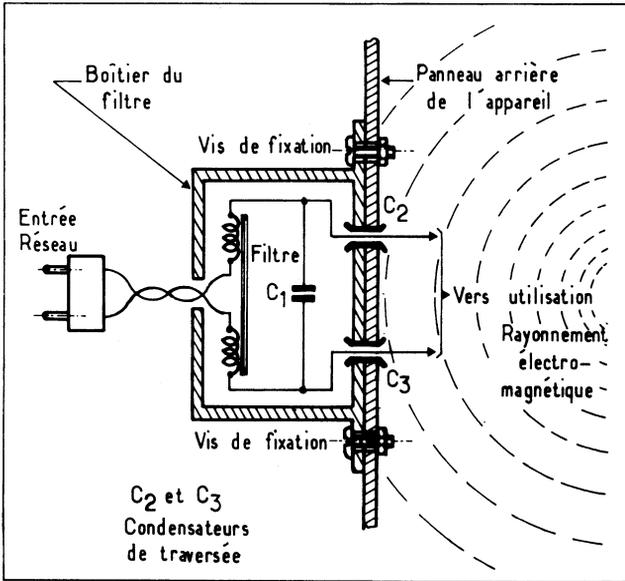


Fig. XII-16. — *Le filtre antiparasite secteur fixé à l'extérieur du panneau arrière de l'alimentation évite que ledit filtre soit court-circuité par voie de rayonnement.*

Vient ensuite le risque de « pollution » des connexions « froides » c'est-à-dire ne véhiculant que des courants continus ou à la fréquence du réseau, par des connexions « chaudes » sièges de courants perturbateurs. Il est évident que la première des précautions consistera à ne pas placer dans un même « peigne » ces deux types de connexions qu'il faudra éloigner les unes des autres autant que possible et même utiliser le blindage naturel — bien qu'imparfait — que constituent les angles du châssis. Il sera même peut-être parfois nécessaire de torsader ou de blinder les conducteurs à protéger. Dans les réalisations en circuit imprimés deux précautions sont à respecter :

— éviter de placer à proximité les unes des autres les connexions « froides » et « chaudes » et, dans la mesure du possible, les séparer par un plan de masse.

— dans les circuits double face bien s'assurer que des connexions « froides » et « chaudes » ne suivent pas de part et d'autre du substrat des directions parallèles.

Dans une alimentation à découpage la capacité entre la semelle du boîtier TO 3 du transistor de commutation et le radiateur — dont il est isolé au moyen d'une plaquette de mica — est de l'ordre de 100 pF. C'est là un mode de couplage mixte dont il est le plus difficile de s'affranchir car la connexion de masse du radiateur est le siège de courant à haute fréquence qui vont se voir injectés via les condensateurs du filtre vers l'entrée en mode asymétrique (fig. XII-17). Il existe une parade à ce mode de couplage : elle consiste à interposer entre le transistor et son radiateur deux rondelles de mica séparées par un blindage porté au potentiel de l'émetteur du transistor (fig. XII-18). *Toutefois il faut mentionner que cette solution fait l'objet d'un brevet, propriété de la firme Advance Electronic Ltd.*

Deux autres solutions sont possibles :

— Porter le radiateur au potentiel de l'émetteur du transistor de commutation de manière que le courant capacitif entre le collecteur et son radiateur reste dans le circuit primaire (fig. XII-19-a) mais cela pose des problèmes d'isolement du radiateur.

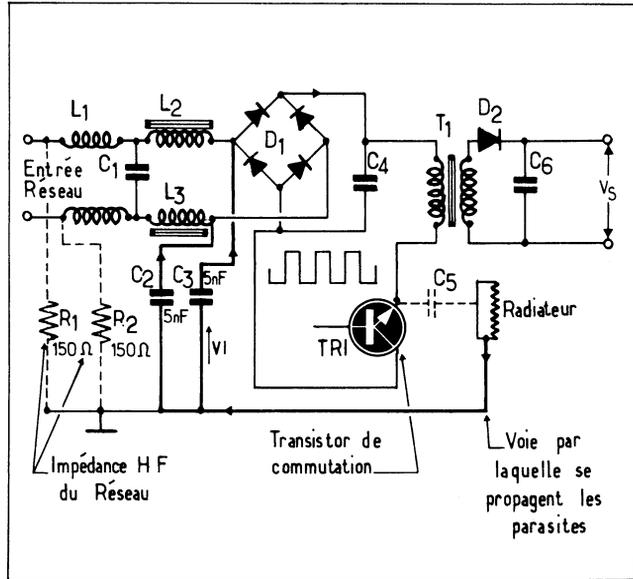


Fig. XII-17. — La capacité C_5 qui existe entre la semelle du transistor de commutation en boîtier TO 3 et son radiateur (environ 100 pF) est une voie d'élection pour les parasites.

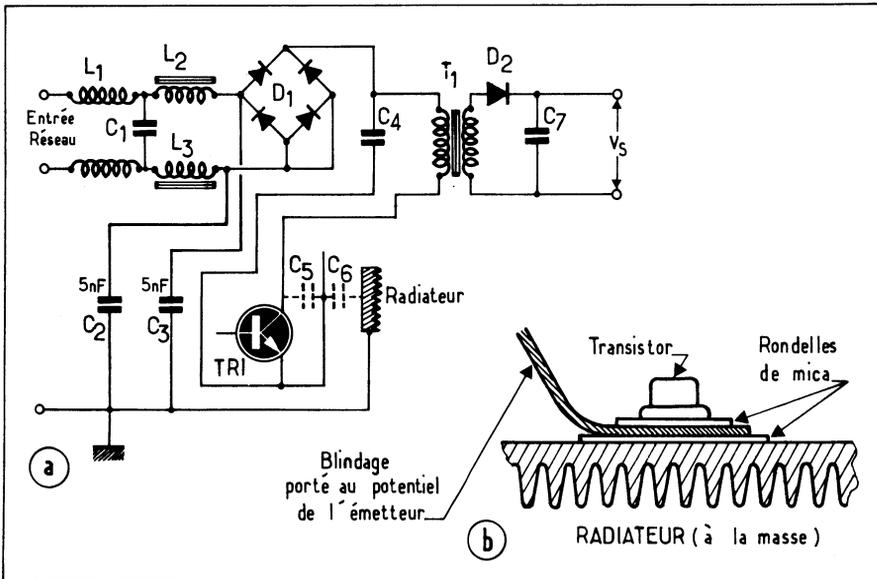


Fig. XII-18. — Une parade : interposer un blindage réuni à l'émetteur du transistor entre le transistor et le radiateur. Hélas ce dispositif est breveté (voir texte).

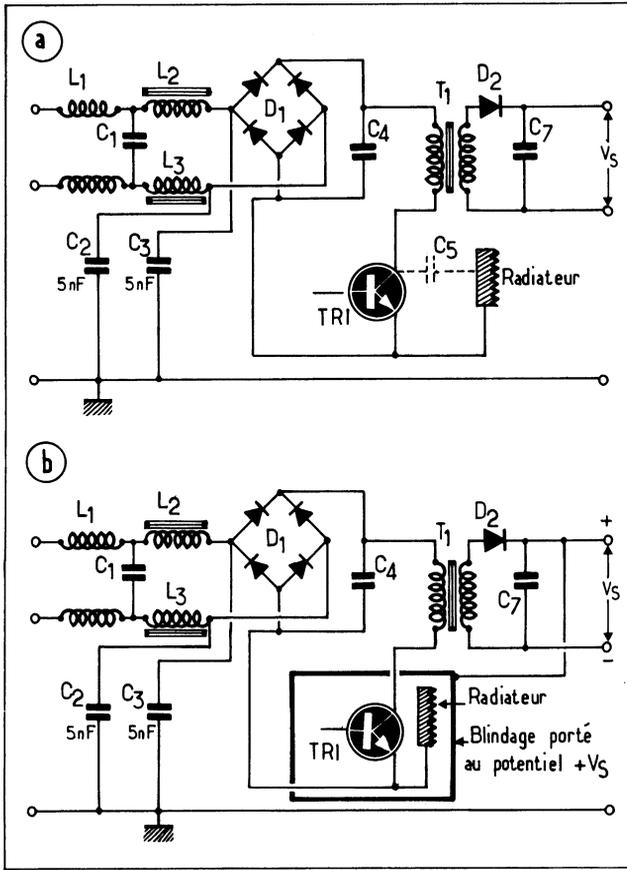


Fig. XII-19. — Deux autres astuces pour s'affranchir de la réinjection de parasites via la capacité transistor - radiateur: (a) porter ce dernier au potentiel de l'émetteur (b) ne plus isoler le transistor du radiateur mais enfermer l'ensemble dans un blindage porté au potentiel $+V_S$.

— Enfermer le transistor de commutation et son radiateur dans un blindage porté au potentiel de la sortie. Les courants perturbateurs seront alors court-circuités par le condensateur de filtrage. Le problème est ici l'évacuation des calories (fig. XII-19-b).

Une autre source de couplage indésirable est la capacité primaire secondaire du transformateur de sortie. La solution réside dans la mise en place d'un écran électrostatique entre primaire et secondaire de ce transformateur. Il pourra parfois être nécessaire de porter les pièces métalliques d'assemblage du circuit magnétique en ferrite du transformateur au potentiel de la tension continue de sortie de manière à évacuer par des voies différentes les courants parasites issus du primaire et du secondaire (fig. XII-20).

Nouvelle cause de perturbation, à très haute fréquence cette fois (au-delà de 10 - 20 MHz): le temps de perturbation de la diode de redressement de la tension de sortie qui provoque au moment de l'inversion de tension à ses bornes des oscillations à très haute fréquence. Remède: shunter ladite diode par un condensateur de très faible valeur.

LE PROBLÈME DES HARMONIQUES

Comme on peut le voir l'antiparasitage d'une alimentation à découpage n'est pas un travail de tout repos. Les régulateurs mettant en œuvre des thyristors présentent des problèmes analogues... plus d'autres.

La figure XII-21 représente les courbes du taux d'harmoniques impairs engendrés par une régulation de tension ou de courant à thyristor par commande de phase agissant sur les deux alternances de la tension sinusoïdale d'entrée. On constate que c'est pour les angles de retard à l'amorçage des thyristors supérieurs à 90° que cette distorsion harmo-

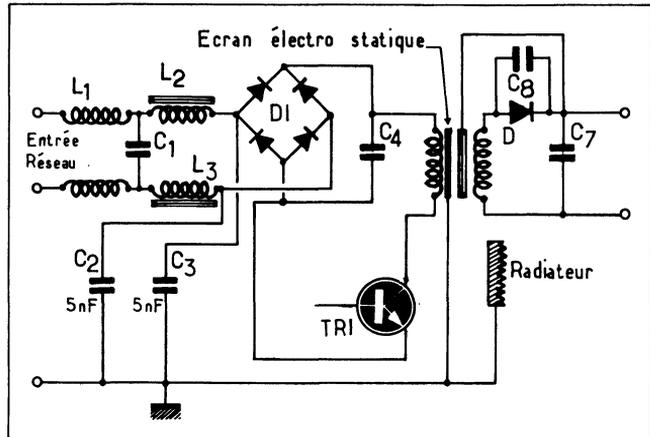


Fig. XII-20. — Un écran placé entre primaire et secondaire du transformateur de sortie et la mise au potentiel $+V_S$ de l'armature de fixation du noyau de ferrite de ce transformateur peuvent être nécessaires pour limiter l'injection vers le réseau des parasites en provenance du transformateur. Une petite capacité (C_p) en parallèle sur la diode diminue la production d'impulsions à très haute fréquence provoquées par brusque inversion de tension à ses bornes.

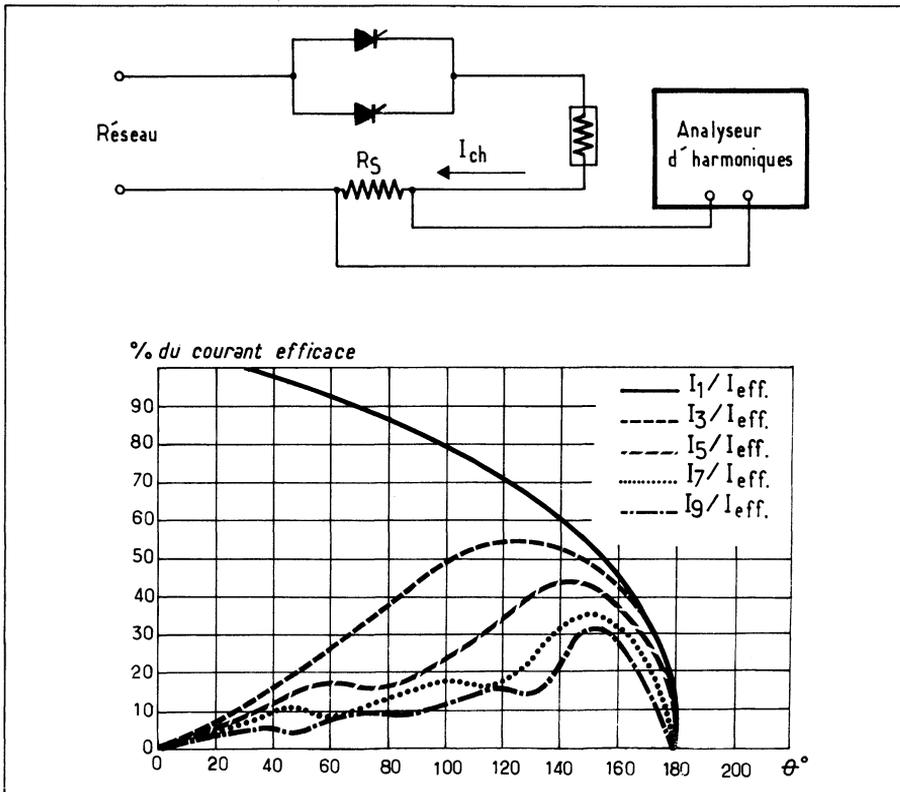


Fig. XII-21. — Courbes des taux d'harmoniques 3, 5, 7 et 9 engendrés par un redresseur commandé à thyristor en onde entière en fonction de l'angle de retard à l'amorçage. En redressement mono-alternance c'est encore bien pire!

nique se fait le plus sentir. Pire est encore la génération de tensions et courants harmoniques par les dispositifs mono-alternance car, aux harmoniques de rang impair, viennent s'ajouter ceux de rang pair plus une certaine composante continue. Quels sont les effets nocifs de ces harmoniques et de cette composante continue ?

— Au niveau de l'utilisateur : si différents appareils sont raccordés sur la même ligne ils peuvent engendrer des fonctionnements aberrants de certains de ces appareils, en particulier ceux qui mettent également en œuvre des thyristors — par exemple un taux d'harmonique élevé peut perturber le fonctionnement d'un récepteur de télévision dont l'alimentation comporte un régulateur à thyristors. La composante continue engendrée par les montages à commande de phase mono-alternance est de nature à provoquer la saturation des transformateurs raccordés sur la même ligne ainsi qu'à décaler le seuil de déclenchement des disjoncteurs différentiels. Ce dont il pourra résulter une perte de sensibilité — d'où perte de sécurité — ou au contraire une augmentation de sensibilité et par conséquent des déclenchements intempestifs.

Du point de vue du distributeur d'électricité : E.D.F. met tout en œuvre pour livrer à ses abonnés une tension sinusoïdale aussi « propre » que possible et voit d'un très mauvais œil les « pollueurs » qui injectent dans le réseau des perturbations harmoniques, une composante continue et de plus introduisent un déphasage important, sources de pertes accrues tant en ligne que dans les transformateurs, sans compter la gêne causée aux autres abonnés envers lesquels les distributeurs d'électricité s'engagent à une certaine *qualité de service*. De plus, dans la plupart des réseaux européens, les différentes télécommandes (éclairage public, changement de tarif, etc.) s'effectuent par injection de trains d'onde à basse fréquence (comprise entre 175 et 1300 Hz) et les harmoniques engendrées par les régulateurs à thyristors peuvent être de nature à provoquer de graves perturbations sur les dispositifs de réceptions de ces ordres de télécommande.

C'est pour ces différentes raisons que les Sociétés de distribution d'électricité des pays du Marché Commun ont créées au sein du Cenelec (Ancien Cenelcom) une commission chargée d'envisager une réglementation concernant la « pollution » des réseaux de distribution par les harmoniques, déphasages et composante continue engendrés par les régulateurs à thyristors. Un projet a été présenté en Juillet 1974 dont voici l'essentiel :

— En ce qui concerne la composante continue :

Les systèmes de commande asymétriques ne sont admis que pour des matériels appartenant à la classe 2 (double isolation) ou équivalente, et dont la puissance maximale commandée est *inférieure ou égale* à 400 W.

— En ce qui concerne les harmoniques :

Les amplitudes des courants harmoniques contenus dans le courant absorbé par l'appareil d'utilisation, doivent être telles que si celui-ci était relié à un réseau BT de puissance infinie à travers l'impédance conventionnelle de liaison monophasée (1), les tensions harmoniques de divers rangs apparaissant aux bornes de l'appareil respectent les conditions suivantes :

- Pour l'harmonique de rang 3 :
 - amplitude inférieure à tout moment à 1%,
 - amplitude inférieure à 0,75% en moyenne pour tout intervalle de temps de 5 secondes.
- Pour les harmoniques de rang 5 et 7 :
 - amplitude inférieure à tout moment à 0,75%.
- Pour les harmoniques de rang 9, 11 et 13 :
 - amplitude inférieure à tout moment à 0,4%.
- Pour les harmoniques de rang égal et supérieur à 15 :
 - amplitude inférieure à tout moment à 0,3%.
- Dans tous les cas, le taux de distorsion doit rester inférieur ou égal à 2%.

(1) Cette impédance a été définie statistiquement à $0,4 \Omega + jn, 0,24 \Omega$ (n étant le rang de l'harmonique).

Les autres types de remèdes comme les shunts accordés, les filtres antiharmoniques de puissance, etc. sont du ressort de la puissante installation industrielle à laquelle faute de place, nous ne pouvons, hélas, nous intéresser ici. Pour permettre au lecteur que ceci intéresse de se documenter nous donnons à la notice bibliographique quelques titres d'études consacrées à la question.

Signalons toutefois une intéressante étude parue dans la revue *Electrical Engineering in Japan* où est décrit un montage comportant une branche à courant alternatif du côté de la charge continue, ce qui permet de minimiser le taux de distorsion harmonique du courant primaire du transformateur principal d'alimentation. La description complète du fonctionnement de ce montage nous entraînerait dans de longs développements mathématiques qui n'ont pas leur place dans cet ouvrage à vocation principalement pratique. Nous nous bornons donc à reproduire à la figure XII-22 le schéma de principe du montage accompagné de ses diagrammes de fonctionnement. Selon les auteurs de cette étude tant le taux de distorsion harmonique que le facteur de puissance (déphasage) de ce montage seraient notablement moindre que dans le cas d'un régulateur à redresseurs contrôlés classique.

ANNEXE

Textes officiels relatifs à la protection de la radiodiffusion et de la télévision contre les troubles parasites d'origine industrielle

TEXTES GÉNÉRAUX

PUBLICATION C 91-100 DE L'UNION TECHNIQUE DE L'ÉLECTRICITÉ

SOMMAIRE

1. — Loi de finances du 31 mai 1933 (extrait).
2. Décret du 1^{er} décembre 1933, portant règlement d'administration publique pour la détermination des obligations auxquelles sont tenus les constructeurs, exploitants, revendeurs et détenteurs d'installations ou d'appareils électriques.
3. Décret n° 48-1947 du 27 décembre 1948 modifié par décrets n° 49-485 du 11 avril 1949 et 52-658 du 6 juin 1952 instituant à l'Administration de la Radiodiffusion et de la Télévision françaises une commission mixte de protection des réceptions de radiodiffusion et de télévision.
4. Arrêté du 31 mars 1934, approuvant une première liste d'appareils électriques devant être munis de dispositifs antiparasites et fixant les obligations auxquelles sont tenus les constructeurs, exploitants, revendeurs et détenteurs d'installations ou d'appareils électriques (articles 4 et 7 maintenus).
5. Arrêté du 9 mai 1951 déterminant le degré de gravité que ne doivent pas excéder les perturbations radioélectriques susceptibles d'être produites par les appareils et installations électriques.
6. Instruction technique n° 1: Caractéristiques techniques de l'appareil de mesure des perturbations radioélectriques et modalités d'emploi.
7. Instruction technique n° 2: Mesure des tensions perturbatrices à la réception. Mesure des couplages entre le réseau électrique et les installations réceptrices.
8. Arrêté du 11 mai 1951 accordant dispense générale d'adjonction de dispositifs de protection contre les perturbations radioélectriques à certains types d'appareils électriques.
9. Arrêté du 11 janvier 1960 portant définition d'une réception perturbée en radiodiffusion dans la gamme des fréquences 30-300 MHz.
10. Instruction technique n° 8.
11. Arrêté du 25 mars 1963: Limite aux perturbations radioélectriques susceptibles d'affecter les réceptions de radiodiffusion dans les bandes de fréquences comprises entre 30 et 300 MHz.

Références bibliographiques

Généralités sur l'antiparasitage

- Les parasites radioélectriques - Ch. FÉVROT - Editions Techniques et Scientifiques Françaises - 1973.
- Antiparasitage - Manuel Siemens 1969/70.
- Circuits de logique - R. DAMAYE - Editions Radio - 1976 - pp. 334 à 344.
- Conditions Techniques relatives à la Radiodiffusion Française - Extrait du Journal Officiel de la République Française du 26 Juin 1951 - Document publié par le Ministère de l'Information.
- Textes Officiels relatifs à la protection de la Radiodiffusion et de la Télévision contre les troubles d'origine industrielle - Document C 91 - 100 publié par l'Union Technique de l'Electricité - 12 Pl des Etats-Unis - 75783 Paris Cedex 16.
- La protection contre les parasites dans les centrales électriques E.D.F. - Document publié par la Direction de l'Equipement - S.C.M. - Division Electronique et Automatisme - Novembre 1965.

Parasites produits par les alimentations à découpage et à thyristors

- Squelch R.F.I. in Switching Supplies - John TURNBULL - *Electronic Design* - 20 Septembre 1975 - pp. 96 à 98.
- Focus on Switching Power Supplies - Stanley RUNYON - *Electronic Design* - 20 Septembre 1975 - pp. 56 - 57.
- Radio Frequency Interference Suppression in Switched - Mode Power Supplies - L. L. E. JANS-SON - *Mullard Technical Communications* - Vol. 12 N° 120 - Octobre 1973.
- Suppression of R.F. Interferences in Switching - Mode Power Supplies - Roger MASSON - *Revue Communications International* - Janvier 1977 - pp. 15 et 16.
- Suppressing of R.F.I. in Thyristor Circuits - David ZINDER - Note d'application *Motorola* N° AN-295 - non datée.

Problème des harmoniques engendrés par les régulateurs à thyristors

- Perturbations produites dans les réseaux par les appareils de grande diffusion équipés d'une commande par semiconducteurs - R. de VRE - *Bulletin S.R.B.E.* - N° 4 - Vol. 90 - pp. 221 à 237 - 1974.
- Utilisation de la commande par thyristors en traction ferroviaire, répercussions sur les installations de signalisation et dispositions adoptées pour y remédier. A. KIEFFER et R. GRANGEON - *Revue Générale d'Electricité* - N° 4 - Vol. 85 - pp. 295 à 303 - Avril 1976 (*).
- Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems Using Thyristors Converters - IEEE Transaction on Industry Applications - D. E. STEEPER et R. P. STRATFORD - N° 3 - Vol. 12 - pp. 232 à 254.
- Zu den Oberschwingungsspannungen infolge symmetrischer phasenonschnittsteuerung bei elektro-wärmegegeräten im haushalt - J. .F. GLATZEL et J. PALZ - *Elektrowärme international*. N° 1 - Vol. 34 - pp. 41 à 46 - Février 1976 (*).
- Direct Current in the M. V. NETWORK - (Courants continus créés dans les réseaux à moyenne tension) - *Electrical Review* N° 2 - Vol. 196 - pp. 54, 55 - Janvier 1975.
- Disturbances Produced by Domestic Appliances Controlled by Thyristors - L. LAGOSTENA, A. MANTINI et M. SILVESTRI - Congrès IEE de Londres - pp. 214 à 222 - Avril 1974.
- A three Phase A. C. Thyristor Voltage regulator - P. MARSHALL et S. LLYOD - Congrès IEE de Londres - pp. 198 à 202 - Avril 1974.
- Une norme pour la limitation des perturbations apportées par les appareils électrodomestiques et analogues équipés de dispositifs de commande électronique aux réseaux d'alimentation électrique - G. DELOUX - Congrès IEE de Londres - pp. 224 à 229 - Avril 1974.
- Réaction des redresseurs sur le réseau - S. IVNER - *l'Electricien* - N° 2137 Vol. 85 - pp. 59 à 63 - Mars 1963.

Dispositif à redresseur commandé n'engendrant qu'un minimum de perturbations

- Booster Connected Thyristor Rectifier Circuit of Minimum Harmonics Type - M. SOWA et Y. AMEMIYA - *Electrical Engineering in Japan* - Vol. 93 - N° 6 - pp. 73 à 78 - Décembre 1973.

Norme concernant les perturbations causées par les dispositifs à thyristors

- NF C 70-100 - Novembre 1975 - Limitation des perturbations apportées aux réseaux d'alimenta-tion par les appareils électrodomestiques et analogues comportant des dispositifs électroniques.

(*) Certains des articles cités ne concernent pas directement les alimentations régulées à thyris-tors, mais le type de perturbations engendrées par un régulateur pour chauffage ou pour moteur est le même que celles engendrées par un régulateur.

CHAPITRE XIII

PROTECTIONS

Une source d'alimentation, régulée ou non, ainsi que les circuits qu'elle alimente, peuvent être l'objet de diverses « agressions » : surcharges, courts-circuits, surtensions permanentes ou impulsionnelles, échauffement anormal, etc...

Pour assurer la fiabilité des matériels et éviter les pannes « en cascade » bien connues : un transistor qui s'échauffe et claque par emballement thermique entraîne les destructions successives des résistances de son propre circuit, puis du transistor régulateur de l'alimentation, puis des redresseurs, puis du transformateur et enfin, parfois, ... du fusible, il importe que toute source d'alimentation comporte des dispositifs de protection efficaces, tant pour elle-même que pour les circuits qu'elle alimente.

On a parfois trop tendance à compter sur le fusible pour protéger une alimentation. Nous essaierons dans ce chapitre, d'abord de montrer que ce n'est pas si simple, puis d'étudier les différents moyens de protection contre les différentes « agressions » citées plus haut, dont nous disposons à l'heure actuelle.

DISJONCTEURS ET FUSIBLES

Toute installation de distribution électrique — dont une alimentation, régulée ou non, n'est qu'un cas particulier — peut être le siège de deux types de surintensités différentes :

1°) Le court-circuit dans lequel l'intensité n'est limitée que par l'impédance interne de la source et la résistance des conducteurs. On appelle intensité *présumée* de court-circuit (I_p) la valeur :

$$I_p = E / Z_{\text{source}} + Z_{\text{installation}}$$

que prendrait le courant s'il n'était interrompu par le fonctionnement du dispositif de protection (figure XIII-1).

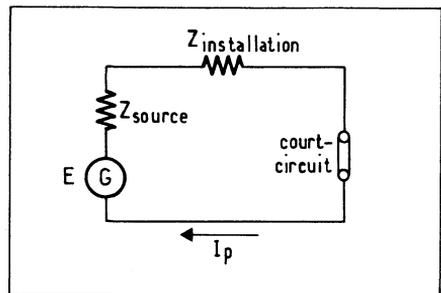


Fig. XIII-1. — On appelle intensité *présumée de court-circuit* la valeur $I_p = E / Z_{\text{source}} + Z_{\text{installation}}$, que prendrait le courant de court-circuit en l'absence d'élément de protection.

A titre indicatif, précisons que pour une distribution basse tension monophasée, l'impédance de source au point de raccordement a été évaluée statistiquement à $(0,4 + j0,25) \Omega$. Cette impédance de source est donc généralement négligeable devant la résistance de l'installation (conducteurs, contacts, fusibles, etc...). L'intensité de court-circuit peut alors atteindre plusieurs centaines d'ampères.

2°) La surcharge, lorsque sans atteindre une valeur dangereuse à court terme, l'intensité dépasse notablement la valeur nominale ; ce qui peut à long terme provoquer la

détérioration de certains éléments de l'installation : semi-conducteurs, isolement des conducteurs (particulièrement dans les transformateurs), échauffement des contacts, etc...

De cette brève introduction théorique nous pouvons déduire que, pour être convenablement protégée, une alimentation doit comporter deux types de dispositif d'interruption du courant :

1°) Un dispositif à action rapide pour la protection contre les courts-circuits, qui devra fonctionner assez vite pour éviter la destruction des composants de l'alimentation ou des circuits d'utilisation, sans toutefois se déclencher intempestivement sur de très brèves surintensités (appel de courant à la mise sous tension par exemple); ce rôle peut généralement être rempli par des fusibles rapides ou ultra-rapides ou des disjoncteurs magnétiques.

2°) Un dispositif temporisé qui n'interrompra le circuit qu'au cas où une surcharge prolongée se produirait. C'est le rôle des fusibles normaux (classe gF) ou temporisés (classe aM) et des disjoncteurs thermiques.

C'est ici qu'intervient la notion de *sélectivité* des protections sur laquelle nous reviendrons un peu plus loin.

FUSIBLES

Inutile de présenter ce composant, son aspect extérieur est bien connu de tous. Est-il besoin de rappeler que pour qu'un fusible fonde, il faut lui fournir une certaine énergie :

$$W = R I^2 t$$

Cette formule résume tout :

Si l'on désire un fusible capable d'interrompre rapidement un circuit à faible intensité, il faudra augmenter le terme R. Nous insistons sur cet aspect de la question car on ne pense pas toujours dans le calcul d'un circuit qu'un fusible rapide pour faible courant présente une résistance non négligeable. Ainsi, *un fusible rapide de 0,16 A présente une résistance de l'ordre de 10 Ω*.

Électriquement, un fusible est caractérisé par :

1°) Son courant nominal (ou calibre) qui est l'intensité maximale qui peut traverser le fusible en permanence sans en provoquer la fusion, ni même un échauffement prohibitif.

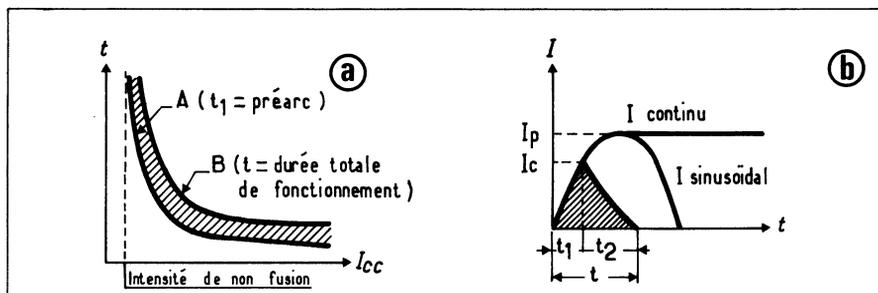


Fig. XIII-2. — Courbes caractéristiques d'un fusible (en coordonnées linéaires). Le diagramme (b) permet d'interpréter ces courbes.

2°) Des courbes temps/courant qui définissent le temps mis par le fusible pour interrompre le circuit en fonction de l'intensité du court-circuit ou de la surcharge (figure XIII-2-a).

Pour expliquer ces courbes, il faut examiner ce qui se passe lors d'un court-circuit en considérant la figure XIII-2 (b). Avant que le courant n'atteigne la valeur présumée de court-circuit I_p , le courant croît pendant le temps t_1 dit de pré-arc, puis le fusible fond, mais le courant ne disparaît pourtant pas instantanément car il se forme à l'intérieur de la cartouche un arc qui mettra un temps t_2 pour s'éteindre. Le temps total (t) de fonctionnement est donc la somme de t_1 et de t_2 .

L'intensité dans le circuit n'a pas atteint la valeur de crête présumée I_p . On appelle le courant coupé (I_c) l'intensité maximale qui a traversé le circuit pendant la fusion du fusible.

Pendant la durée du phénomène de coupure une certaine énergie a été dissipée par unité de résistance :

$$C = \int_0^t I^2 dt$$

avec C en $A^2.s$ et t en secondes.

Cette énergie représente la contrainte thermique subie par le circuit pendant la durée de la coupure. Elle a pour valeur la surface du « triangle » hachuré sur la figure XIII-2 (b), lequel se décompose en deux triangles : celui représentatif des contraintes thermiques pendant le temps t_1 de pré-arc et celui correspondant au temps d'arc t_2 .

Si maintenant on répète l'expérience pour différentes valeurs de I_p et que l'on porte pour chaque valeur les temps t_1 et t_2 , on obtient les courbes de la figure XIII-2 a qui sont représentatives des caractéristiques du fusible. La tangente verticale à la courbe A a pour abscisse l'intensité de non-fusion voisine de l'intensité nominale (1.2 à 1,5 I_n).

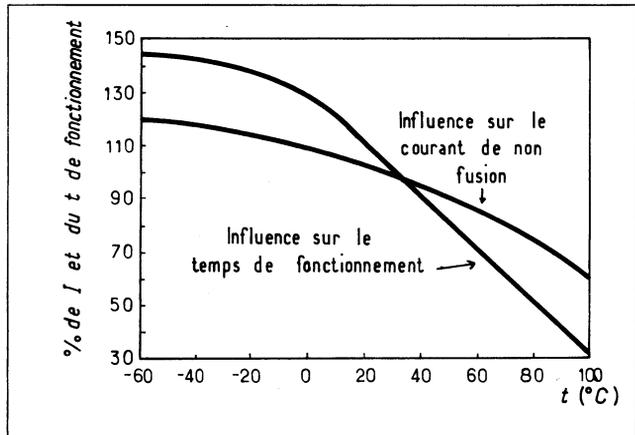


Fig. XIII-3. — La température ambiante est loin de laisser indifférentes les caractéristiques des fusibles.

Il est évident que ces caractéristiques sont sensiblement affectées par la température ambiante ainsi que celle des contacts du porte-fusible et des conducteurs qui y sont raccordés. La figure XIII-3 reproduit des courbes de l'influence de la température sur l'intensité de non-fusion et sur le temps de fonctionnement d'un fusible. Cette remarque nous semble particulièrement importante pour les alimentations dans lesquelles c'est le boîtier même qui sert de radiateur aux semiconducteurs.

3°) Le pouvoir de coupure, qui est l'intensité maximale qui peut être coupée par le fusible sous sa tension nominale d'emploi sans qu'il en résulte l'explosion de son enveloppe protectrice, ou une émission exagérée de gaz ou des projections solides.

DISJONCTEURS

Il existe deux modes de fonctionnement des disjoncteurs : thermique et magnétique. Ces deux modes peuvent être associés dans un même appareil pour donner naissance au mode magnéto-thermique.

Thermique L'énergie nécessaire au déclenchement de l'ouverture des contacts est fournie par la déformation d'une lame bi- (ou tri) métallique échauffée par le passage du courant ou par une résistance y associée (chauffage indirect). A moins qu'il ne soit compensé par construction, un disjoncteur thermique est donc, tout comme les fusibles, sensible à la température ambiante. Tout comme les fusibles, également, son temps de fonctionne-

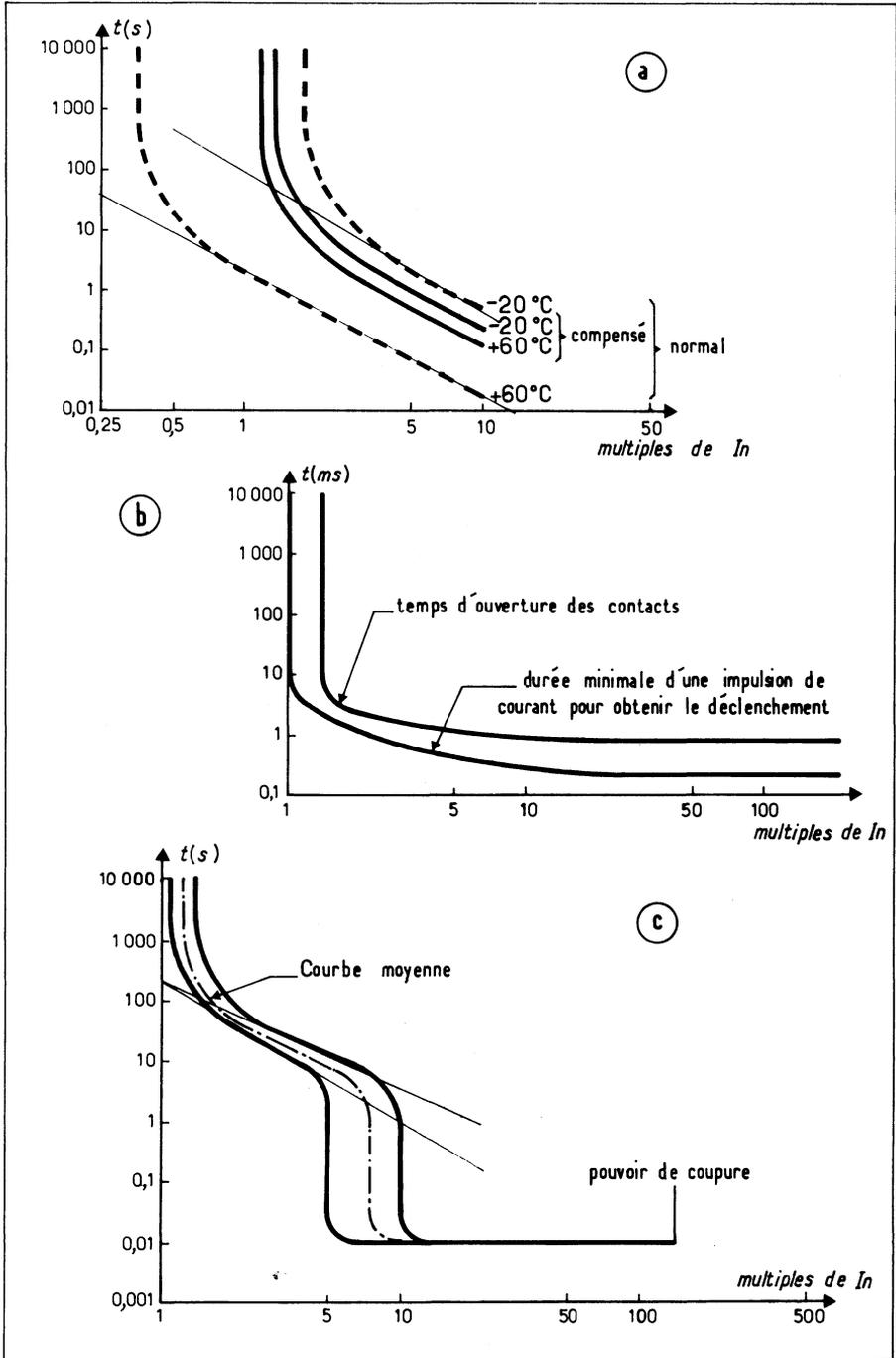


Fig. XIII-4. — Les courbes temps / courant d'un disjoncteur thermique (a), et d'un modèle magnétique (b), se combinent pour donner celles d'un modèle magnéto-thermique (c), dont la partie thermique protège l'équipement contre les surcharges et la partie magnétique contre les courts-circuits francs. (D'après la documentation Diruptor).

ment est fonction de l'intensité de la surcharge. C'est bien ce que montrent les courbes de la figure XIII-4-a qui représentent les caractéristiques $t = f(I_p)$ d'un disjoncteur thermique normal et d'un modèle compensé.

Magnétique Dans ce mode de fonctionnement, c'est un solénoïde qui fournit l'énergie nécessaire au déclenchement de l'ouverture des contacts. Ce sont donc les ampères — tours de crête qui déterminent ce déclenchement, donc pour l'utilisateur, l'intensité crête.

Les limites de fonctionnement sont définies par deux seuils :

— a/Non-déclenchement certain : valeur *maximale* du courant *qui ne provoque pas* l'ouverture des contacts.

— b/Déclenchement certain : valeur *minimale* du courant *qui provoque* l'ouverture des contacts.

Naturellement, au temps d'ouverture des contacts (dont on trouvera les courbes en (b) sur la figure XIII-4 vient s'ajouter le temps d'arc qui dépend de la tension et de la nature du courant.

Les disjoncteurs magnétiques sont relativement peu sensibles à l'action de la température. Par contre, il est évident qu'ils ne sont pas indifférents à la *fréquence* du courant.

Un avantage particulier aux disjoncteurs magnétiques est la possibilité de commandes multiples : commande de déclenchement par le courant et commande enclenchement-déclenchement au moyen d'une bobine « tension » qui peut être commandée de différentes manières, à distance par des boutons poussoirs et/ou, par exemple, par les contacts du thermostat d'une protection thermique en cas d'échauffement prohibitif de certains composants du montage (transformateur ou semiconducteur d'une alimentation de forte puissance par exemple).

Magnéto-thermique Les deux types de commande d'ouverture des contacts sont associés dans un même appareil. Il en résulte des caractéristiques temps/courant qui sont celles d'un disjoncteur thermique pour toute la gamme d'intensités inférieures à celle pour laquelle entre en jeu la commande magnétique ; alliée à celle d'un disjoncteur magnétique au-delà de cette valeur (courbes (c) de la figure XIII-4).

Le disjoncteur magnéto-thermique associe donc les avantages des deux types de commande. Sa commande thermique assurera la protection contre les surcharges, tandis qu'en cas de court-circuit, c'est la commande magnétique qui agira en un temps aussi court, sinon plus court qu'un fusible rapide.

Un avantage important des disjoncteurs sur les fusibles est qu'une surcharge ou un court-circuit sur un seul conducteur provoque l'ouverture de *tous* les conducteurs, ce qui est particulièrement appréciable dans les alimentations triphasées.

SÉLECTIVITÉ ENTRE ORGANES DE PROTECTION

Nous avons vu que les organes de protection, fusibles et disjoncteurs, doivent être capables de protéger l'installation à la fois contre les courts-circuits et contre les surcharges, sans toutefois déclencher intempestivement sur de brefs appels de courant. De plus, un disjoncteur présente — tout comme un fusible — un certain *pouvoir de coupure* qu'il est important de ne pas dépasser si l'on ne veut pas voir ses contacts définitivement détériorés. Il convient donc de protéger le disjoncteur par un fusible qui n'ouvrira le circuit, plus rapidement que le disjoncteur, qu'en cas de court-circuit franc. C'est cette répartition des tâches entre organes de protection que l'on appelle *sélectivité*.

Le choix des calibres du disjoncteur et du fusible peut s'opérer d'une manière graphique à partir des courbes temps/courant de ces deux organes selon la figure XIII-5. Le principe en est simple : il faut que la courbe du fusible se trouve, pour les faibles intensités, à droite de celle du disjoncteur et coupe cette dernière, avant que ne soit atteinte l'intensité correspondante au pouvoir de coupure du disjoncteur.

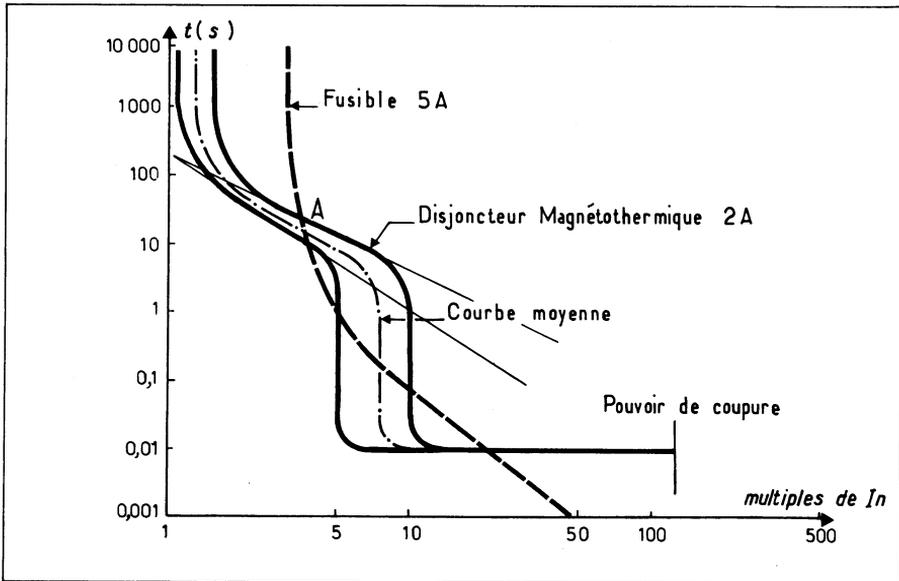


Fig. XIII-5. — Association d'un disjoncteur 2 A et d'un fusible 5 A : pour tout courant inférieur à l'abscisse du point A c'est le disjoncteur qui déclenchera. Au-delà de ce point c'est la fusion du fusible qui protégera l'installation ... et le disjoncteur.

LIMITATION DU COURANT DANS LES RÉGULATEURS LINÉAIRES

Avant d'étudier les dispositifs de protection de ce type de régulateur il nous semble utile de préciser que certains montages sont autoprotégés par construction, à condition que leur élément « série » soit capable de dissiper une puissance suffisante.

Prenons le cas par exemple d'un stabilisateur ou du régulateur shunt de la figure XIII-6, il est évident que la résistance R_S ne permettra, en cas de court-circuit en sortie, le passage que du courant :

$$I_{CC} = V_{E(max)} / R_S$$

Si R_S a été prévue de manière à supporter la puissance $P = R_S \cdot I_{CC}^2$ tout se passera bien, la charge sera protégée de même que le régulateur.

Naturellement cela implique un surdimensionnement de la résistance R_S mais on peut toujours remplacer cette résistance par un transistor monté en source de courant délivrant un courant I_{max} légèrement supérieur ou même égal à celui dont on aura besoin. Dans ces conditions, en cas de court-circuit en sortie c'est une puissance $P = V_{E(max)} \times I_{max}$ que la résistance devra être apte à dissiper sans dommage (fig. XIII-6-b).

Mais on peut encore faire mieux moyennant seulement un transistor, deux diodes et une résistance supplémentaires grâce au montage de la figure XIII-6-c, dans lequel le courant de base du transistor T_1 , générateur de courant, lui est fourni à travers le transistor de protection T_2 normalement saturé. En cas de court-circuit la diode D_2 devenant conductrice le courant de base de T_2 est dérivé vers la masse et ce transistor cesse de conduire et par conséquent T_1 aussi.

Supposons un montage tel que, en fonctionnement normal le courant absorbé par l'ensemble charge/régulateur soit de 100 mA pour une tension régulée de 20 Volts et une

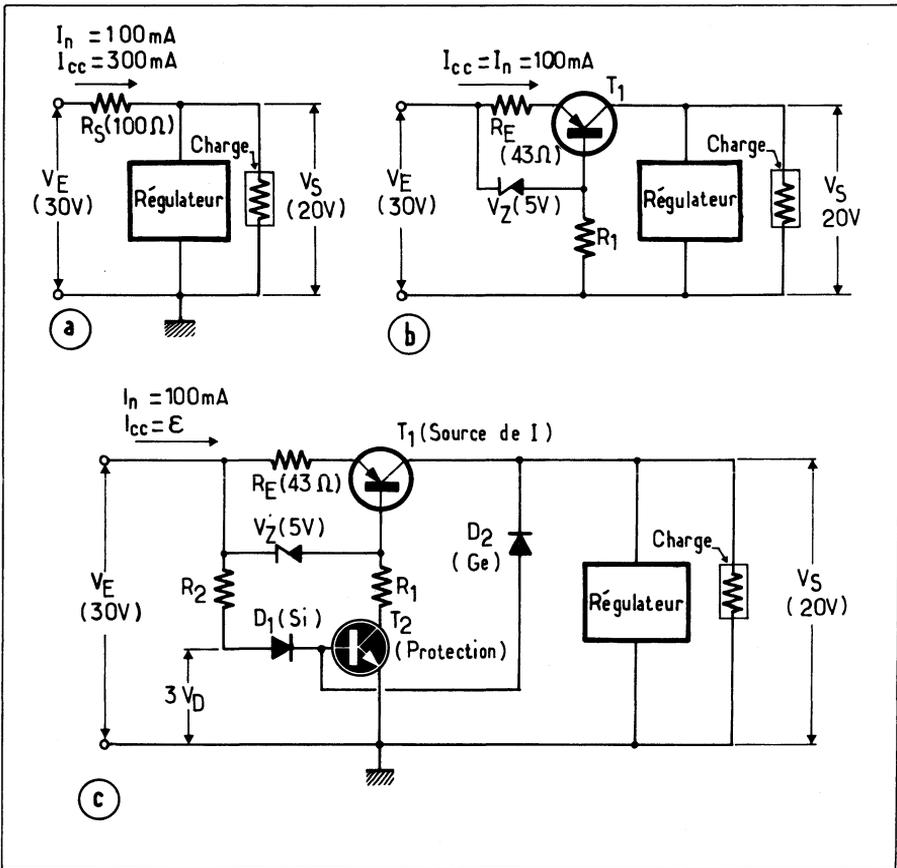


Fig. XIII-6. — En remplaçant la résistance série R_S du régulateur shunt (a) par un transistor monté en source de courant (b) on améliore la sécurité tout en diminuant la puissance dissipée en cas de court-circuit. Avec le montage (c) le courant de court-circuit est pratiquement nul.

tension maximale d'entrée de 30 Volts et calculons la puissance dissipée par l'élément série en cas de court-circuit dans chacun des trois cas :

Résistance série :

$$P_{(CC)} = (30 \text{ V})^2 / 100 \Omega = 9 \text{ W}$$

Source de courant non protégée =

$$P_{(CC)} \text{ (résistance)} = 43 \Omega \times (0,1 \text{ A})^2 = 0,43 \text{ W}$$

$$P_{(CC)} \text{ (Transistor)} = (30 \text{ V} - 4,3 \text{ V}) \times 0,1 \text{ A} = 2,57 \text{ W}$$

Puissance dissipée par le transistor en fonctionnement normal :

$$P_n \text{ (transistor)} = (30 \text{ V} - 4,3 \text{ V} - 20 \text{ V}) \times 0,1 \text{ A} = 0,57 \text{ W}$$

Avec une source de courant protégée selon le montage (c) il suffira donc d'un transistor de 0,6 à 1 W tandis qu'en l'absence de protection c'est un transistor de 3 W, muni d'un radiateur approprié qui sera nécessaire pour réaliser la source de courant.

Mais revenons aux montages autoprotégés. Dans un régulateur du type série, lorsque la source de référence est alimentée en tension régulée, c'est-à-dire *en aval* du régulateur, en cas de court-circuit cette référence tombe à zéro et le ballast, bien obéissant, aligne sa tension de sortie sur cette valeur, ce qui fait que le courant de court-circuit n'est autre que celui limité par la résistance R_1 de démarrage à la mise sous tension (fig. XIII-7).

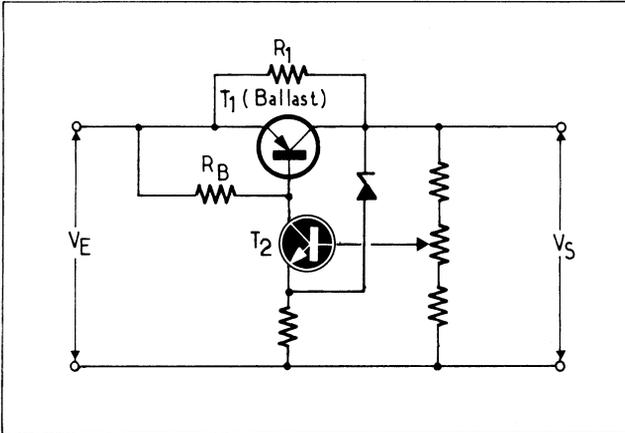


Fig. XIII-7. — Ce type de régulateur série est autoprotégé contre les courts-circuits, puisqu'en cette occurrence la référence tombe à zéro.

Le mode le plus simple de limitation de courant dans un régulateur linéaire est celui dont la figure XIII-8 montre le schéma. Tant que la chute de tension aux bornes du shunt de mesure du courant R_S est inférieure au seuil de conduction de la jonction émetteur-base du transistor T_2 , ce dernier est bloqué et le régulateur fonctionne normalement. Que le courant qui traverse R_S vienne à croître jusqu'à provoquer à ses bornes une chute de tension de l'ordre de :

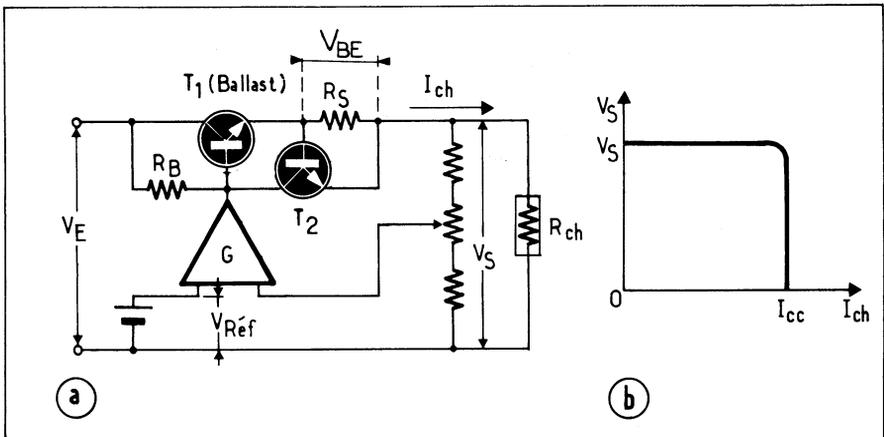


Fig. XIII-8. — Lorsque la chute de tension aux bornes de R_S atteint la valeur de V_{BE} le transistor T_2 devient conducteur et draine vers soi le courant de base de T_1 . Il s'établit un équilibre dont il résulte une limitation du courant à la valeur V_{BE} / R_S .

$$V_{BE} = 0,6 \text{ à } 0,7 \text{ V,}$$

T_2 conduira et dérivera vers la charge une partie du courant de base du transistor ballast T_1 . Il s'établira un équilibre tel que le courant débité dans la charge — fut-elle un court-circuit — restera sensiblement égal à :

$$I_{cc} = V_{BE} / R_S \approx 0,65 / R_S$$

La courbe $V_S = f(I_{ch})$ de ce montage, reproduite en (b) sur la même figure ressemble assez à celle d'une alimentation régulée en tension et en courant — dite à caractéristique rectangulaire — telle que nous avons eu l'occasion d'en étudier le principe au chapitre VIII.

Toutefois, il faut préciser que le fonctionnement en limitation de courant est beaucoup moins bon que dans le cas d'une alimentation régulée en courant. Par exemple, une alimentation protégée par ce circuit pour un courant maximal de 1A présente, dans la zone de fonctionnement en limitation de courant, une résistance dynamique de 100 Ω soit 100 à 1000 fois moins que ne le serait celle d'une alimentation régulée pour le même courant.

Il va sans dire qu'il est possible :

1°) De munir une alimentation régulée de plusieurs gammes de courant maximal. Il suffit de commuter différentes valeurs de R_S (figure XIII-9-a).

2°) D'ajuster avec précision le courant de court-circuit en prélevant la tension de base de T_2 aux bornes d'un potentiomètre P_1 de réglage fin monté en parallèle sur R_S (figure XIII-9-b).

Cette disposition n'est toutefois guère à conseiller sauf pour de faibles variations de I_{cc} car elle implique une trop forte chute de tension aux bornes de R_S pour les intensités élevées.

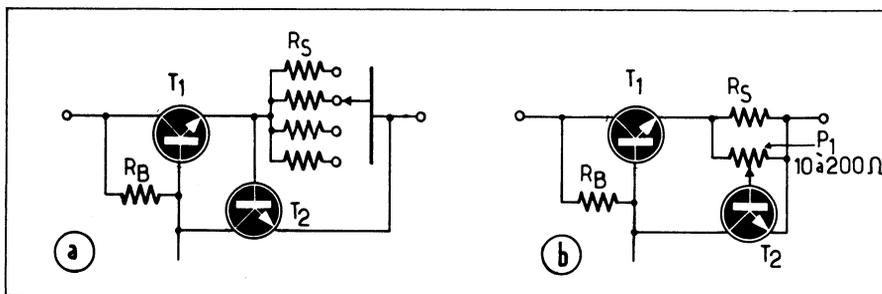


Fig. XIII-9. — Deux méthodes pour faire varier I_{cc} .

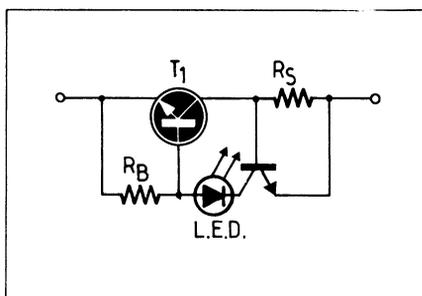


Fig. XIII-10. — Une diode électroluminescente placée en série avec le collecteur du transistor T_2 avertit l'utilisateur de toute surcharge.

Il faut cependant noter que la résistance R_S se trouvant à l'intérieur de la boucle de régulation, la chute de tension à ses bornes est compensée par ladite régulation et n'intervient que très peu sur la résistance dynamique de sortie.

Rien ne s'oppose à ce que l'on introduise une diode électroluminescente en série avec le collecteur de T_2 . On dispose ainsi d'un moyen simple de signalisation de surcharge (figure XIII-10). Cette diode pourrait aussi être celle d'un photocoupleur qui commanderait un relais temporisé à l'ouverture, pour éviter les déclenchements intempestifs, lequel interromprait l'alimentation du régulateur en cas de surcharge ou de court-circuit prolongé. Nous suggérons le schéma de principe de la figure XIII-11.

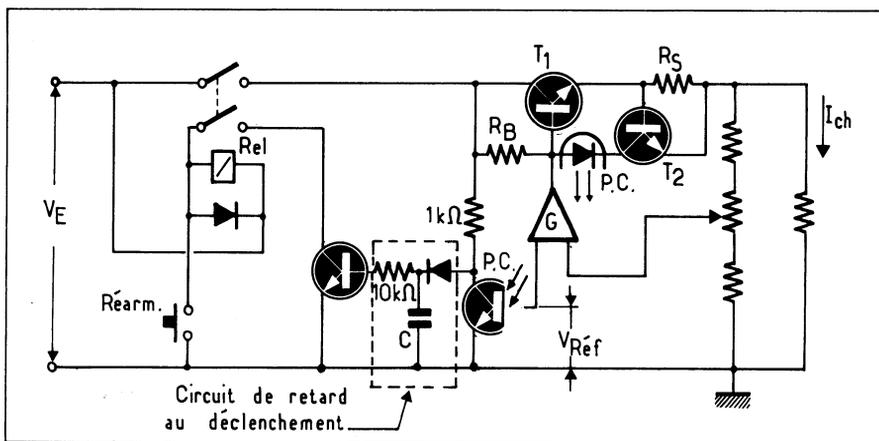


Fig. XIII-11. — En cas de surcharge dépassant une durée préalable, le relais *Rel.* sera commandé à l'ouverture par l'intermédiaire du photocoupleur *P.C.* excité par le courant de collecteur du transistor de protection *T₂*. Il faudra, après avoir supprimé la cause du déclenchement, presser le poussoir « Réarm. » pour que le régulateur soit de nouveau alimenté.

Comme une temporisation de plusieurs secondes est nécessaire pour éviter que la charge des condensateurs qui peuvent se trouver en parallèle sur les circuits d'utilisation n'interdise la mise en marche de l'appareil, on pourrait également penser à l'utilisation d'un temporisateur du genre 555 commandé par le transistor de sortie du photocoupleur.

LIMITEUR A RABATTEMENT DE LA CARACTÉRISTIQUE

Le dispositif de limitation de courant par caractéristique rectangulaire (alimentation régulée en tension et en courant) ou « pseudo-rectangulaire » (limitation de courant par transistor limiteur) est intéressant dans une alimentation de laboratoire pour laquelle, en général, le rendement et l'encombrement ne sont pas des qualités essentielles. Par contre, pour des alimentations installées à poste fixe dans des équipements, ces qualités sont beaucoup plus importantes surtout si l'on pense que « Mauvais rendement = dissipation de calories ».

Les inconvénients du précédent montage découlent du fait qu'en cas de court-circuit en sortie le transistor ballast a à ses bornes la quasi-totalité de la tension délivrée par la source primaire et est le siège du courant maximal délivré par l'alimentation. Il en résulte :

1°) Que ce transistor doit obligatoirement être surpuissant pour supporter ces conditions, en fait, exceptionnelles.

2°) Que son radiateur doit être lui aussi surdimensionné pour être capable de maintenir le transistor à une température « décente » et éviter tout claquage par emballement thermique en cas de surcharge prolongée.

Ce qui entraîne une augmentation du volume et surtout du prix de revient de l'alimentation. Pour pallier ces inconvénients, on a eu l'idée de ramener à une faible valeur le courant débité par l'alimentation en cas de court-circuit. C'est ce que l'on appelle protection par rabattement de la caractéristique (*fold-back* dans littérature de langue anglaise). Le schéma de principe de ce montage est reproduit à la figure XIII-12.

Le principe en est simple, il consiste à ajouter une fraction de la chute de tension aux bornes du transistor ballast en série avec celle créée par le courant de sortie dans le shunt R_S . On peut donc écrire la tension entre base et émetteur de T_2 :

$$V_{T2} = V_1 + V_{R2}$$

Dans le cas d'un court-circuit franc en sortie on peut écrire :

$$I_{cc} = [V_{BE} / R_S] (R_1 + R_2 / R_1) - [V_E / R_S] (R_2 / R_1)$$

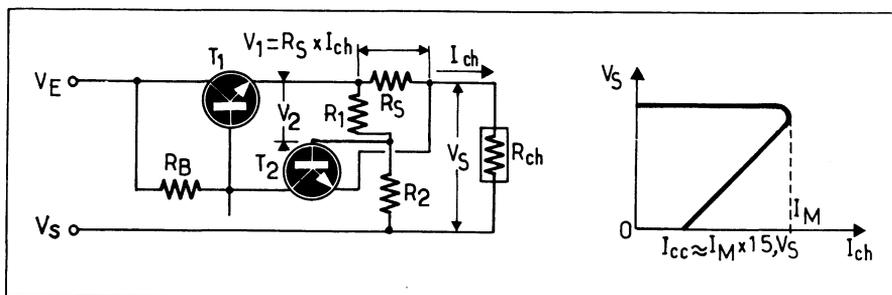


Fig. XIII-12. — Le montage à «rabattement de caractéristique» offre l'avantage d'un courant de court-circuit quasi nul.

Le courant de coude, I_M , c'est-à-dire, celui pour lequel la protection commence à agir est donné par l'équation :

$$I_M = I_{cc} + [V_S / R_S] (R_2 / R_1)$$

Pour simplifier les calculs on peut admettre qu'un courant de 1 mA environ est dérivé par le pont $R_1 - R_2$. Dans ce cas, on peut écrire la valeur en kilohms de ces résistances pour un courant de court-circuit pratiquement égal à celui qui les traverse :

$$R_1 \text{ (k}\Omega\text{)} = V_E - V_{BE}$$

$$R_2 \text{ (k}\Omega\text{)} = V_{BE}, \text{ soit à la température de } 20^\circ\text{C}$$

$$R_2 = 0,62 \text{ k}\Omega = 620 \Omega$$

Voilà un montage qui serait merveilleux : un courant de court-circuit pratiquement nul, s'il n'y avait un « mais ». Ce « mais » c'est le risque de verrouillage en position bloquée. Car il suffit d'une très faible augmentation de la tension d'entrée pour que le circuit à réaction que constituent les transistors $T_1 - T_2$ ne reste en état de non conduction, même après suppression du court-circuit. Il faudrait alors ouvrir la boucle au moyen d'un poussoir pour retrouver un fonctionnement normal. C'est ainsi que ce montage branché sur une charge capacitive, laquelle représente on le sait un court-circuit à la mise sous tension, refuse de démarrer si l'on n'a recours à une astuce.

La cause du blocage réside dans la saturation de T_2 . Il faut donc éviter que cette saturation ne se produise. Pour ce faire on monte entre base et émetteur de T_2 un transistor T_3 polarisé de telle manière que toute augmentation du V_{BE} de T_2 due à une saturation provoquera une augmentation du courant collecteur de T_3 et ce au détriment du courant de base de T_2 qui ne pourra ainsi entrer en état de saturation (figure XIII-13). Le transistor T_3 fonctionnant avec un très faible courant de collecteur (quelques microampères), il est important de choisir un modèle qui présente un h_{21e} suffisant pour un si faible courant. Nous suggérons le 2N3641 par exemple. Pour que son action reste constante en dépit de variations de température il serait bon de le coupler thermiquement avec T_2 .

Il existe un autre moyen pour obtenir une limitation du courant de court-circuit avec rabattement de la caractéristique, c'est le montage de la figure XIII-14 dans lequel une fraction de la tension de sortie prélevée aux bornes de R_1 vient se déduire de la chute de tension aux bornes de R_S .

La tension V_{T2} appliquée entre base et émetteur de T_2 est donc :

$$V_{T2} = V_1 - V_2$$

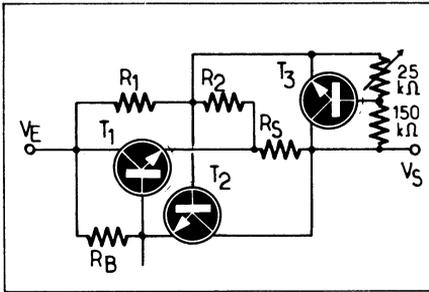


Fig. XIII-13. — En agissant comme un régulateur du V_{BE} du transistor de limitation T_2 le transistor T_3 interdit le verrouillage du montage en position bloquée après la disparition du court-circuit.

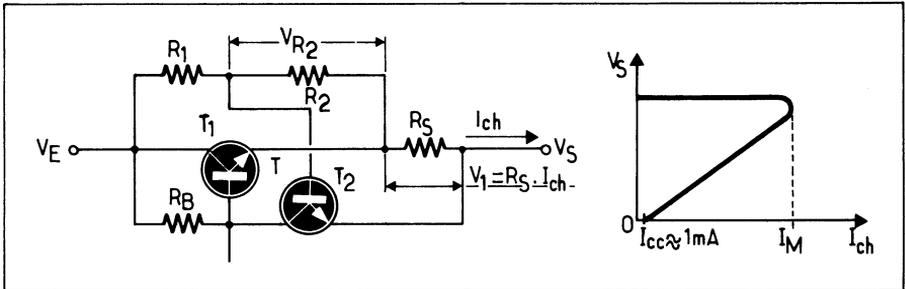


Fig. XIII-14. — Autre schéma de limitation de courant avec rabattement de la caractéristique. Contrairement au montage précédent celui-là ne permet pas l'annulation du courant en cas de court-circuit.

avec :

$$V_1 = R_S \cdot I_{ch}$$

$$V_2 = V_S [R_1 / (R_1 + R_2)]$$

Sans entrer dans les détails du calcul on peut donner les valeurs de :

$$I_{cc} = (V_{BE} / R_S) [(R_1 + R_2) / 2]$$

$$\text{et } I_M = I_{cc} + (V_S / R_S) (R_1 / R_2)$$

Pour déterminer les valeurs de ces résistances en fonction des paramètres connus (V_S , V_{BE} , I_M et I_{cc}) il faut d'abord définir le facteur :

$$k = R_1 / (R_1 + R_2) = [(I_M / I_{cc}) - 1] (V_{BE} / V_S)$$

En admettant un courant dans $R_1 - R_2$ de l'ordre de 1 mA, on peut écrire :

$$R_2 \text{ (k}\Omega\text{)} \approx V_S$$

$$\text{et } R_1 = [k / (1 - k)] R_2$$

$$R_S = (V_{BE} / I_{cc}) [1 / (1 - k)]$$

C'est donc la valeur de k qui détermine le rapport entre le courant de court-circuit et le courant de coupe I_M pour lequel la protection commence à fonctionner mais il ne faut

pas oublier que plus k se rapproche de l'unité, c'est-à-dire que R_1 est plus grande devant R_2 , plus la chute de tension aux bornes de R_S devra être grande pour compenser la tension en opposition prise aux bornes de R_1 . Il en résultera donc une diminution du rendement. On admet pratiquement que le rapport :

$$I_M / I_{cc}$$

ne doit pas dépasser 1,5 V_S , c'est-à-dire que pour $V_S = 5$ Volts par exemple on aura : $I_M / I_{cc} \approx 7,5$, tandis que pour $V_S = 30$ Volts on pourra admettre $I_M / I_{cc} = 45$.

On remarque que, contrairement au montage précédent, celui-là ne permet pas d'annuler (ou presque) le courant de court-circuit.

Nous n'avons envisagé que le cas de régulateurs de tension positive. Lorsqu'un régulateur de tension ajustable, du genre 723, est utilisé pour réguler une tension de sortie négative (voir chapitre VII) les mêmes dispositifs de limitation de courant s'appliquent également. Il en résulte des schémas quelque peu différents mais dont le principe est le même. Nous les avons regroupés à la figure XIII-15.

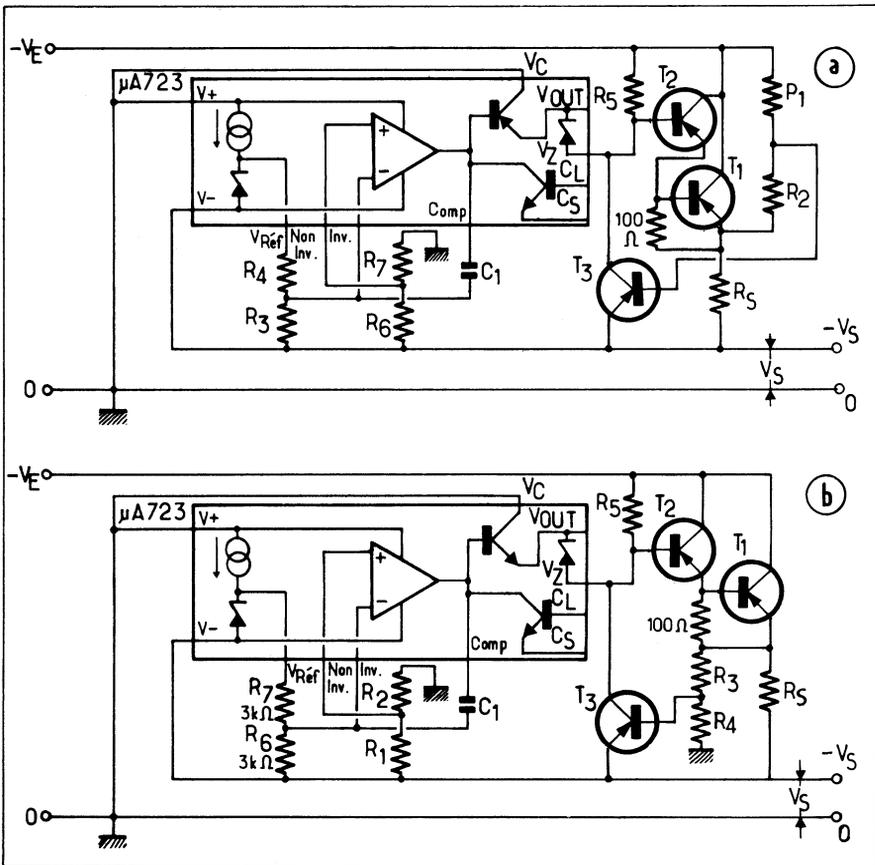


Fig. XIII-15. — Deux exemples de limitation de courant avec rabattement de la caractéristique dans des régulateurs de tension négative mettant en œuvre un circuit intégré du genre 723. Le montage (a) correspond à celui de la figure XIII-12 et permet une annulation quasi totale du courant de court-circuit, tandis que le montage (b) correspond au principe du schéma de la figure XIII-14.

Le schéma de la figure XIII-16-a représente un autre dispositif de limitation du courant de court-circuit. Il ne diffère du montage limiteur de courant de la figure XIII-8 que par l'adjonction du transistor à effet de champ (T.E.C.) en parallèle sur T_2 . La grille de ce transistor à effet de champ étant au potentiel de la masse, tant que la tension de son drain restera supérieure à la tension de pincement (Pinch-off), $V_{GS(off)}$ le TEC restera bloqué et le montage fonctionnera de la même manière que celui de la figure XIII-8. Mais, dès que la tension de sortie tombera à une valeur inférieure à $V_{GS(off)}$, le TEC deviendra conducteur et mettra pratiquement en court-circuit, à travers R_S , base et émetteur du transistor ballast T_1 et le courant débité dans la charge tombera à une valeur très inférieure à I_M . La caractéristique $I_S = f(V_S)$ accuse donc pour une tension voisine de $V_{GS(off)}$ un brusque décrochement (figure XIII-16-b).

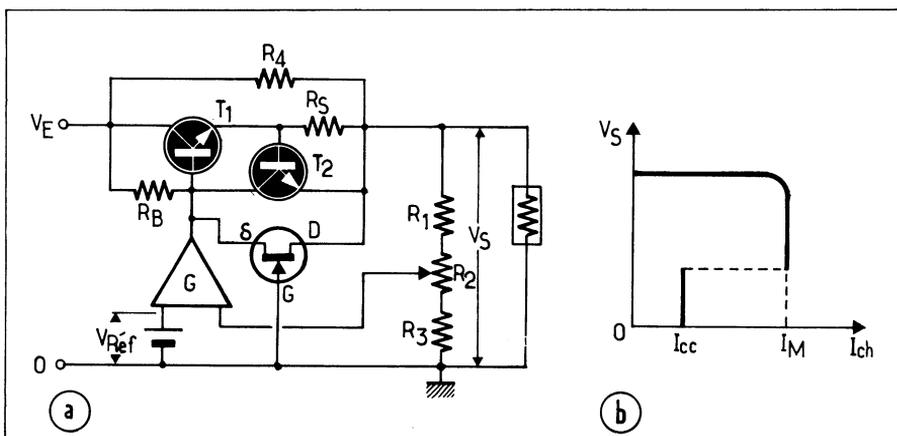


Fig. XIII-16. — L'adjonction d'un transistor à effet de champ et d'une résistance au montage de la figure XX-8 conduit à un délestage pour toute tension de sortie inférieure à la tension de pincement $V_{GS(off)}$ du T.E.C.

Pour que le montage revienne à l'état normal dès la suspension du court-circuit en sortie, il est nécessaire d'appliquer à la sortie une tension au moins égale à la tension de pincement du TEC, c'est le rôle de la résistance R_4 dont la valeur peut être calculée comme suit :

$$R_4 < (V_E - V_{GS(off)}) / V_{GS(off)}$$

C'est pratiquement au courant :

$$I_{R4} = V_E / R_4$$

qu'est égal le courant de court-circuit du montage. Pour que la dissipation dans R_4 pendant la durée des courts-circuits ne soit pas trop importante, il faut que $V_{GS(off)}$ ne soit pas trop inférieure à la tension de sortie du montage. Une valeur :

$$V_{GS(off)} \approx 2 V_S / 3$$

est recommandée.

Les régulateurs intégrés tripolaires comportent un dispositif de limitation de courant interne mais lorsque ces régulateurs sont utilisés avec un ballast extérieur pour accroître le courant de sortie, la limitation de courant n'agit que sur le régulateur intégré lui-même mais nullement sur le transistor ballast. Il faut donc prévoir pour ce dernier une protection spéciale.

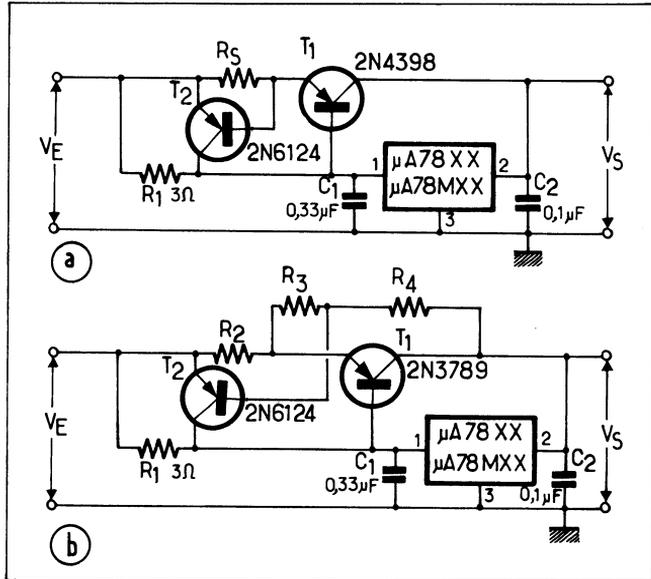


Fig. XIII-17. — Dispositifs de limitation de courant pour un régulateur intégré tripolaire associé à un ballast extérieur (a) caractéristique pseudo-rectangulaire (b) avec rabatement de la caractéristique.

La figure XIII-17 reproduit deux montages destinés à cet effet. Le premier fait appel à un shunt R_S de mesure de courant et à un transistor de limitation T_2 qui court-circuite partiellement la résistance R_1 lorsque la tension aux bornes de R_S dépasse le V_{BE} de T_2 ; on a affaire à une application particulière du limiteur de courant classique.

Le second montage est du type à rabatement de caractéristique. Il n'y a rien de particulier à ajouter le concernant si ce qui a été dit plus haut a été bien compris.

Le montage de la figure XIII-18 est une alimentation à fort courant mettant en œuvre un régulateur intégré tripolaire à tension ajustable associé à un ballast constitué par quatre transistors de puissance en parallèle, et commandés par un transistor auxiliaire. La protection contre les surcharges est assurée par le transistor T_1 dont la base est commandée par la sortie d'un comparateur qui mesure la chute de tension au borne du shunt R_S . Dès que cette tension atteint une valeur dangereuse le comparateur bascule dans l'état « sortie haute ». Ce qui a pour effet de court-circuiter, par l'intermédiaire de T_1 , la résistance d'ajustage de la tension de sortie ($R_1 + R_2$) et par conséquent de faire tomber au minimum (soit environ 1,2 Volt) la tension de sortie de l'ensemble du régulateur (C.I. plus ballast).

Simultanément le transistor T_2 devient conducteur et provoque l'illumination du voyant de surcharge.

Les montages que nous venons d'étudier ont plus spécialement pour but de protéger l'alimentation et accessoirement la charge contre les surcharges, mais il est des cas où c'est surtout la charge que l'on désire protéger, en particulier lors de l'essai de maquettes comportant des composants chers ou difficiles à se procurer. Or, souvent, la gamme d'intensité la plus faible du limiteur de courant reste dangereuse pour le montage en essai.

Le montage que nous allons décrire (fig. XIII-19) a justement pour but la protection de telles maquettes. Il comporte deux gammes de limitation de courant : 5 et 25 mA, mais rien n'empêche d'étendre ces gammes vers le haut ou vers le bas, en agissant sur les valeurs des résistances R_2 et R_3 .

Il s'agit en fait de deux sources à courant constant (alimentation double), constituées par les transistors T_2 et T_7 polarisés par le pont constitué des transistors T_1 , T_5 , T_6 et les résistances R_1 , R_3 , R_4 . Tant que le courant absorbé par l'utilisation est inférieur à celui normalement délivré par les sources à courant constant les transistors T_2 et T_7 présentent une résistance interne relativement faible et leur V_{CE} est faible. Les diodes électroluminescentes LED_1 et LED_2 dont le courant est commandé par les « DARLINGTON » T_3 et

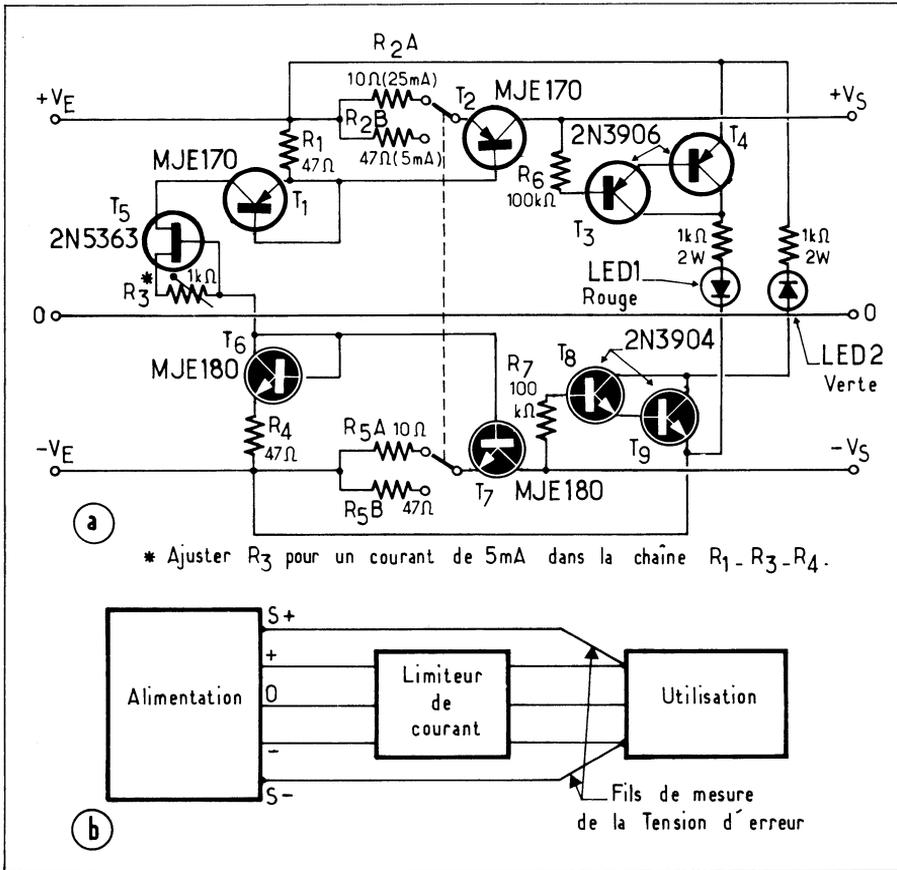


Fig. XIII-19. — Pour la protection des maquettes comportant des composants fragiles ou onéreux, il est bon d'utiliser un limiteur de courant extérieur si la gamme de limitation de l'alimentation ne « descend » pas assez bas (a). Pour conserver une bonne régulation en tension il y a lieu de ramener les bornes de mesure de la tension d'erreur à la sortie du limiteur d'intensité (b).

— CEUX QUI SE RÉARMENT AUTOMATIQUÉMENT DÈS LA DISPARITION DE LA SURCHARGE. En voici quelques exemples :

Dans le montage de la figure XIII-20-a le transistor T_5 normalement bloqué, le ballast constitué par T_1 et T_2 en configuration *Darlington* reçoit son courant de base à travers R_1 . Que, par suite d'une surcharge dangereuse, la tension de sortie vienne à tomber en-dessous d'une valeur critique, le transistor T_4 ne recevra plus un courant de base suffisant pour maintenir T_5 bloqué et une fraction du courant de base de T_2 , d'autant plus importante que la tension de sortie sera plus faible, sera dérivée par T_5 . Donc en cas de court-circuit franc T_5 se sature et $T_1 - T_2$ cessent de conduire. A la disparition du court-circuit le courant, de l'ordre de 30 mA, débite vers la sortie à travers la résistance R_5 suffira pour que le montage se réarme automatiquement. A noter qu'il suffirait d'introduire un poussoir normalement ouvert en série avec R_5 pour que le montage passe dans la seconde catégorie : celle qui nécessite un réarmement manuel.

Dans le second montage (figure XIII-20-b) dès que la tension de sortie tombe à une valeur inférieure à V_Z de D_1 plus V_{BE} de T_2 ce transistor se mettra à conduire, et dérivera vers la sortie le courant de base que le ballast T_1 reçoit à travers R_1 . T_1 cessera donc d'être conducteur. Le rôle du condensateur C_1 est d'accélérer le processus de blocage de T_1 en

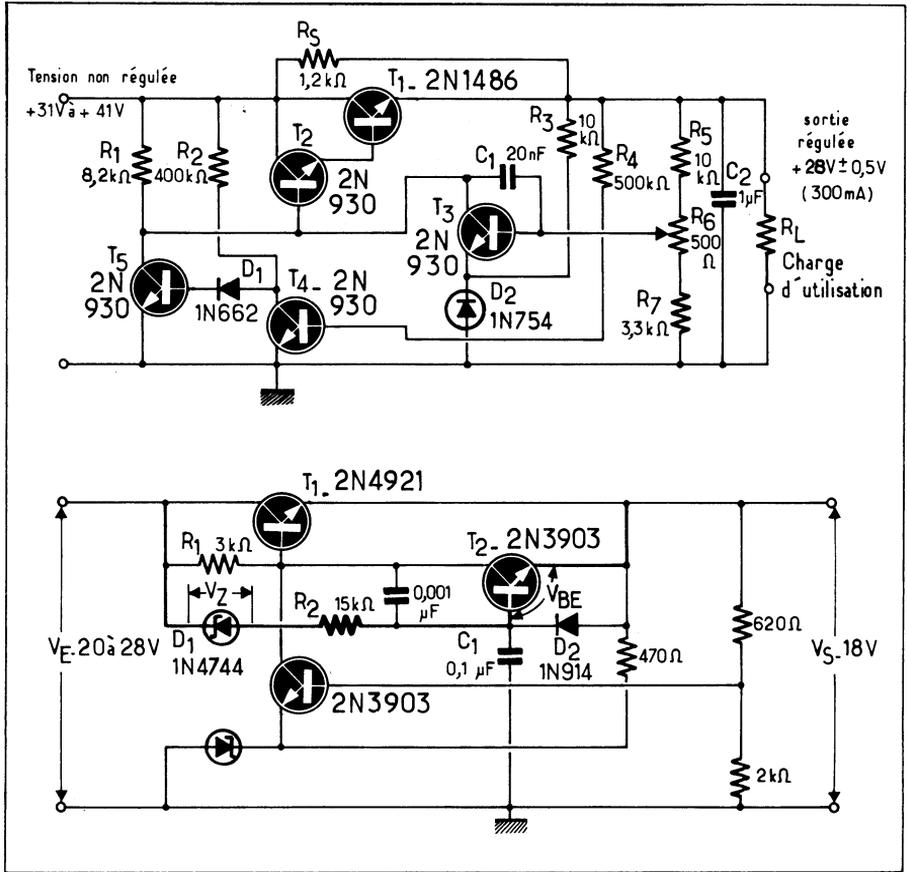


Fig. XIII-20. — Deux exemples de disjoncteurs électroniques à réarmement automatique.

cas de court-circuit et de temporiser la désaturation de T_2 lorsque le court-circuit disparaît, ce qui évitera que la charge des éventuelles capacités des circuits d'utilisation ne provoque un pompage à la mise sous tension. Lorsque C_1 est chargé le circuit de protection s'élimine de lui-même et le régulateur fonctionne normalement.

Le montage suivant (figure XIII-21) est basé sur les propriétés de la diode tunnel dont la caractéristique $I_D = f(V_D)$ est rappelée sur la même figure. En fonctionnement normal la diode se trouvant polarisée dans la zone à faible tension de sa caractéristique, le monostable constitué par T_6, T_7, T_8 est au repos et le ballast ($T_1 - T_2$) reçoit normalement son courant de base à travers R_9 . Si, par suite d'une surcharge, la tension aux bornes du shunt de mesure R_5 dépasse la tension de pic de D_3 , cette diode bascule dans l'état à « forte tension » ce qui aura pour effet de faire basculer le monostable dans l'état T_6 saturé, d'où blocage du ballast et interruption du courant de sortie pendant toute la période de basculement du monostable.

Puis, au bout d'un temps défini par la constante de temps $R_{20} - C_4$ (soit environ 1 à 2 secondes) le monostable reviendra en position repos. Si entre temps le défaut a été éliminé la tension de sortie réapparaîtra avec une constante de temps définie par le circuit de retard ($R_{11} - R_{12} - C_2$) associé aux diodes D_2 et D_4 dont le rôle est de permettre une action rapide de la protection.

Au lieu d'utiliser comme détecteur de surintensité une diode tunnel vraie, on peut réaliser un équivalent à tension de pic ajustable selon le montage de la figure XIII-22.

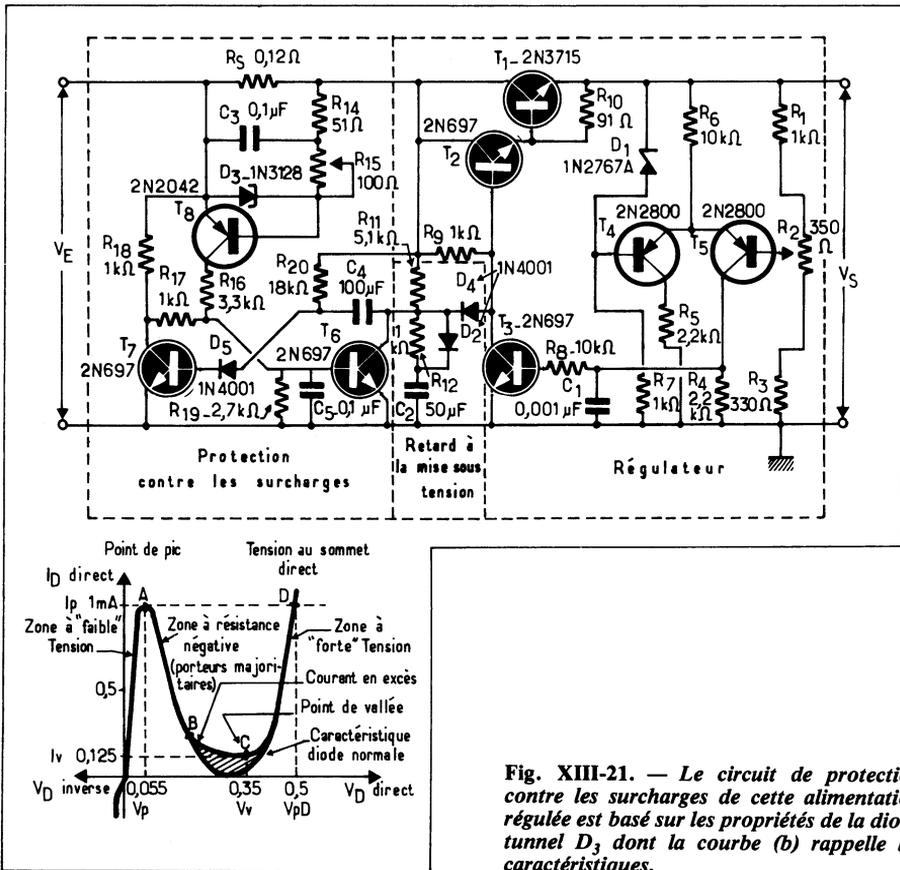


Fig. XIII-21. — Le circuit de protection contre les surcharges de cette alimentation régulée est basé sur les propriétés de la diode tunnel D_3 dont la courbe (b) rappelle les caractéristiques.

Sans entrer dans le détail de son fonctionnement (1), précisons que, pour un courant de polarisation I_0 donné, le courant I_A varie en fonction de la tension appliquée entre les bornes A et B comme celui d'une diode tunnel. En agissant sur le courant de polarisation I_0 , on peut déplacer le point de pic tant du point de vue tension V_p que du courant I_p . Comme le montrent les courbes (b) sur la même figure.

Ce dispositif peut être utilisé pour protection des alimentations régulées en ayant recours au montage (c). La « diode tunnel », convenablement polarisée par un courant constant obtenu à travers une résistance de forte valeur R_2 à partir de la tension de sortie régulée, est branchée en parallèle sur le shunt de mesure du courant R_3 et dérive une certaine fraction de ce courant (I_A) à travers une résistance de protection R_2 .

Tant que ce courant I_A est inférieur à la valeur de pic la tension V_{AB} est faible et le transistor T_2 est bloqué. Le ballast T_1 fonctionne donc normalement. Dès que le courant de pic est dépassé, le courant qui traversait la « diode » s'annule ; c'est donc la totalité de I_{ch} qui va traverser R_5 et provoquer à ses bornes une brusque augmentation de la chute de tension, laquelle provoquera la conduction de T_2 qui dérivera vers la masse de courant de base de T_1 . Ce transistor cessera pratiquement de conduire. Un équilibre s'établira qui maintiendra dans le circuit le courant juste nécessaire au fonctionnement de la protection. Une fois la cause de surcharge éliminée tout rentrera dans l'ordre.

(1) La description complète du fonctionnement de ce dispositif a été publiée dans plusieurs ouvrages. Citons en particulier le Manuel d'Application C.I.L. Sescosem — Tome 2 - Régulateurs de tension, pages 63 à 65, cité en référence bibliographique.

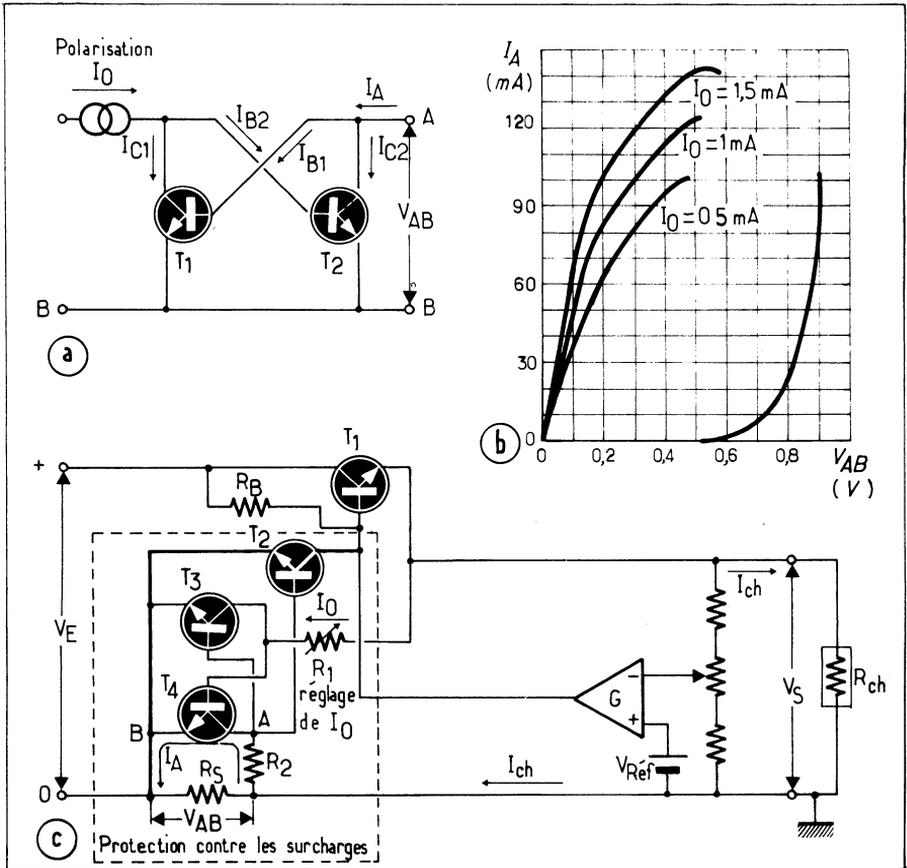


Fig. XIII-22. — Ainsi, associés les transistors T_1 et T_2 constituent l'équivalent d'une diode tunnel dont le point de pic peut être ajusté au moyen du courant de polarisation I_0 (a). En (b) courbe tension-courant d'une telle « diode tunnel » et en (c) schéma de principe de son utilisation pour la protection d'une alimentation régulée. (D'après une documentation Sescosem).

A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure XIII-23 le schéma d'une alimentation à tension élevée (100 Volts) mettant en œuvre ce type de protection avec en (b) sa courbe caractéristique $V_S = f I_{ch}$.

Un autre type de disjoncteur électronique, qui se monte en série avec la source primaire d'alimentation, a été mis au point par les laboratoires *SIEMENS*. Nous en reproduisons le schéma de principe à la figure XIII-24-a.

En fonctionnement normal le transistor T_1 est maintenu à l'état saturé par le courant base qu'il reçoit à travers R_1 ; la tension à ses bornes est de l'ordre de 0,1 à 0,2 Volt, guère plus qu'aux bornes d'un fusible de même calibre. Le transistor T_2 est donc bloqué.

Lorsque croît l'intensité du courant dans la charge, le V_{CE} de T_1 va croître également jusqu'au moment où I_{ch} aura atteint une valeur suffisante pour que T_2 conduise et mette en court-circuit la jonction base-émetteur de T_1 qui va cesser de conduire jusqu'à ce que la cause du court-circuit ait été éliminée. Tout rentrera alors automatiquement dans l'ordre.

Outre sa faible chute de tension en fonctionnement normal, ce dispositif présente l'avantage, une fois monté dans un pont redresseur, de pouvoir fonctionner aussi bien en alternatif qu'en continu. Nous reproduisons à la figure XIII-25 en (a) le schéma de ce dispositif pour la protection d'un montage alimenté en $220 V_{eff}$ et dont le courant de déclen-

chement est de l'ordre de 300 mA. Afin de réduire le courant résiduel après coupure, la résistance R_1 du montage précédent a été remplacée par l'association d'une résistance « normale » et d'une thermistance à coefficient de température positif dont la résistance, très faible en fonctionnement normal, atteint une valeur très élevée (50 k Ω) lorsqu'un courant plus important y provoque une augmentation de température. Le rôle du circuit de retard constitué par C_2 et les diodes D_5 et D_6 est de forcer le transistor T_1 à conduire le premier à la mise sous tension.

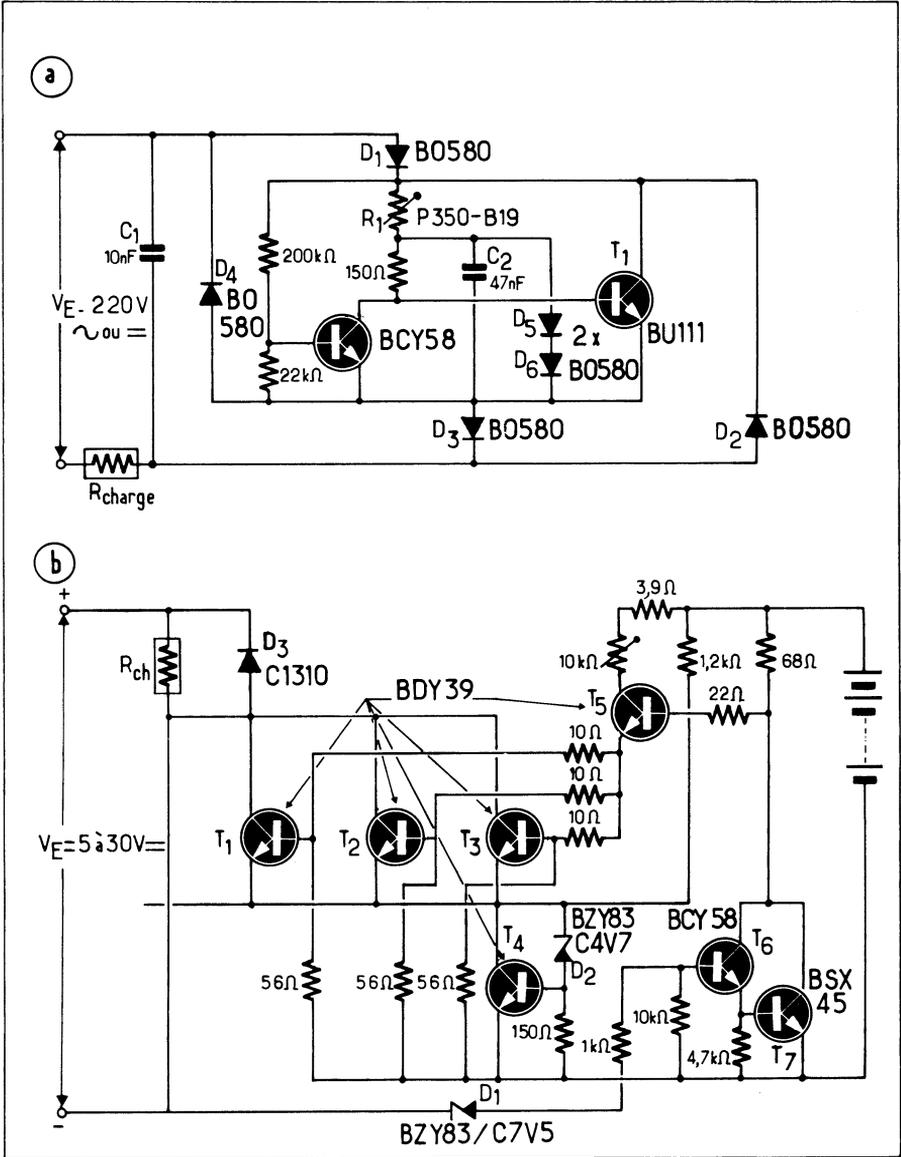


Fig. XIII-25. — Deux applications du schéma de principe de la figure XIII-24 (a) « Fusible » 220 V - 300 mA pouvant fonctionner aussi bien en alternatif qu'en continu grâce au pont de diode D_1 à D_4 et (b) Version fort courant (20 A) qui nécessite une alimentation auxiliaire (Document Siemens).

Fig. XIII-26. — Schéma de principe d'une protection par bistable. En fonctionnement normal T_2 est bloqué. Toute surcharge dangereuse provoque le basculement du bistable et la saturation de T_2 , ce qui entraîne le blocage du transistor ballast T_1 .

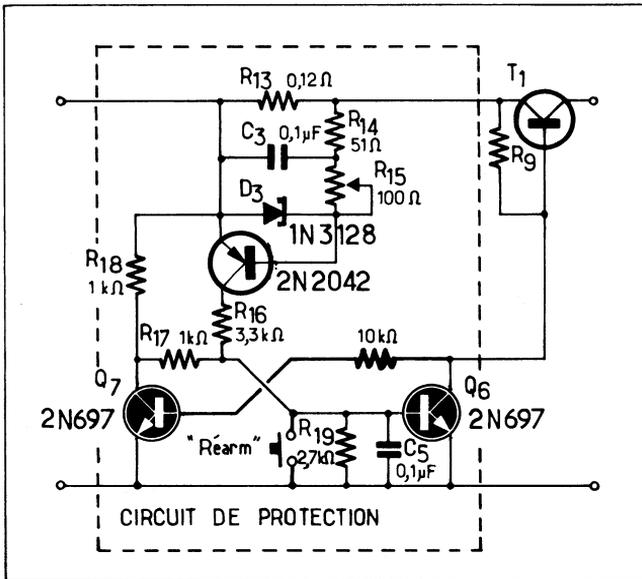
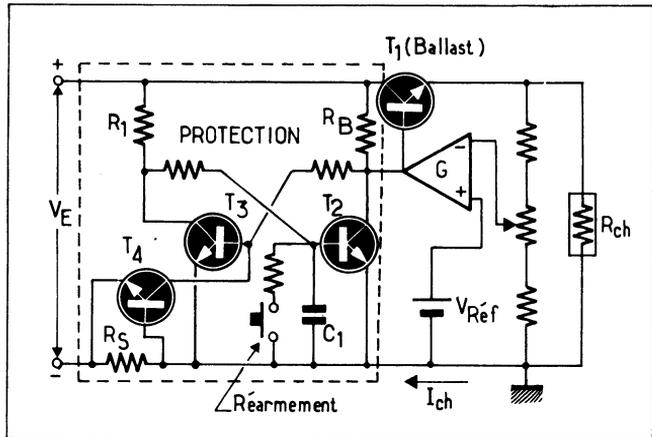


Fig. XIII-27. — Ainsi modifié, le schéma de la figure XIII-21 fonctionnera en réarmement manuel.

En (b) sur la même figure, on trouve le même dispositif adapté à la coupure d'un courant élevé dans un circuit à faible tension. Les transistors T_1 à T_3 constituent l'organe de commutation tandis que T_5 , T_6 et T_7 jouent le même rôle que T_2 dans le schéma de principe de la figure XIII-24. Quant à T_4 associé à la diode de ZENER, D_2 , il a pour rôle de fournir une tension stabilisée qui vient s'ajouter en série avec le V_{CE} de T_1 à T_3 , afin de permettre un déclenchement rapide et franc pour un V_{CE} relativement faible (3 Volts).

— MONTAGES QUI NÉCESSITENT UN RÉARMEMENT

Dans les montages à réarmement automatique le courant de sortie n'est jamais complètement interrompu mais est ramené à une valeur très faible non dangereuse pour l'alimentation et les circuits d'utilisation évitant ainsi les pannes « en cascades ».

Nous allons maintenant examiner quelques montages qui, interrompant totalement le courant de sortie, demandent à être réarmés après élimination du défaut.

Revenons au montage de la figure XIII-18 dans lequel la chute de tension aux bornes du shunt de mesure R_S commande le basculement d'un comparateur ; il suffit d'appliquer audit comparateur un taux suffisant de réaction positive pour le transformer en bistable qui bloquera le transistor ballast dès que la chute de tension aux bornes de R_S dépassera la valeur de consigne. Il faudra pour réarmer le montage, soit interrompre la boucle de réaction, soit appliquer une tension positive sur l'entrée « + » du comparateur. Le schéma de principe de ce montage ainsi que son application à une alimentation régulée équipée d'un circuit intégré μA 723 sont représentés à la figure XIII-28-b.

Un autre dispositif de protection contre les surcharges pourrait consister à surveiller la tension aux bornes du transistor ballast au moyen de la LED d'un photocoupleur qui

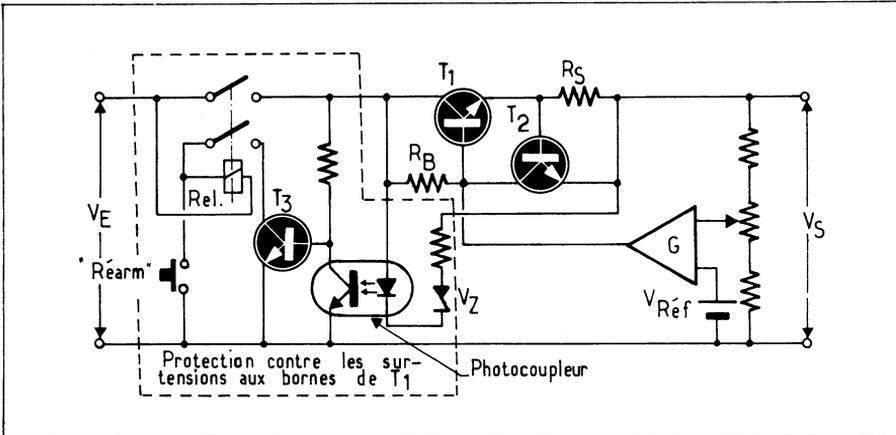


Fig. XIII-29. — En cas de surcharge dangereuse, la tension aux bornes du transistor ballast T_1 dépasse la valeur de consigne égale à la somme de la tension de la diode de Zener et de la chute de tension directe aux bornes de la diode électroluminescente du photocoupleur. Cette L.E.D. s'allume alors et provoque le blocage de T_3 et l'ouverture du relais. Comme celui de la figure XIII-8 le fonctionnement de ce montage peut être retardé pour éviter les déclenchements intempestifs à la mise sous tension.

provoquerait l'ouverture d'un relais rapide en cas de dépassement d'une valeur de consigne (figure XIII-29). En cas de surcharge dangereuse, la diode s'allume et provoque par l'intermédiaire de T_1 l'ouverture des contacts du relais.

Un inconvénient de ce type de protection est qu'il a la fâcheuse tendance à déclencher à la mise sous tension sur charge capacitive. La parade consiste en une montée progressive de la tension de sortie. Nous en avons déjà trouvé un exemple à la figure XIII-21, en voici un autre (figure XIII-30).

Voici comment ça fonctionne. Dès qu'apparaît la tension à la sortie de T_1 , le condensateur C_1 se charge à travers R_1 et la jonction base-émetteur T_2 . Ce transistor conduit donc presque instantanément. Ce qui a pour effet de limiter le courant de base de T_1 et par conséquent son courant d'émetteur. Puis au fur et à mesure que la tension aux bornes de C_1 augmente son courant de charge diminue et par conséquent le courant de base de T_2 dont le collecteur dérivera vers la masse une fraction de plus en plus faible du courant base de T_1 .

Ainsi, la tension de sortie s'élèvera selon une loi :

$$d_{Es} / d_t = C_1 R_2 / V_{BE} = \approx C_1 R_2 / 0,6$$

Nous reproduisons en (b) sur la même figure, le schéma d'une alimentation régulée à montée de la tension de sortie programmée au moyen de ce dispositif.

Un autre dispositif de protection, mis au point par *SIEMENS*, consiste à monter en série deux alimentations :

— l'alimentation principale, non régulée, qui fournit la plus grande partie de la tension de sortie, et une alimentation régulée qui compensera simplement les variations de l'alimentation principale.

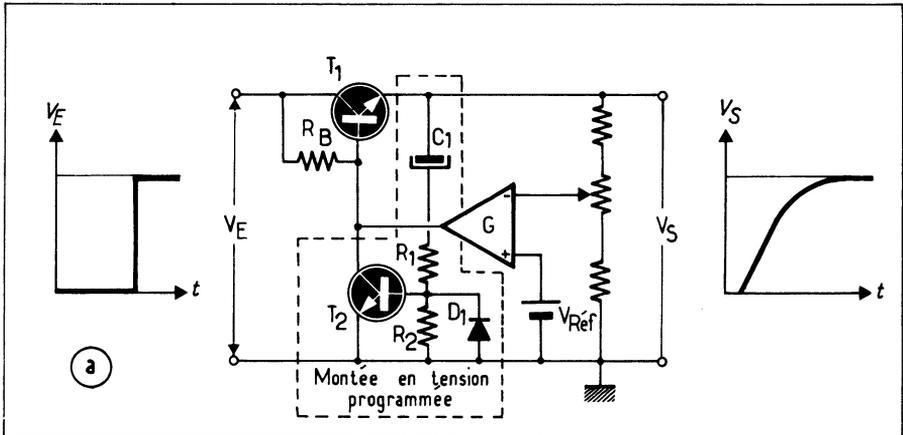


Fig. XIII-30-a. — Pour éviter les déclenchements intempestifs des protections, la vitesse d'apparition de la tension de sortie du régulateur peut être ralentie grâce à ce dispositif. A la mise sous tension, le courant de charge du condensateur C_1 sature T_2 qui bloque T_1 lequel se débloque progressivement au fur et à mesure que décroît le courant de charge.

En fonctionnement normal (figure XIII-31-a), les deux alimentations fonctionnent en série et la diode D_1 est bloquée. En cas de court-circuit, le limiteur d'intensité constitué par la résistance R_S et le transistor T_2 bloquent le transistor ballast. L'alimentation régulée est mise hors circuit et seule l'alimentation principale débite sur le court-circuit (figure XIII-31-b) ce qui a pour effet de provoquer la coupure du fusible. On trouvera à la figure XIII-31-c un exemple d'application de ce dispositif à une alimentation 270 V - 0,8 A pour téléviseur.

Dans ce type de montage il y a lieu de brancher le secondaire du transformateur T_R d'alimentation de la tension régulée dans le sens qui introduit le taux d'ondulation minimal.

LE CAS PARTICULIER DES ALIMENTATIONS DES ALIMENTATIONS ET REDRESSEURS A DÉCOUPAGE

De par leur principe même, les alimentations et régulateurs à découpage ne peuvent être protégés contre les surcharges de la même manière que les alimentations linéaires. Dans ces dernières, on l'a vu, c'est sur le courant collecteur du transistor régulateur que l'on agit. Ici, il n'en est pas question car ce transistor fonctionnant en bloqué-saturé, il ne faut en aucun cas lui permettre d'entrer dans la zone de fonctionnement linéaire sous peine de le voir rapidement détruit. Sur quoi faut-il donc agir ? Sur le même paramètre que pour réguler tension ou courant : sur le rapport cyclique du signal de découpage en évitant soigneusement que l'oscillation cesse en cas de court-circuit, à moins que l'on ne soit certain que cela se fera en l'état bloqué du transistor de commutation. Cela dit, précisons encore que les caractéristiques pseudo-rectangulaires et « rabattues » peuvent également être obtenues dans ce type de protection, comme pour celles des régulateurs linéaires.

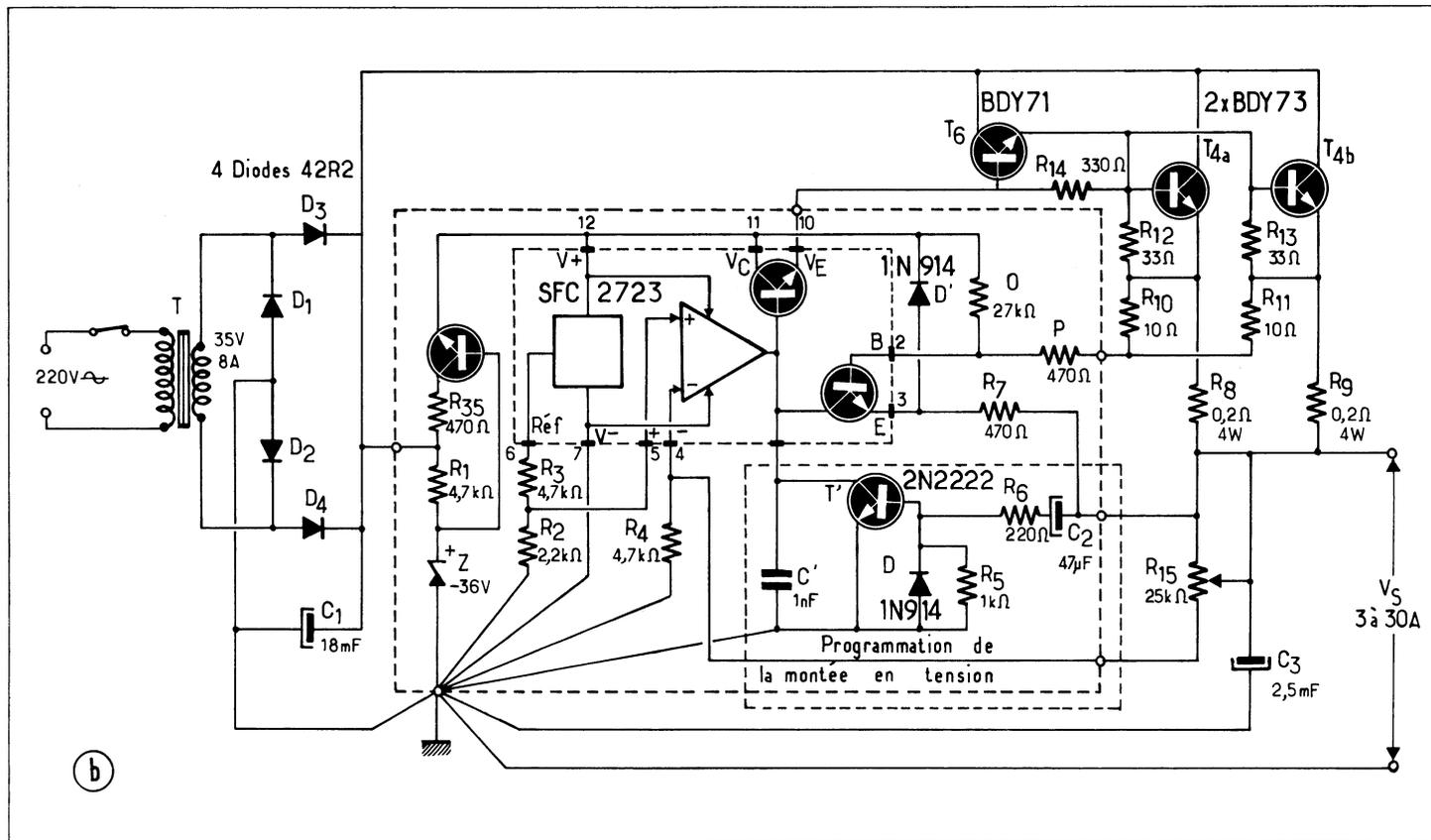


Fig. XIII-30-b. — Exemple d'alimentation régulée mettant ce dispositif en application.

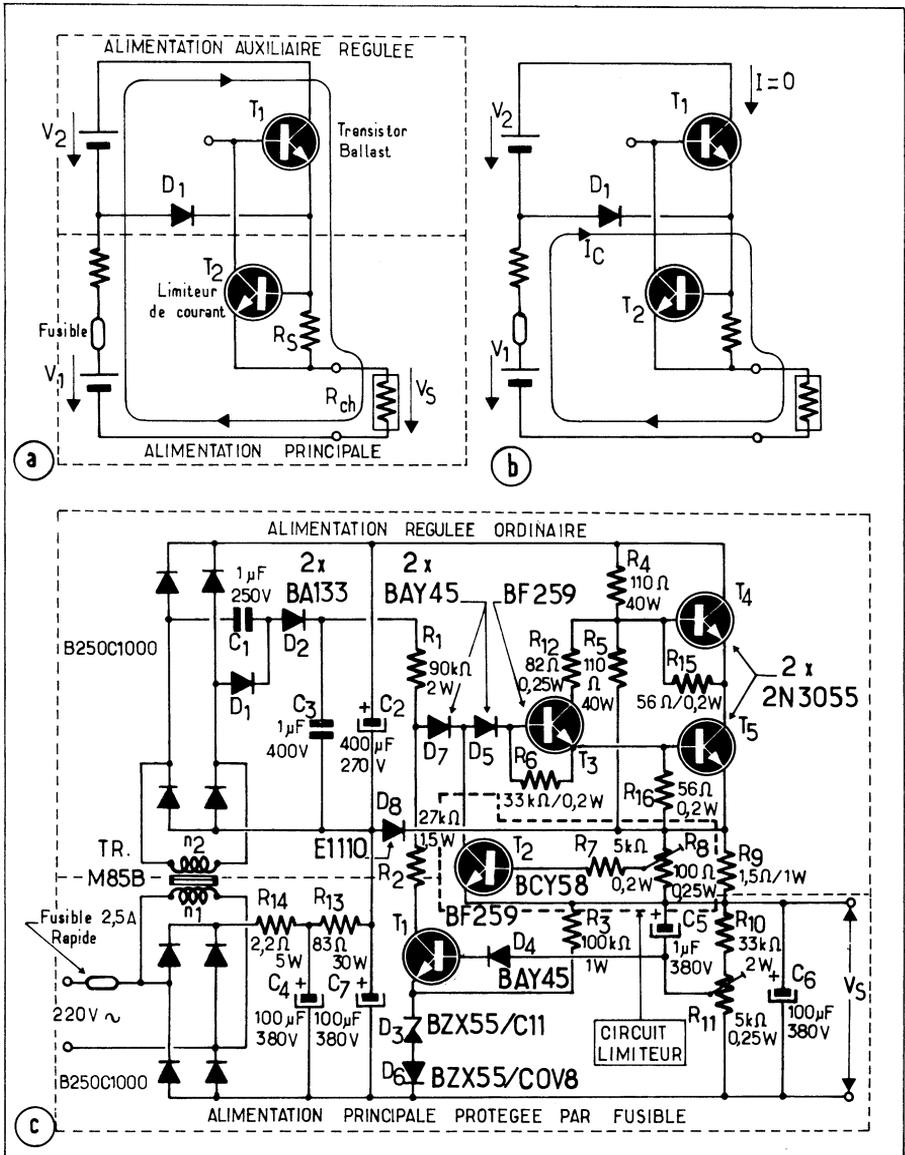


Fig. XIII-31. — Séparation des fonctions: la source principale V_1 est protégée par fusible tandis que la source auxiliaire V_2 s'occupe de la régulation (a). En cas de surcharge le transistor T_2 bloque le ballast de la source régulée. Le courant se referme alors par la diode D_1 , V_2 dont le transistor ballast est le point fragile est éliminé et V_1 en débitant sur le court-circuit provoque la coupure du fusible (b). En (c) exemple d'application à une alimentation de téléviseur.

Donc, il faut agir sur le rapport cyclique du signal de commutation. Cela peut s'effectuer soit en agissant directement sur l'oscillateur pilote, soit au niveau du transistor de puissance.

Au niveau de l'oscillateur, dans un montage du type auto-oscillant, cela revient à modifier la boucle de contre-réaction qui assure la régulation en tension lorsque la chute de tension créée par le passage du courant de sortie dans le shunt de mesure R_S atteindra une valeur critique. C'est ce qui se passe dans le montage de la figure XIII-32 dans laquelle le transistor T_3 devient conducteur dès que le courant de collecteur du transistor de commutation T_2 atteint une valeur telle que la chute de tension aux bornes du shunt R_S atteinte un V_{BE} . Un courant supplémentaire est alors injecté dans le diviseur de tension $R_1 - R_2$ (de la même manière que si la tension de sortie avait eu tendance à croître), ce qui a pour effet de modifier la fréquence et le rapport cyclique de l'oscillation dans le sens diminution de la tension de sortie. Le montage continuera à osciller même avec la sortie en court-circuit, grâce à la réaction positive apportée par la résistance R_1 sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur d'erreurs (broche 5 du LM 105). Les courbes $U_S = f(I_{ch})$ et $I_E = f(I_{ch})$ de ce montage sont reproduites en (c et d) sur la même figure. Ce montage peut être amélioré selon le schéma de la figure XIII-33 dans lequel le shunt de mesure R_M est placé en aval de l'inductance. Ce qui élimine l'influence du courant qui traverse la diode de «roue libre» D_1 . De plus, le courant injecté au diviseur de tension $R_1 - R_2$ est fourni par le transistor à courant constant T_4 qui se trouve débloqué à chaque fois que la chute de tension aux bornes de R_S dépasse le V_{BE} du transistor T_3 .

Dans les montages comportant un oscillateur pilote, c'est généralement soit au niveau du comparateur, soit directement à celui de la commande du transistor de commutation que l'on agit. On sait que le courant collecteur de ce transistor s'élève selon une courbe sensiblement linéaire. C'est donc l'allure d'une rampe qu'affecte la chute de tension aux bornes de la résistance de mesure R_S . Il suffit donc de comparer cette rampe avec une valeur de consigne de manière à bloquer prématurément le transistor de commutation pour atteindre le but poursuivi (figure XIII-34).

Dans la pratique, les choses se passent d'une manière beaucoup plus simple. Le comparateur est souvent réduit à un simple transistor, tandis que la tension de référence n'est autre que le V_{BE} dudit transistor. C'est le cas, par exemple, du régulateur à découpage de la figure XIII-35 qui met en œuvre un régulateur intégré $\mu A 723$ dont le transistor de limitation de courant dérive vers la sortie le courant de base du transistor de commutation aussitôt que la tension entre sa base et son émetteur dépasse 0,65 Volts environ. Cette tension est égale à la différence entre la chute de tension aux bornes de R_S et de celle aux bornes de la résistance R_9 du diviseur $R_8 - R_9$:

$$V_{(Limit.)} = V_{R_S} - [(V_E - V_S) R_9] / (R_8 + R_9)$$

soit avec les valeurs données à R_8 et R_9

$$V_{(Limit.)} = V_{R_S} - [(V_E - V_S) / 100]$$

équation dont on peut tirer l'intensité pour laquelle le circuit de protection fonctionnera :

$$I_{(Limit.)} = V_{(Limit.)} / R_S + [(V_E - V_S) / 100 R_S]$$

Les résistances R_8 et R_9 se trouvant dans la boucle de réaction positive d'entretien de l'oscillation, le circuit continue à osciller même en cas de court-circuit franc.

Les diodes D_2 et D_3 placées tête-bêche entre les entrées du comparateur ont pour but de les protéger contre les risques de tension excessive entre les 2 entrées.

C'est le même principe qui est appliqué pour la protection du convertisseur continu-continu construit autour du circuit intégré SG. 1524 de la figure XIII-36.

La disposition interne du circuit de détection de surintensité de ce C.I. (en (b) sur la même figure) et qui permet d'obtenir une faible tension de seuil (0,2 Volt au lieu de 0,65

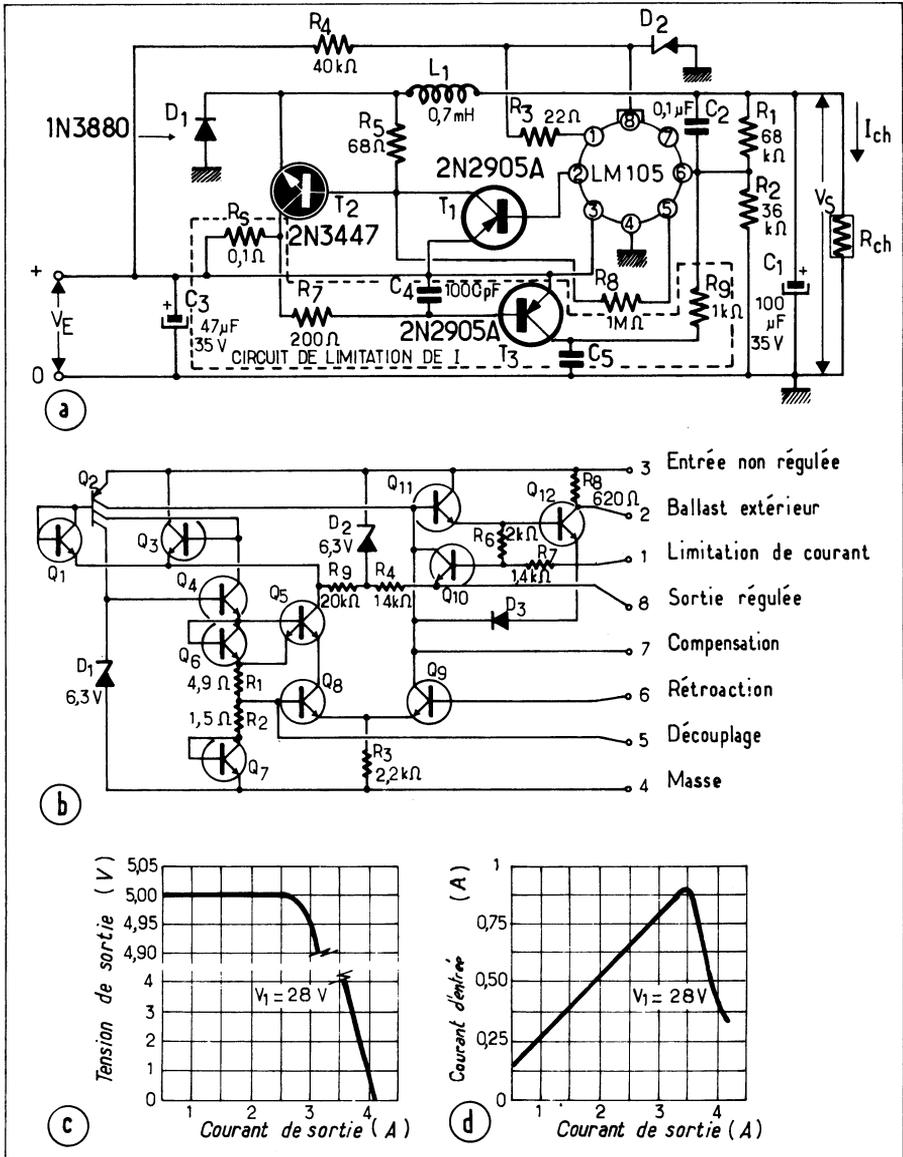


Fig. XIII-32. — Dans un régulateur à découpage auto-oscillant, c'est en modifiant la boucle de la régulation lorsque la chute de tension critique est atteinte aux bornes du shunt de mesure R_S , que l'on parvient à limiter le courant de court-circuit. C'est le transistor T_3 associé au shunt R_S qui joue le rôle (a). En (c) courbe $V_S = f(I_{ch})$ et en (d) courbe $I_E = f(I_{ch})$ du montage. Pour faciliter la compréhension du montage nous avons rappelé en (b) le schéma de principe du LM 105.

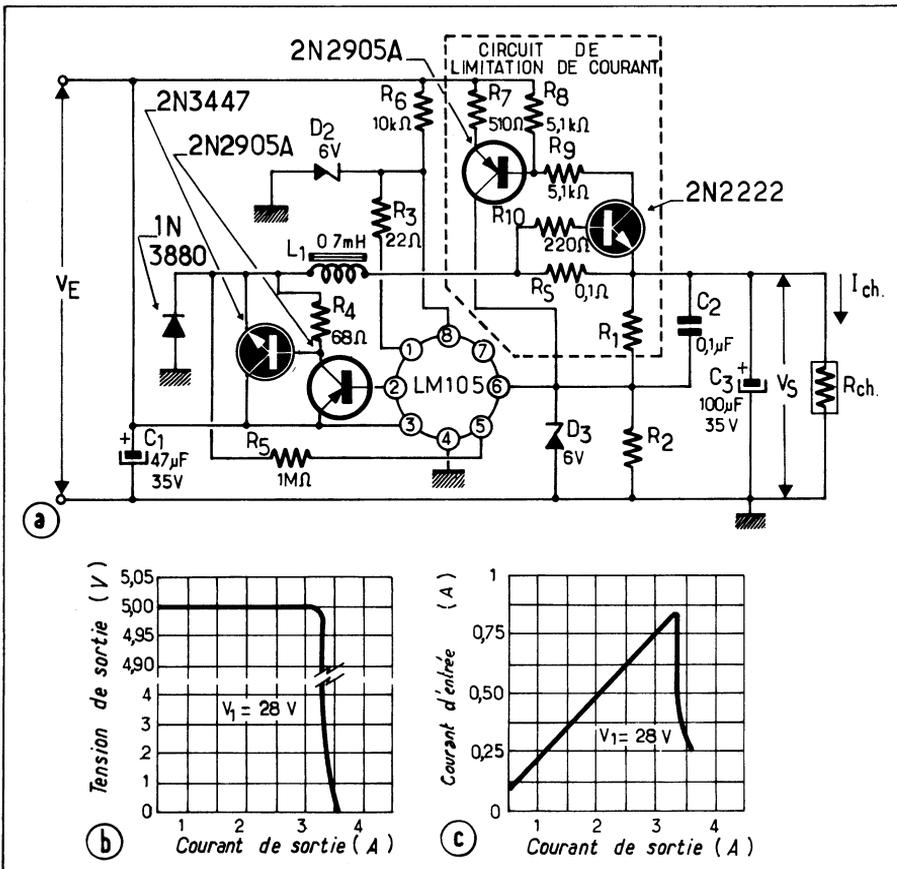


Fig. XIII-33. — Une amélioration au montage précédent : la résistance de mesure R_S est placée en aval de l'inductance du filtre — ce qui élimine l'influence du courant qui traverse la diode de « roue libre » D_1 — et le courant fourni au diviseur $R_1 - R_2$ est fourni par le transistor à courant constant T_A . Comparer les courbes (b) et (c) avec celles de la figure précédente.

avec un simple transistor) est telle qu'il est indispensable de placer le shunt de mesure du courant dans le circuit de retour, ce qui n'est que rarement un inconvénient.

Dans les alimentations à découpage à isolement du secteur, c'est généralement aussi un principe analogue qui est utilisé. Dans ces montages, il n'est pas rare que ce soit un ou des thyristors qui soient utilisés pour limiter le temps de conduction du ou des transistors de commutation. Dans les montages de fortes puissances, on a souvent recours à une double protection (figure XIII-37), l'une comportant une légère temporisation, agit comme précédemment sur le temps de conduction du transistor tout comme dans les exemples précédents (thyristors Th_1) et la seconde, à action rapide, réduit à zéro la tension de référence lorsqu'un second seuil — qui correspond à une limite absolue d'intensité — est atteint.

Certaines alimentations à découpage comportent un dispositif de démarrage progressif pour éviter une charge trop brutale des condensateurs chimiques. Il est alors possi-

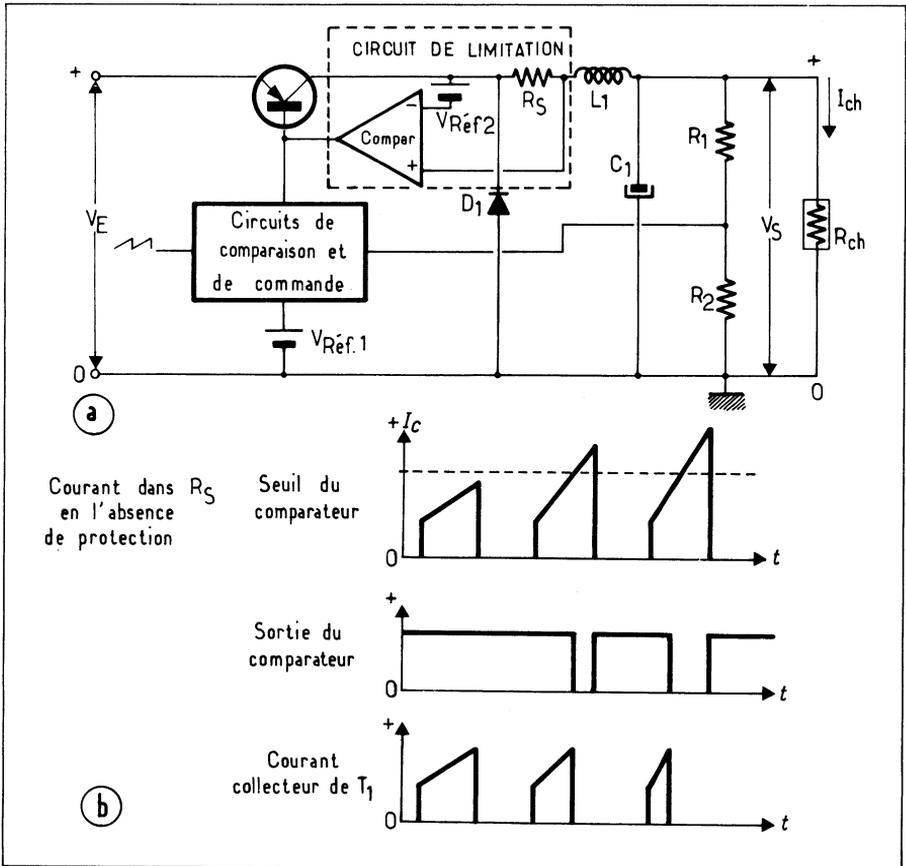


Fig. XIII-34. — Schéma théorique d'une limitation de courant agissant sur la durée de conduction du transistor de commutation T_1 (a) et son diagramme de fonctionnement (b).

ble de combiner le circuit de protection contre les surcharges avec ce dispositif, c'est par exemple le cas dans l'alimentation à découpage mise au point par *SIEMENS* et dont nous reproduisons le schéma à la figure XIII-38.

En fonctionnement normal, le montage auto-oscille à une fréquence de l'ordre de 20 kHz. En cas de court-circuit, la tension aux bornes de l'enroulement de contre-réaction ($m-n$) «s'écroule». Puisque c'est cette tension qui, une fois redressée, fournit la polarisation négative de blocage du thyristor Th_1 , ce semi-conducteur passe à l'état conducteur et interdit l'oscillation du montage. Toutefois, toutes les 20 ms, une impulsion d'une durée de 5 ms environ prélevée au réseau 50 Hz par le circuit de démarrage (en trait renforcé sur le schéma) débloque le transistor qui fournit les quelques impulsions nécessaires à l'entretien, tout en réduisant à une très faible valeur le courant de court-circuit.

Bien que ceci ne soit pas le propos de ce paragraphe, remarquons que le montage comporte également un dispositif de protection contre les surtensions (encadré sur le schéma) qui, en cas de défaillance du dispositif normal de régulation, interdit aux tensions de sortie du montage de dépasser de plus de 10% la valeur de consigne.

Une bonne solution pour protéger les alimentations à découpage — tout comme celle à fonctionnement linéaire du reste — consiste à bloquer le transistor de commutation dès qu'une intensité dangereuse est détectée. Un montage disjoncteur électronique classique peut être employé, mais on peut profiter de ce que le courant d'entrée est «pulsé» pour remplacer le shunt de mesure R_S par un transformateur d'intensité (T.I.).

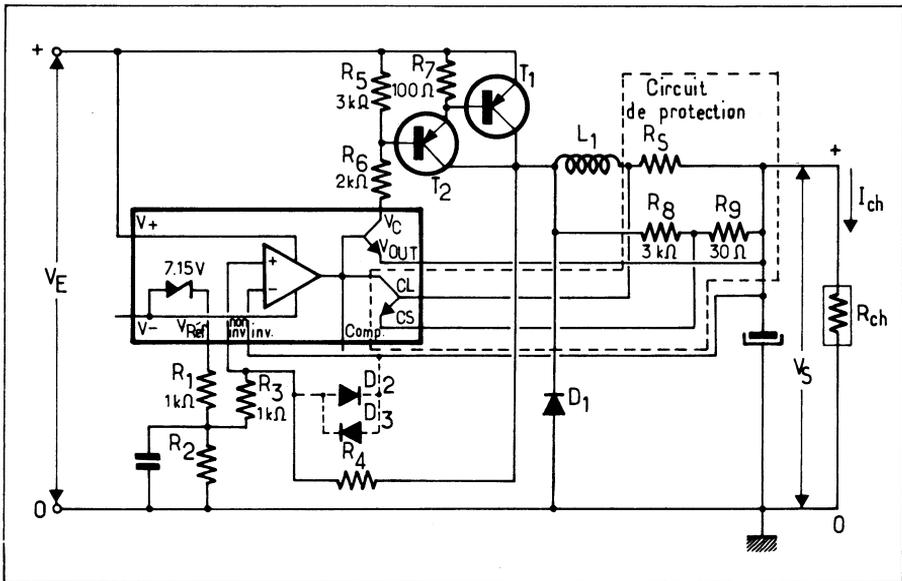


Fig. XIII-35. — Dans ce régulateur à découpage le transistor de commande interne du μA 723 est bloqué par le transistor de détection de surintensité dès que la différence entre la chute de tension aux bornes de R_5 et de celle aux bornes de R_9 dépasse un V_{BE} .

C'est ce qui se passe dans le dispositif de protection du régulateur de tension négative de la figure XIII-39. Le transformateur d'intensité est constitué par un petit tore de ferrocube sur lequel ont été bobinés quelques tours de fil (dont le nombre dépend de l'intensité maximale pour laquelle on veut protéger le montage), tore qui est simplement enfilé sur la connexion d'émetteur du transistor de commutation T_1 . Une fraction de la tension alternative recueillie au secondaire de ce T.I. est appliquée à la gâchette du thyristor Th_1 qui amorcera dès que cette tension — proportionnelle au courant d'émetteur du transistor — dépassera un seuil ajusté au moyen du potentiomètre P. Le signal de commande issu du circuit de commande — ici un SFC 2300 — sera alors partiellement court-circuité à travers Th_1 et R_6 . Pour réenclencher le disjoncteur électronique ainsi réalisé il suffira d'appliquer à la cathode du thyristor une impulsion positive en déchargeant le condensateur C_3 dans la résistance R_6 . Pour ce faire, on basculera l'inverseur K_1 de la position «A» qui permet la charge du condensateur C_3 en régime normal vers la position «B».

PROTECTION DE LA CHARGE CONTRE LES SURTENSIONS

Dans une alimentation régulée, différentes causes accidentelles peuvent provoquer l'apparition en sortie d'une tension nettement supérieure à la valeur de consigne; ce dont il peut résulter des conséquences catastrophiques pour la charge. Cette surtension doit être détectée et éliminée dès son apparition.

Le dispositif le plus généralement utilisé à cet effet est celui connu sous le nom de *crow-bar* (1) dont la figure XIII-40 donne le schéma de principe. Un dispositif plus ou moins élaboré détecte la surtension — par comparaison avec une source de référence — et commande la conduction d'un thyristor qui court-circuite la sortie de l'alimentation. Ce qui aura pour effet, ou bien de faire fonctionner le dispositif de limitation de courant, ou bien de provoquer la coupure du fusible ou le déclenchement du disjoncteur de protection.

(1) Traduction littérale: « pince-monseigneur » (?!). Nous ne connaissons personnellement pas à ce dispositif de dénomination courante en français.

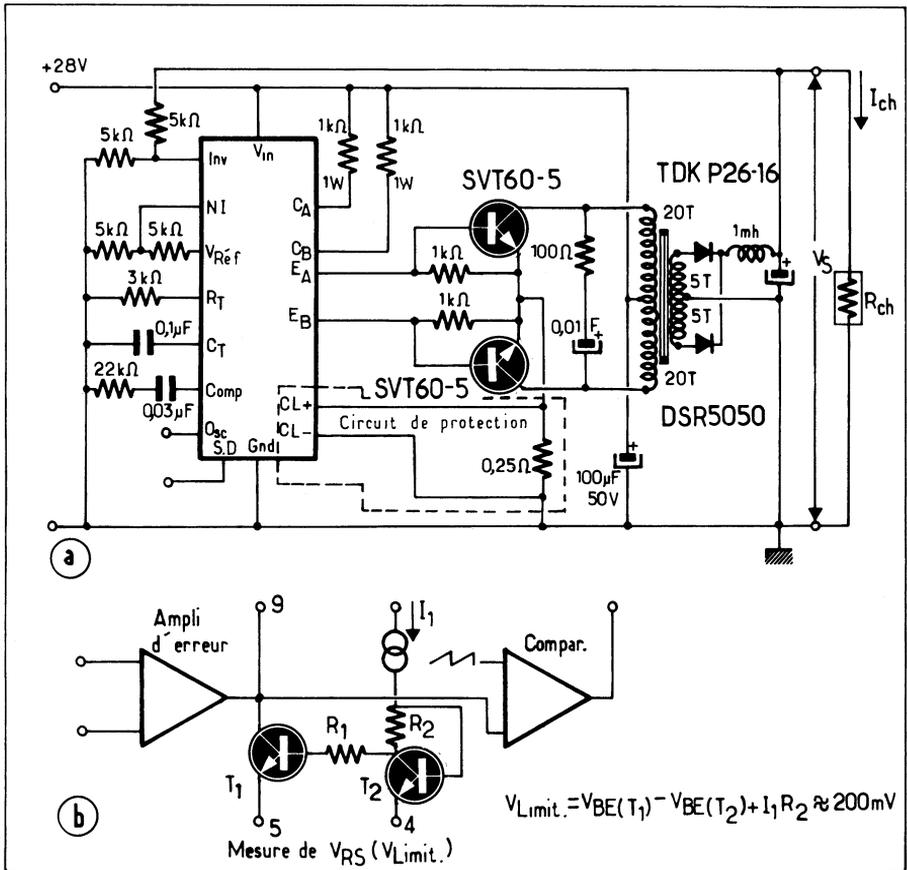


Fig. XIII-36. — C'est un principe analogue à celui du montage de la figure précédente qui est appliqué pour la protection de ce convertisseur continu-continu. Nous rappelons en (b) le schéma de principe de la détection de surintensité du C.I. SG 1524 qui équipe ce montage. (Document Silicon General).

Nous sommes volontairement restés très vagues dans cette description ; voici pourquoi. Les causes de la surtension en sortie peuvent être multiples :

— ce peut être un défaut au niveau de la source de référence qui monte brusquement à la valeur de la tension d'entrée provoquant l'élévation de la tension de sortie. Défaut à la vérité fort rare mais dont l'éventualité n'est pas à éliminer totalement ;

— le défaut peut se produire dans le pont de mesure de la tension de sortie (coupure de la résistance « de pied » du diviseur de tension, ou défaut d'un transistor de l'amplificateur d'erreur ;

— court-circuit du transistor de régulation (ballast ou transistor de commutation d'une alimentation réglée à découpage). Dans ce cas la limitation de courant, à moins qu'elle se situe *en amont* du transistor fautif, sera inopérante.

Ces causes de défauts vont nous donner de précieuses indications sur ce qu'il faut faire et ce qu'il vaut mieux éviter dans l'installation d'un *crow-bar*.

Comme la surtension provoquée par une brusque augmentation de la tension de référence n'est pas à exclure systématiquement, il est préférable d'utiliser pour le *crow-bar* une source de référence séparée. On recommande même d'alimenter l'ensemble des

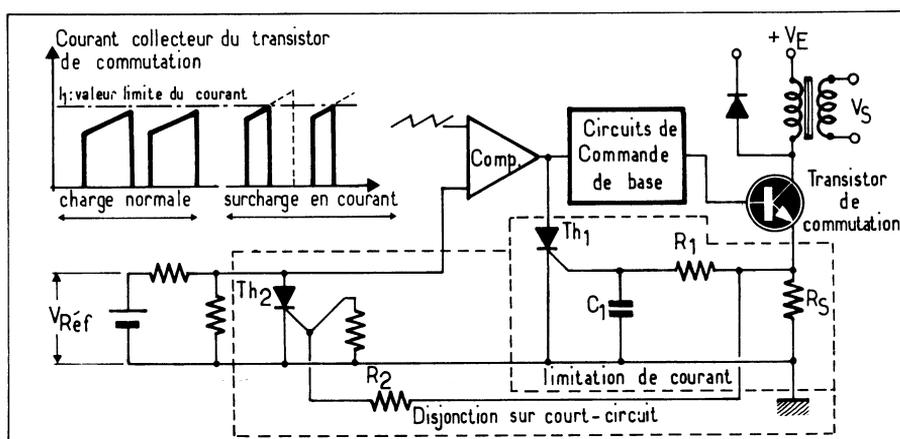


Fig. XIII-37. — Toujours le même principe de limitation de la durée de conduction du transistor de commutation mais cette fois-ci c'est le thyristor Th_1 qui constitue à la fois le détecteur de surintensité et l'organe de bloquage du transistor. Le thyristor Th_2 provoque l'arrêt complet du fonctionnement du convertisseur, en court-circuitant la tension de référence, lorsqu'un second seuil est atteint.

circuits de détection du *crow-bar* à partir d'un enroulement séparé du transformateur d'alimentation.

Où placer le thyristor? (fig. XIII-41).

Très souvent ce thyristor est placé aux bornes de sortie de l'alimentation régulée (figure XIII-40).

Est-ce une bonne solution?

Oui et non ... Oui, si la panne n'est pas provoquée par un court-circuit du transistor de régulation, car, dans ce cas, le dispositif de régulation de courant fonctionnera automatiquement.

Non, si c'est la panne que nous venons d'évoquer qui se produit, à moins que la limitation de courant soit obtenue par un circuit annexe disposé en amont du transistor de limitation (c'est là en particulier que le schéma de la figure XIII-11 dans lequel l'illumination de la diode électroluminescente placée en série avec le collecteur du transistor de commande du circuit de limitation de courant déclenche l'ouverture d'un relais ou encore du montage de la figure XIII-29).

En l'absence de cette sécurité en amont du transistor de régulation la conduction du thyristor provoquera-t-elle à coup sûr la fusion d'un fusible installé, comme c'est la coutume, en série avec le primaire du transformateur d'alimentation? Peut-être oui, peut-être non. Pourquoi?

Dans une alimentation à tension fixe régulée par ballast série, les constructeurs s'arrangent généralement pour que, dans les plus mauvaises conditions (tension secteur minimale et charge en sortie maximale) la chute de tension aux bornes du ballast soit aussi faible que le permet le bon fonctionnement de l'appareil. Ce qui fait que le court-circuit provoqué par la conduction du thyristor n'est que partiel puisque le circuit comportera en série les différentes résistances et impédances: impédance de fuite du transformateur, résistance de ses enroulements ramenée au primaire, résistance interne des redresseurs et du thyristor, chute de tension à leurs bornes, résistance du câblage (figure XIII-42). Si bien que, sur une alimentation basse tension en particulier, le courant au primaire du transformateur n'aura pas pu doubler.

Or, à moins que l'alimentation comporte un pré-régulateur à montée progressive, à la mise sous-tension, l'appel de courant pour la charge des condensateurs est du même ordre de grandeur que le courant de court-circuit et le fusible est calibré de manière à ne pas fondre à chaque mise sous tension, soit généralement environ une fois et demie à deux fois le courant nominal à pleine charge. Comme les calibres des fusibles normalisés

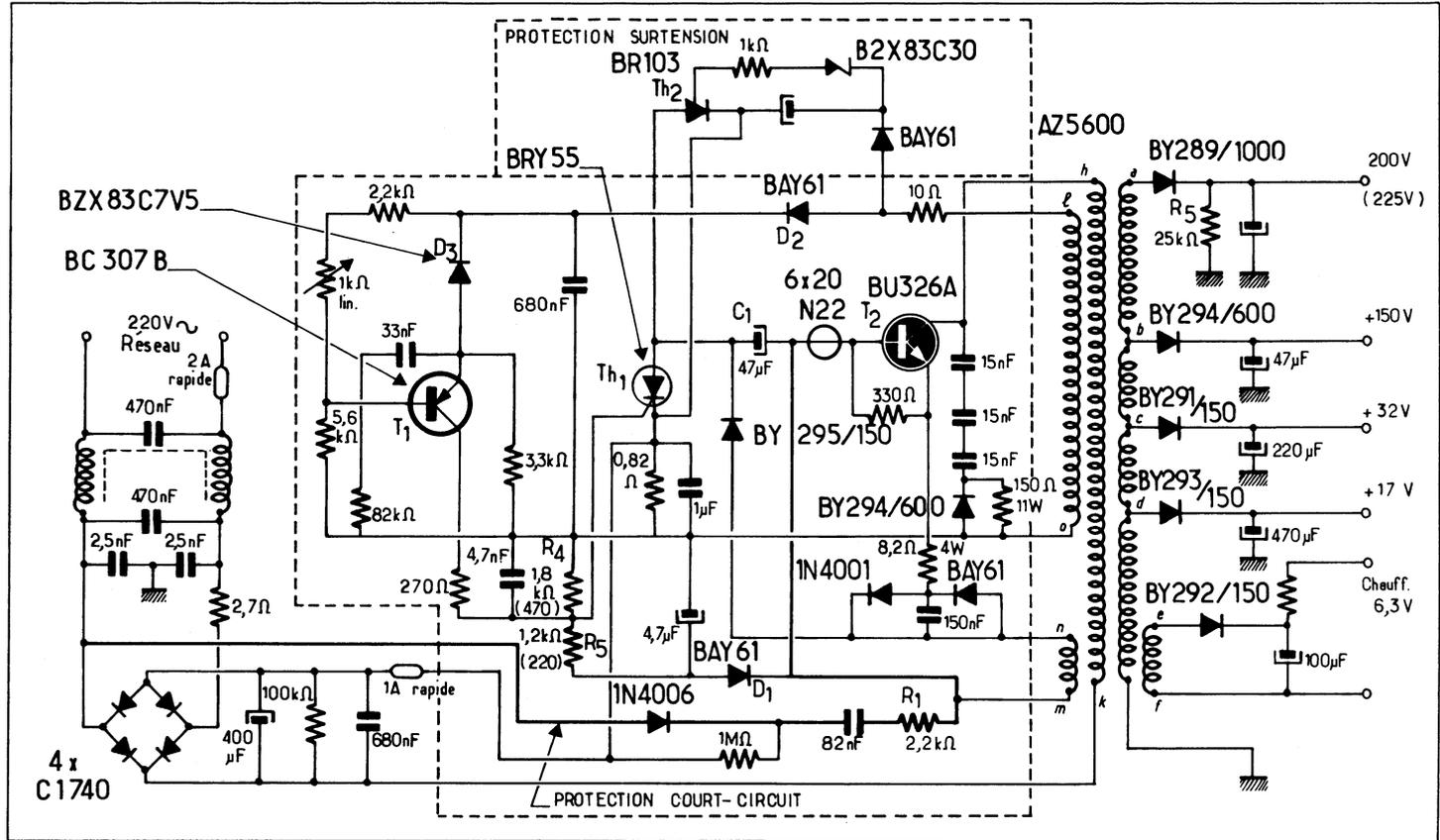


Fig. XIII-38. — Dans cette alimentation à découpage, c'est le circuit de démarrage progressif, en trait fort sur le schéma, qui remplit le rôle de protection contre les courts-circuits en limitant à quelques impulsions toutes les 20 ms la durée de fonctionnement du transistor de commutation. (Documentation Siemens).

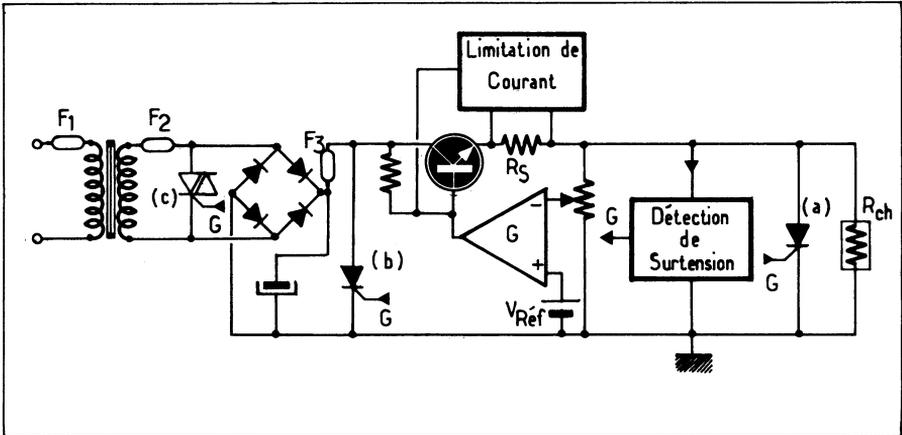


Fig. XIII-41. — Trois dispositions possibles du fusible : F_1 : au primaire du transformateur F_2 : au secondaire et entre le condensateur de filtrage et le thyristor du crow-bar (F_3) ainsi que trois dispositions possibles de l'élément de court-circuit du crow-bar (a) à la sortie régulée (b) aux bornes du redresseur (c) un triac peut être utilisé pour court-circuiter le secondaire du transformateur.

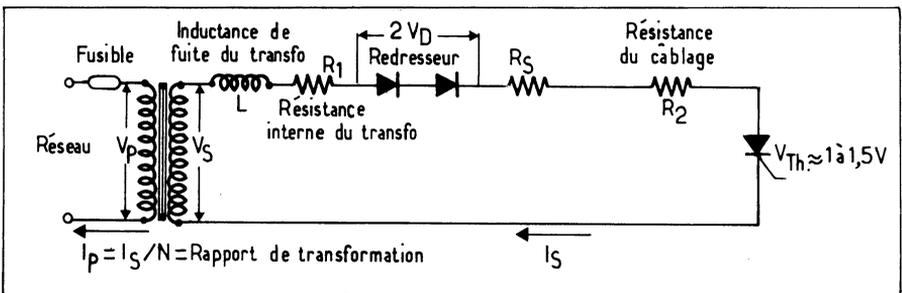


Fig. XIII-42. — Le courant de court-circuit du crow-bar est en fait limité par plusieurs impédances, au point qu'il peut être trop faible pour provoquer une fusion rapide du fusible mais cependant suffisant pour endommager le transformateur et les redresseurs.

Sur la figure XIII-41 c'est la combinaison F_3 (fusible à la sortie de l'ensemble redresseur-condensateur de filtrage) b (thyristor juste après le fusible) qui nous paraît la plus judicieuse, car alors, c'est l'énergie emmagasinée dans le condensateur qui sert à faire fondre le fusible, dont la résistance — nous avons vu que pour un fusible rapide cette résistance est loin d'être négligeable — sert à limiter le courant de crête qu'aura à supporter le thyristor.

Si l'on tient à placer le fusible au primaire du transformateur il y a avantage à placer le thyristor le plus près possible du fusible pour être sûr de bien en provoquer la fusion. Nous suggérons de remplacer le thyristor par un triac qui court-circuiterait directement le secondaire du transformateur. A moins que ce dernier présente une impédance vraiment trop élevée, la surintensité ainsi provoquée devrait à coup sûr entraîner la fusion du fusible.

Toutefois, la surtension ne cesserait alors en sortie qu'après décharge du condensateur de filtrage.

Après nous être intéressés à l'emplacement de l'élément de court-circuit du crow-bar, dont le calibre, cela va de soi, devra être choisi en fonction du courant de court-circuit de l'alimentation, nous allons étudier son dispositif de déclenchement.

Supposons une alimentation destinée à un ensemble T.T.L. Nous lisons dans les documentations des constructeurs :

- Tension nominale d'alimentation : 5 Volts.
- Conditions normales d'alimentation : 4,75 Volts à 5,25 Volts.
- Tension maximale à ne pas dépasser : 7 Volts.

Il faudra donc que notre alimentation 5 Volts soit munie d'un dispositif tel que tout dépassement de la tension maximale, admise en fonctionnement normal, provoque le fonctionnement du *crow-bar*.

Afin d'éviter les déclenchements intempestifs, nous fixerons la limite un peu au-dessus de la tension maximale d'alimentaion, soit : 5,5 Volts.

Précisons dès maintenant que le rôle du *crow-bar* étant de protéger la charge, c'est aux bornes de cette dernière que doit être mesurée la tension. Aussi, si la liaison entre l'alimentation et la charge est effectuée avec des conducteurs d'une certaine longueur, c'est *aux bornes des conducteurs de mesure de la tension d'écart* que devra être pris le signal de déclenchement du *crow-bar*, ce qui, nous allons le voir pourra parfois poser de petits problèmes. En effet, à moins de commander le déclenchement du thyristor à travers un transformateur, il pourra y avoir entre le fil de retour de mesure de la tension et la cathode du thyristor une chute de tension qui croîtra avec l'intensité de charge et risquera de provoquer des déclenchements intempestifs (figure XIII-43).

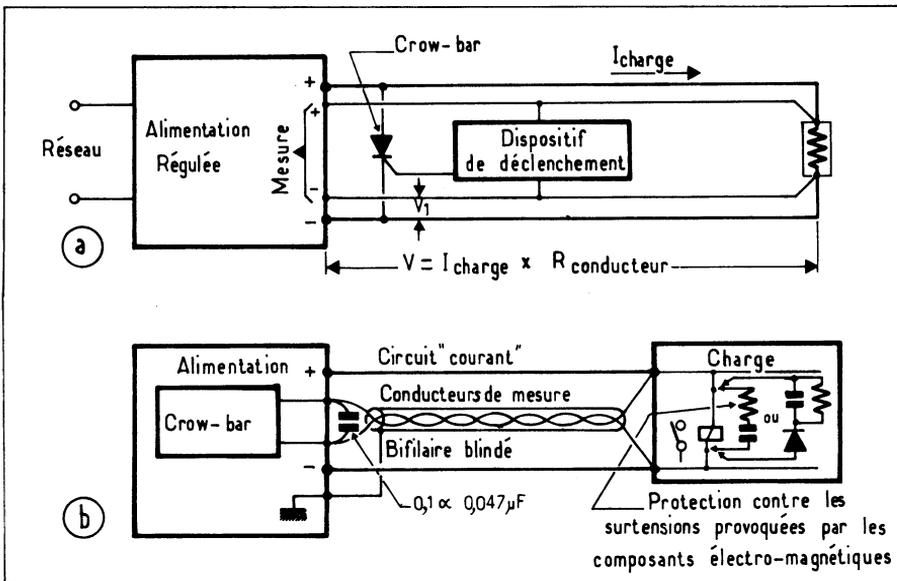


Fig. XIII-43. — Lorsque la charge se trouve éloignée de la source d'alimentation, la chute de tension aux bornes des conducteurs d'alimentation peut être suffisante pour provoquer des déclenchements intempestifs du *crow-bar*. Il est alors recommander d'utiliser des conducteurs séparés pour la mesure de la tension aux bornes de la charge (a). Toutefois si ces conducteurs, d'une certaine longueur, risquent de collecter des tensions impulsionnelles indésirables, il est nécessaire de les antiparasiter (b).

Toutefois, ce faisant, on risque un autre désagrément : si les connexions de mesure de la tension aux bornes de la charge présentent une certaine longueur, elles sont capables de collecter des tensions parasites tout a fait inoffensives pour la charge qui présente une faible impédance, mais d'énergie suffisante pour provoquer des déclenchements intempestifs du *crow-bar*. Les précautions à prendre pour se prémunir contre de tels inconvénients sont classiques :

- blinder les connexions de mesure (bilifaire blindé).
- placer un condensateur de quelque 50 à 100 nF aux bornes d'entrée du circuit d'entrée du *crow-bar*.

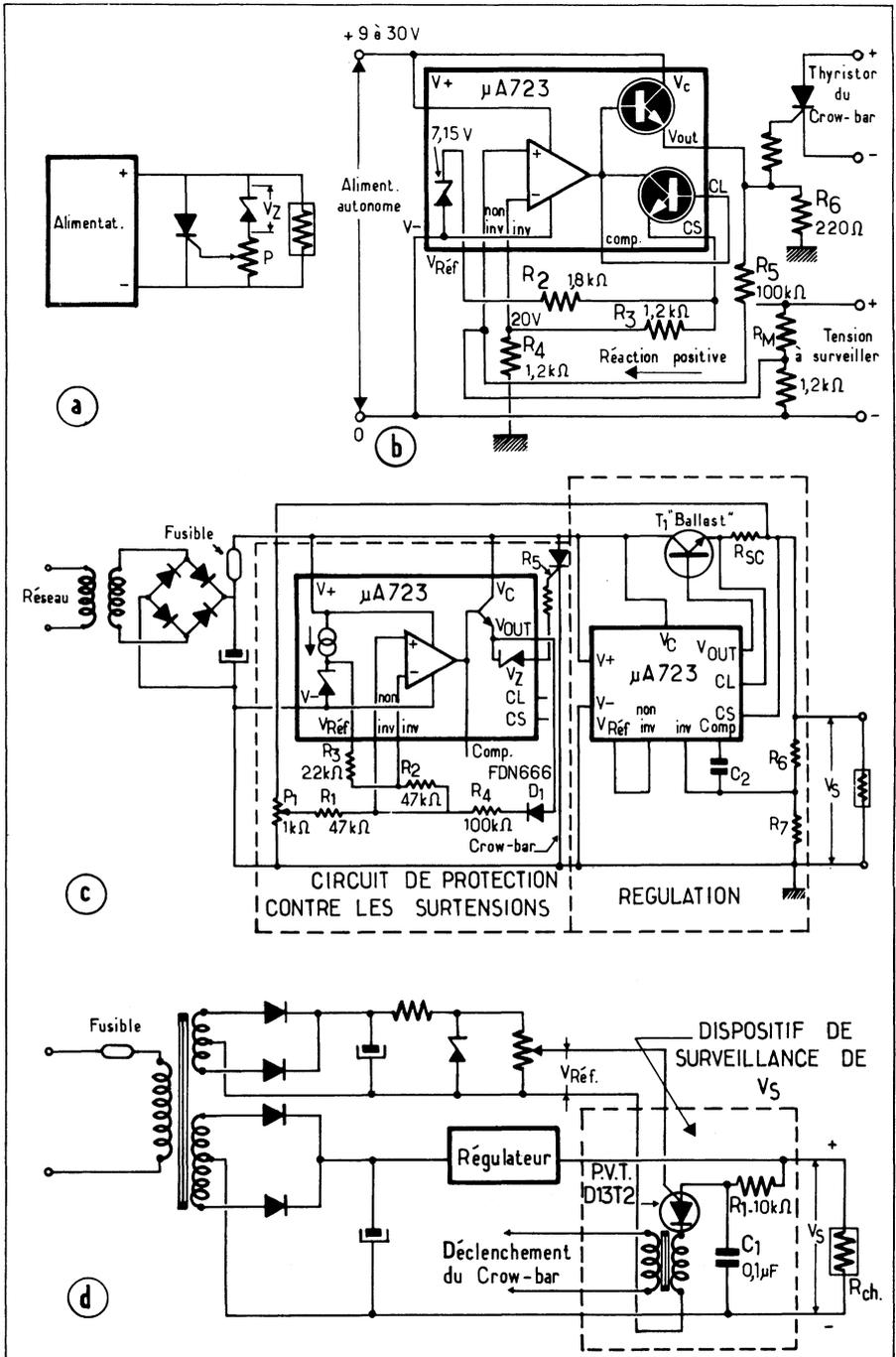


Fig. XIII-44. — Quelques dispositifs de commande d'un crow-bar : (a) c'est une diode de Zener qui fournit la référence de tension de déclenchement (b et c) montages plus élaborés dans lesquels c'est un C.I. pour régulateur linéaire $\mu A 723$ qui fournit la référence ainsi que le comparateur de commande du thyristor; grâce à une légère réaction positive le fonctionnement est franc et très rapide (1 μs). Le montage (d) qui met en œuvre un transistor unijonction « programmable » permet un isolement complet entre le circuit de surveillance de la tension et le thyristor du crow-bar.

— si la charge comporte des composants électromagnétiques soumis à de brusques variations du courant qui les traverse (relais entre autres) ne pas manquer de les shunter par un réseau de protection contre les surtensions (condensateur, résistance, diode).

Tout cela est résumé dans la figure XIII-43-b.

Le montage le plus simple pour le déclenchement d'un *crow-bar* est celui de la figure XIII-44-a. Dès que la tension de sortie de l'alimentation dépasse de 0,6 Volt environ (tension de déclenchement du thyristor) la tension de Zener de la diode, la conduction du thyristor est commandée.

Les circuits intégrés régulateurs linéaires (genre μA 723) comportent tous les éléments nécessaires à la réalisation d'une commande de *crow-bar*: source de référence, comparateur transistor de commande.

La figure XIII-44-b donne un exemple d'application de ce type de C.I. à la surveillance de la tension de sortie d'une alimentation régulée. La tension de référence est prise aux bornes d'un diviseur alimenté par la source de référence interne; elle commande l'entrée inverseuse de l'amplificateur de référence, tandis qu'une fraction de la tension à surveiller est appliquée à l'entrée non-inverseuse. Une réaction positive est appliquée à l'ensemble via la diode base-émetteur du transistor interne de limitation d'intensité et une résistance de 100 k Ω de manière à obtenir un basculement franc et rapide (1 μs) au montage. Tant que la tension sur l'entrée non inverseuse est inférieure à la référence, la sortie du comparateur est basse. Que cette tension vienne à dépasser la valeur de consigne, le comparateur bascule dans l'état « sortie haute » et la conduction du thyristor est commandée par l'intermédiaire du transistor interne de commande du ballast.

Comme il a été dit plus haut, il peut être préférable dans certains cas d'alimenter ce dispositif à partir d'une source autonome de l'alimentation principale, prélevée sur un enroulement séparé du transformateur d'alimentation. Mais il peut également être alimenté par la source commune non régulée — puisque le C.I. comporte une source de référence interne convenablement régulée — comme dans l'autre version du même montage reproduite en (c) sur la même figure et qui n'attire pas de commentaire particulier, si ce n'est que le thyristor de court-circuit est branché en amont du régulateur, le fusible basse tension étant placé entre le condensateur de filtrage et ledit thyristor. C'est ainsi l'énergie emmagasinée dans ce condensateur qui sera utilisée pour fondre le fusible.

Nous avons expérimenté le montage (d) qui met en œuvre un transistor unijonction « programmable » (P.U.T.) pour détecter la surtension. La gâchette du P.U.T. est portée à la tension de référence tandis que l'anode est normalement alimentée par un circuit à constante de temps $R_1 C_1$. Tant que la tension à surveiller ne dépassera pas $V_{\text{réf}} + 1,5$ à 2 Volts, le P.U.T. ne peut pas s'amorcer. Dès que cette valeur est atteinte, il commence à relaxer à une fréquence de l'ordre de 1 kHz et délivre ainsi des impulsions capables de déclencher le thyristor où le triac du *crow-bar*.

Nous avons écrit que le P.U.T. amorce pour une tension supérieure à $V_{\text{réf}}$ de 1,5 à 2 Volts (valeur qui dépend des caractéristiques propres au P.U.T. mais qui est fixe pour un P.U.T. donné), car il faut naturellement une différence de potentiel entre anode et gâchette pour que le P.U.T. amorce.

La réponse de ce dispositif est plus lente que celle des montages précédents (1 ms environ) mais il présente l'avantage de permettre un isolement complet entre le circuit de déclenchement et le thyristor ou le triac de court-circuit, ce qui peut être particulièrement intéressant dans certains cas: utilisation éloignée de la source d'alimentation (voir figure XIII-43) ou court-circuit du secondaire du transformateur d'alimentation au moyen d'un triac, surveillance des baisses anormales de tension, alarmes.

PROTECTION CONTRE LES BAISES DE TENSION

Certains montages peuvent ne pas arrêter de fonctionner lorsque la tension d'alimentation est trop basse mais présenter un fonctionnement aberrant. C'est le cas par exemple d'ensembles équipés de circuits de logique T.T.L. et comportant des bistables.

Par ailleurs, dans les appareils équipés de batteries d'accumulateurs, il est déconseillé de permettre à la tension de batterie de tomber en-dessous d'une certaine valeur. Il est utile de disposer de dispositifs capables d'interrompre le courant et éventuellement d'actionner une alarme en cas de baisse anormale de la tension.

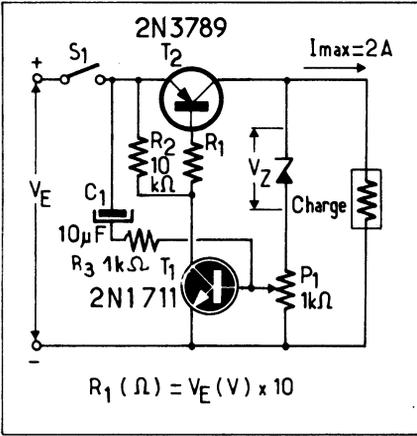


Fig. XIII-45. — Dans cette protection à manque de tension le transistor de commutation T_2 cesse de conduire dès que la tension aux bornes de la charge tombe en-dessous d'une valeur de consigne qui dépend de la tension V_Z de la diode de Zener, et du réglage du potentiomètre P_1 . Le condensateur C_1 permet le démarrage du montage à la mise sous tension.

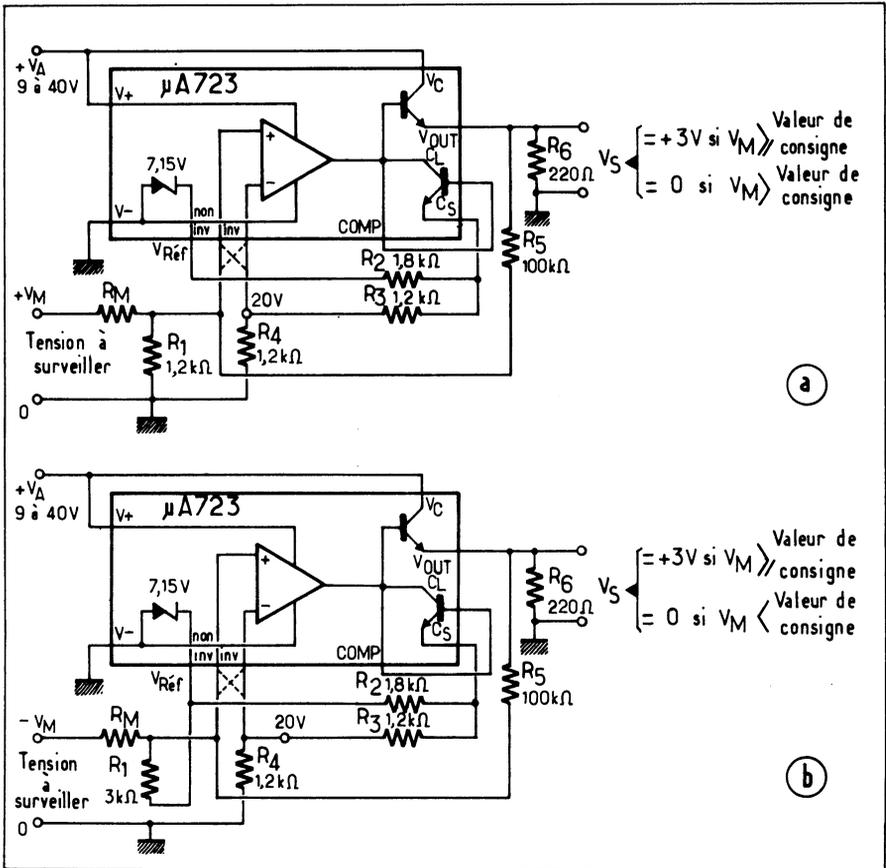


Fig. XIII-46. — Dispositif de surveillance de tension. Tant que la tension à surveiller V_M est égale ou supérieure à la valeur de consigne — fonction du diviseur $R_1 - R_M$ — la sortie est « haute » (+ 3 Volts). Elle s'annule pour les tensions inférieures à la consigne. En (a) version pour tension positive et en (b) pour tension V_M négative. Il suffit de croiser les connexions d'entrée du comparateur pour obtenir un détecteur de surtension.

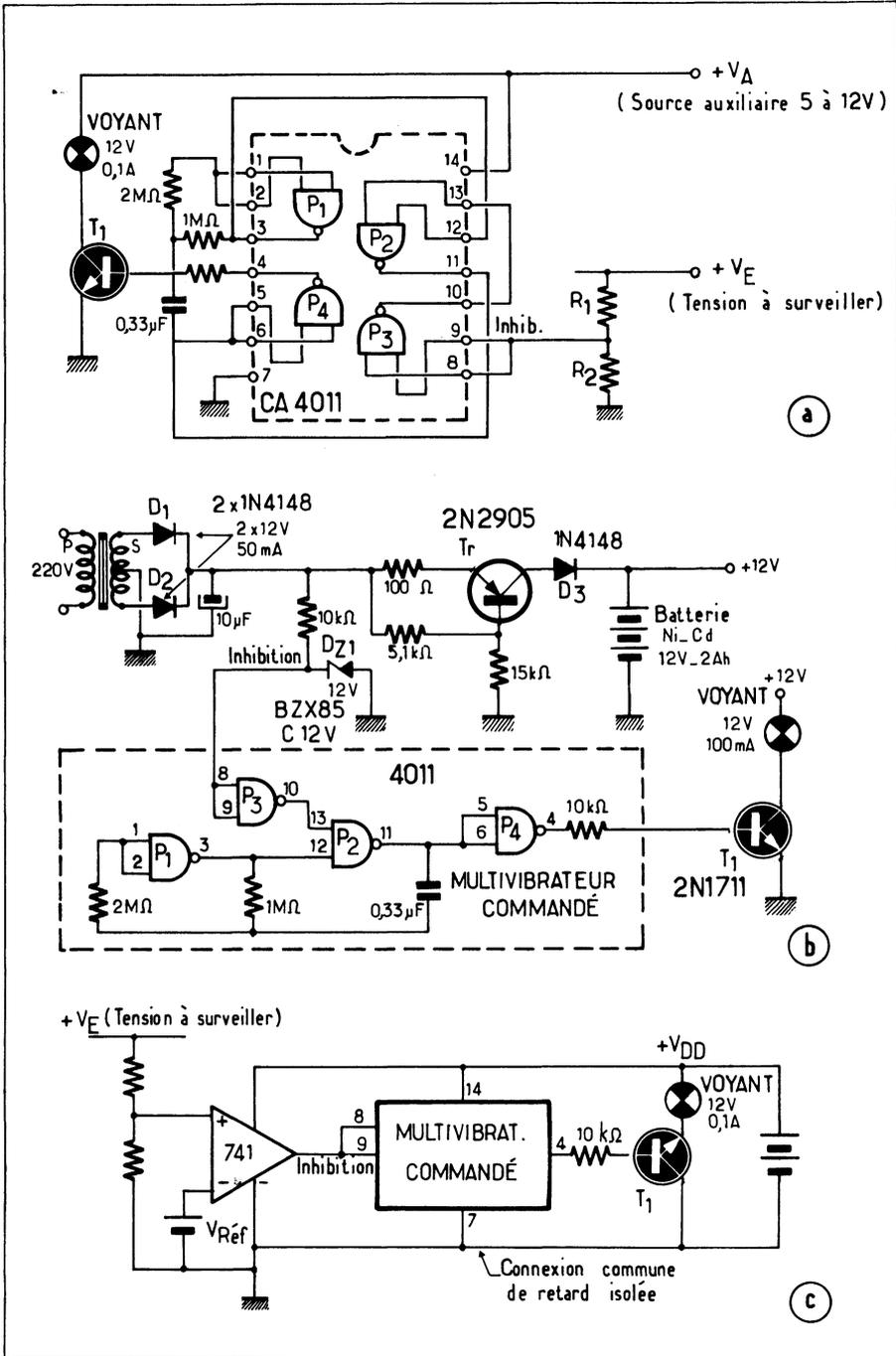


Fig. XIII-47. — Un multivibrateur commandé inhibé en présence de la tension à surveiller se mettra à osciller en cas de disparition de cette dernière ce qui provoquera le clignotement d'un voyant (a). Version pour surveillance de la présence de la tension réseau (b). Moyennant l'adjonction d'un comparateur et d'une source de référence on obtient un indicateur de baisse ou d'augmentation (en croisant les connexions d'entrée) anormales de la tension à surveiller. Equipé de C.I. M. O. S. le dispositif ne consomme pratiquement pas à vide (c).

Le montage de la figure XIII-45 est destiné à la coupure de l'alimentation dès que la tension tombe en-dessous d'une valeur pré-établie. Prévu pour la protection de batteries contre une décharge excessive, il peut également être utilisé dans le cas évoqué plus haut, où une baisse anormale de la tension d'alimentation risque de provoquer le fonctionnement aberrant d'un appareil. Tant que la tension est supérieure à la tension de consigne, la diode de Zener permet le passage d'un courant suffisant pour saturer T_1 et T_2 . Ce dernier transistor constituant l'élément de commutation qui permet l'alimentation de la charge.

Dès que la tension à surveiller tombe en-dessous de la valeur de consigne la diode de Zener cesse de conduire et provoque le blocage de T_1 et T_2 . Le condensateur C_1 a pour but de permettre le démarrage du dispositif en fournissant le courant de base à T_1 lorsque l'on ferme l'interrupteur principal S_1 .

A la figure XIII-46 nous avons des montages destinés à la surveillance de tensions positives (a) ou négatives (b) basés sur le même principe que le dispositif de crow-bar de la figure XIII-44-b. Lorsque la tension à surveiller V_M est normale, la sortie du montage est « haute », c'est-à-dire, à + 3 Volts. Dès que V_M descend en-dessous d'un seuil pré-établi qui dépend du rapport du diviseur $R_M - R_1$ le comparateur bascule et la sortie passe à zéro. Ce signal compatible T.T.L. peut être utilisé pour actionner une alarme, commande un voyant ou déclencher un processus logique quelconque.

Il suffit de croiser les connexions des entrées inverseuse et non-inverseuse du comparateur (en pointillé sur le schéma) pour obtenir un dispositif dont la sortie, normalement « haute », tombe à zéro en cas de surtension. Contrairement au montage de la figure XIII-45 ce dispositif demande une source d'alimentation séparée.

Un autre montage pour signaler la disparition ou la baisse dangereuse d'une tension est celui de la figure XIII-47 que nous avons expérimenté pour signaler la disparition de l'alimentation d'un congélateur.

Le schéma de base est celui de la figure XIII-47-a. C'est un simple multivibrateur à circuits intégrés M.O.S. dont l'oscillation est inhibée en présence de tension et qui se mettra à osciller sur une fréquence assez basse pour faire clignoter un voyant en cas d'absence de tension. En (b), sur la même figure, on trouvera la version pour la surveillance de la présence de tension secteur — avec dispositif d'entretien de la batterie auxiliaire incorporée. Enfin, l'adjonction d'un comparateur et d'une source de référence permet de signaler toute baisse anormale de la tension surveillée.

Tout comme dans le dispositif précédent (fig. XIII-46), il suffit d'inverser les entrées du comparateur pour obtenir un indicateur de surtension.

DISPOSITIF DE SURVEILLANCE DE COURANT

Une chute de tension importante aux bornes d'un shunt de mesure est toujours à éviter. Aussi, dans un dispositif de surveillance de courant, est-il intéressant de profiter de la basse impédance du shunt pour effectuer une conversion courant-tension afin de disposer en sortie d'un signal d'amplitude suffisante pour la commande d'une alarme ou de tout autre dispositif de sécurité.

Nous avons vu à la figure XIII-18 qu'il est possible d'utiliser à cette fin un comparateur (ou un amplificateur opérationnel jouant ce rôle). Mais il est tout aussi efficace et plus économique d'utiliser le montage simple de la figure XIII-48 dont le principe repose sur le fait que les transistors montés en base commune présentent une très faible impédance d'entrée et que par conséquent, il suffit d'une très faible variation de tension entre base et émetteur pour provoquer une importante variation du courant de base. Dans ce montage, tant que le seuil de courant — qui dépend des valeurs de la résistance de mesure (shunt R_S) — n'est pas atteint, le transistor T_2 est saturé et la tension de sortie du montage est de l'ordre de 0,3 Volt. Il suffit d'une augmentation de 100 mV (1) de la tension aux

(1) C'est un courant négatif qui est utilisé ici le shunt doit être placé dans le retour d'une alimentation à sortie positive.

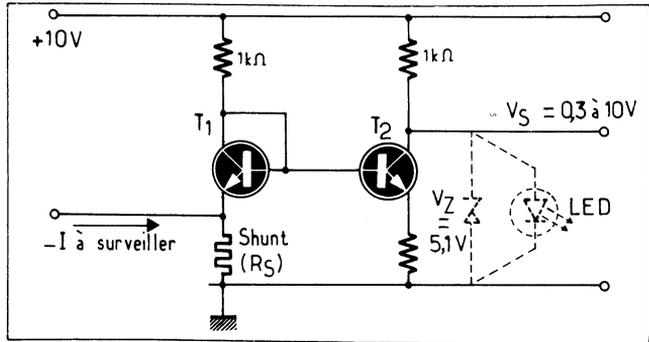


Fig. XIII-48. — Convertisseur courant-tension mettant à profit la caractéristique $I_B = f(V_{BE})$ des transistors.

bornes du shunt pour provoquer le blocage de T_2 . La tension de sortie passe alors à 10 Volts. Tension qui peut être ramenée à 5 Volts grâce à la diode de Zener (en pointillé sur le schéma) pour rendre le montage compatible T.T.L. A la place de cette diode de Zener, on peut placer une diode électroluminescente si l'on désire un affichage visuel.

PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS IMPULSIONNELLES

Le réseau de distribution électrique d'une entreprise industrielle peut être le siège de surtensions à caractère impulsionnel de faible durée (quelques centaines de microsecondes à quelques millisecondes) mais de très forte amplitude (plusieurs fois la valeur de crête de la tension sinusoïdale d'alimentation). Par ailleurs, lors de la mise sous tension et surtout de l'arrêt de l'appareil, l'établissement ou la coupure du courant dans l'inductance du transformateur d'alimentation peut être cause de telles surtensions. D'autres causes (courts-circuits fugitifs par exemple) peuvent également provoquer des impulsions de grande énergie capables d'endommager, ou parfois même de provoquer le claquage des semiconducteurs qui équipent l'appareil (figure XIII-49).

Pour se protéger contre ces néfastes effets, on utilisait naguère des éclateurs à gaz, des résistances V.D.R. ou des cellules au sélénium ou au carbure de silicium. Actuellement on a de plus en plus tendance à avoir recours aux varistances à l'oxyde de zinc (métal-oxyde varistance = M.O.V. dans la littérature de langue anglaise (GE. MOV, (General Electric) ou SIOV (Siemens) dont la courbe courant/tension présente un coude beaucoup plus accusé que celle des éléments cités plus haut.

Ces composants sont constitués par une céramique frittée à base d'oxydes de zinc et de bismuth ainsi que d'autres métaux à l'état pulvérulent. Les grains d'oxyde constituent, avec les grains métalliques, un grand nombre de jonctions à faible tension de claquage (figure XIII-50). Pour une composition de céramique donnée, c'est l'épaisseur du matériau qui conditionnera la tension de coude de la courbe dont nous reproduisons l'allure à la figure XIII-51 en coordonnées linéaires en (a) et logarithmiques en (c). On remarque que cette courbe ressemble beaucoup à celle d'une diode de Zener symétrique avec une zone à très haute résistance dynamique jusqu'à une certaine tension (coude) à partir de laquelle la résistance dynamique devient très faible. A un certain moment, l'effet varistance cesse pour céder la place à la seule résistance du matériau support.

L'action de la température sur les M.O.V. se fait surtout sentir sur le courant de fuite de la zone à haute résistance (figure XIII-51-b) mais fort peu sur la tension de coude et sur la résistance dynamique de la zone à fort courant.

Les principales caractéristiques d'une varistance à l'oxyde de zinc sont :

- sa tension nominale pour un courant de fuite donné qui définit la tension de coude de la varistance.
- les tensions continue et alternative permanentes qui peuvent être appliquées à ses bornes.
- l'énergie maximale qu'elle est capable d'absorber.
- l'intensité de crête d'impulsions non répétitives qu'elle peut supporter sans dommage.

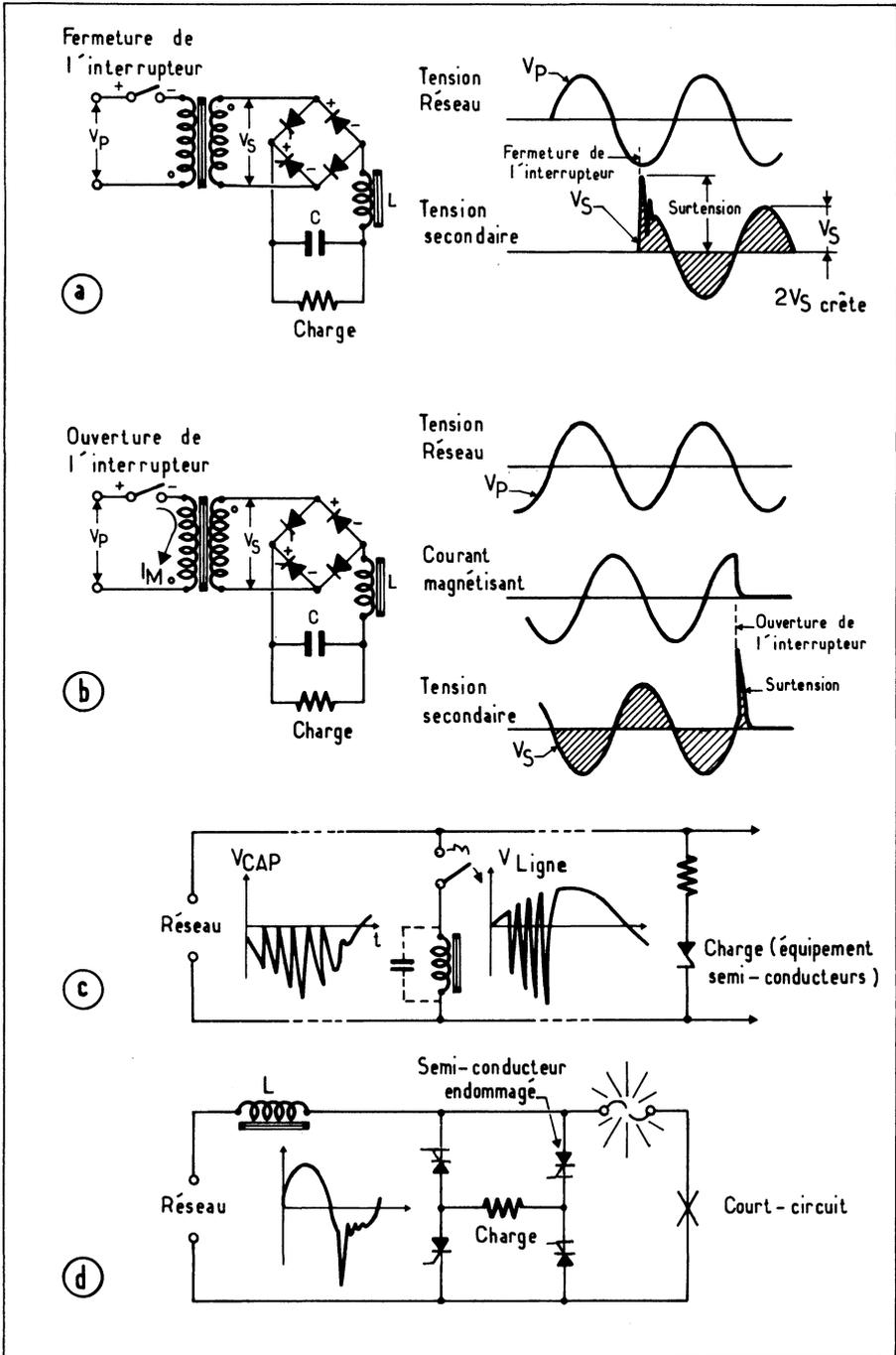


Fig. XIII-49. — Quelques-unes des causes de surtensions impulsionnelles qui peuvent mettre en péril les composants d'une alimentation : (a) fermeture de l'interrupteur secteur, (b) ouverture dudit interrupteur, (c) interruption du courant dans une charge inductive comportant une capacité parasite en parallèle (résonance) (d) court-circuit.

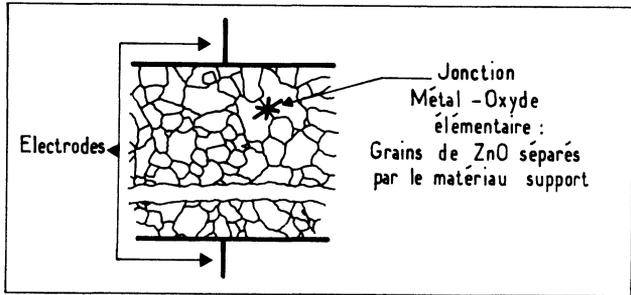


Fig. XIII-50. — Coupe schématique d'une varistance M.O.V.

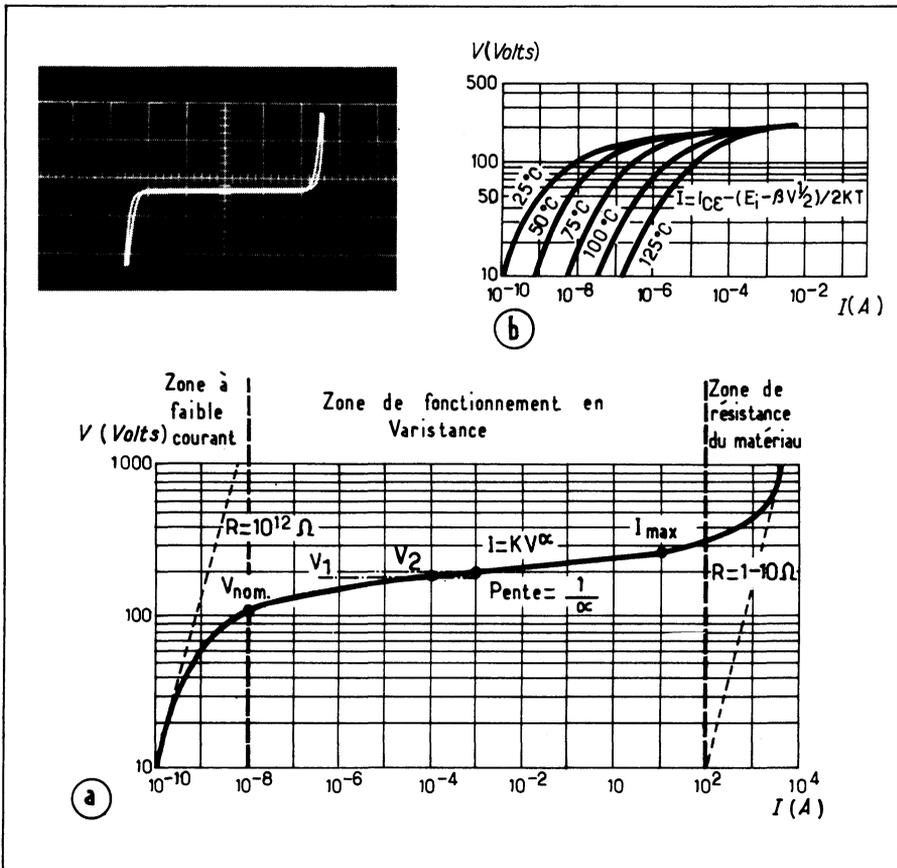


Fig. XIII-51. — Courbes $I = f(V)$ d'une varistance à l'oxyde de zinc 22 Z1 (G.E.) (osc. XIII-1) en coordonnées linéaires (X; 10 Volts: cm et Y: 10 mA/cm); (a) et (b), en coordonnées logarithmiques, influence de la température sur le courant de coude. (a) en coordonnées logarithmiques.

Comment utiliser les M.O.V.? Il suffit de placer la varistance en parallèle avec l'appareil à protéger (figure XIII-52-a).

Comme il faut une impédance série de limitation de courant, souvent l'impédance propre de la ligne d'alimentation suffira. Sinon il sera bon d'introduire une petite induc-

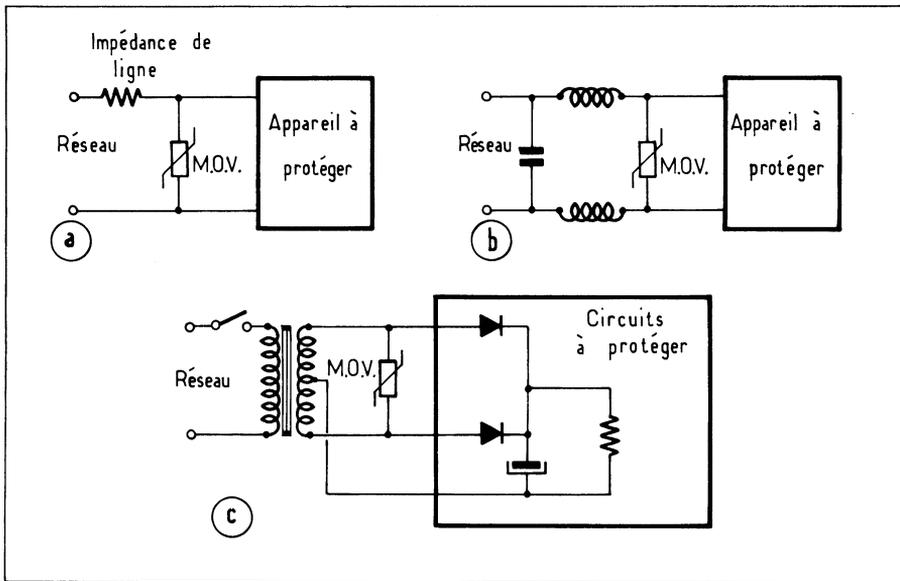


Fig. XIII-52. — *Trois manières de brancher une varistance M.O.V. : (a) c'est simplement l'impédance propre de la ligne d'alimentation qui limite le courant impulsif dans la varistance ; (b) les inductances du filtre antiparasite servent également à la limitation du courant. Lorsque c'est l'inductance de fuite du transformateur d'alimentation qui risque d'être source d'impulsions dangereuses à la mise sous tension ou à la coupure, c'est au secondaire que doit être branchée la varistance de protection.*

tance (quelques centaines de microhenrys) en série avec cette ligne. Très souvent c'est tout simplement l'inductance série du filtre antiparasite d'entrée qui pourra jouer ce rôle (figure XIII-52 b).

Lorsque l'on craint qu'à la mise sous tension ou hors tension, ce soit l'inductance de fuite du transformateur qui soit source d'impulsion de surtension dangereuse, c'est au secondaire que sera branchée la varistance. L'impédance propre du transformateur rapportée au secondaire sera généralement apte à limiter le courant de crête (c).

MISE A LA TERRE DES ÉQUIPEMENTS

Nous avons écrit « équipements » et non « alimentations » parce que ce qui va suivre peut s'appliquer à n'importe quel appareil électronique alimenté par le réseau. On sait que, tant pour assurer la sécurité des utilisateurs contre les éventuelles fuites vers la masse du primaire du transformateur d'alimentation que pour l'efficacité de l'anti-parasitage, il est recommandé de relier au potentiel de la terre le châssis desdits appareils. Par contre, nous verrons au chapitre « Mesures » que lorsque plusieurs appareils, raccordés dans un même montage, ont leur châssis branchés individuellement à la terre, il se constitue une boucle des circuits de masse capable de « récolter » des parasites et de la « ronflette » (1). Comment sortir de ce dilemme ? Durward PRIEB des Laboratoires de Recherche de *Hewlett Packard* propose la solution suivante (2) : un pont de diodes dont on court-circuite les sorties « continu » (on pourrait aussi bien monter simplement deux diodes « tête-bêche ») est simplement placé en série entre le châssis et le conducteur de mise à la terre de la prise

(1) Nous pensons que le lecteur ne nous tiendra pas rigueur d'utiliser parfois le langage familier des labos. On peut être sérieux sans être obligatoirement toujours grave.

(2) Voir l'article « Reduce Ground - Loop Problems... » cite en référence bibliographique.

de courant (1) (fig. XIII-53). Ainsi en fonctionnement normal le châssis de l'appareil est « flottant » du point de vue du réseau et mis à la terre à travers les quelques centaines de picofarads de la capacité de jonction des diodes du point de vue H.F. Qu'un défaut vienne à se produire, les diodes conduiront dès qu'une tension de l'ordre de 0,7 Volts sera présente à leurs bornes et la sécurité sera respectée. Il est important de préciser que les diodes utilisées devront être capable de supporter le courant présumé de défaut pendant un temps au moins égal à celui qui sera nécessaire aux protections (fusible et/ou disjoncteur) pour couper le courant.

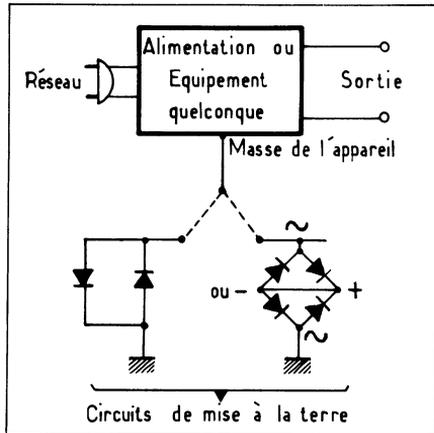


Fig. XIII-53. — Un simple pont de diodes (ou même deux diodes « tête-bêche ») permettent de concilier les impératifs de la sécurité avec la solution des problèmes toujours épineux des boucles de terre.

PROTECTION CONTRE LES ÉCHAUFFEMENTS EXCESSIFS

Dans une alimentation de forte puissance, il se peut par suite de faibles surcharges — insuffisantes pour atteindre le seuil de fonctionnement des protections de surintensité — que certains composants, transformateurs ou semiconducteurs, atteignent une température préjudiciable à leur durée de vie. Il est alors utile de munir ces composants d'un dispositif de protection thermique qui provoque l'interruption du courant d'alimentation.

Il existe de petits thermostats à lame bimétallique, généralement présentés sous boîtier plastique ou métallique de faible dimension, qui peuvent être fixés sur les composants à protéger et qui provoqueront l'ouverture du circuit d'alimentation en cas de surchauffe. Ils sont offerts dans une gamme de température comprise entre 25 et 150°C.

Une autre méthode pour protéger les composants contre les surchauffes consiste à y fixer, par collage au moyen d'une colle capable de supporter la température maximale tolérée, une thermistance à coefficient positif de température (C.T.P.). Cette thermistance sera insérée dans un circuit bistable qui basculera en position « off » lorsque la résistance passera de la région à faible valeur à celle de forte valeur. Nous en reproduisons un exemple, mis au point dans les laboratoires *SIEMENS*, à la figure XIII-54. Tant que le coude de la caractéristique de la thermistance n'est pas atteint, la C.T.P. présente une faible résistance qui permet l'amorçage du triac très près du passage par zéro. La chute de tension aux bornes de la thermistance est trop faible pour y provoquer un échauffement sensible. Que vienne à être atteint le coude de la caractéristique, la valeur de la C.T.P. croît jusqu'à ne plus permettre l'amorçage du triac. La pleine tension d'alimentation se retrouve alors, à travers la charge, aux bornes du diviseur C.T.P. - R_1 . Si la résistance R_1 a été calculée de telle manière que le courant d'entretien de la thermistance soit atteint, cette dernière conservera la forte valeur pour laquelle le triac ne s'amorce pas. Il faudra interrompre l'alimentation de l'ensemble et attendre le refroidissement de la thermistance pour remettre l'appareil ainsi protégé en service. Le tableau ci-après permet de sélectionner les composants du montage pour différentes valeurs de la charge et de la température maximale à ne pas dépasser.

(1) C'est le conducteur isolé sous gaine jaune - vert selon la normalisation française.

Puissance commandée	Température de consigne	Thermistance C.T.P.	Triac	R ₂	C
220 W	60°C	P 330-B 22 P 330-B 20	TX C 01 A 60	470 Ω	0,1 μF
	80°C	P 350-B 21 P 350-B 20			
600 W	60°C	P 330-B 22 P 330-B 20	TX C 02 A 60	330 Ω	0,22 μF
	80°C	P 350-B 21 P 350-B 20			
1 220 W	60°C	P 330-B 22 P 330-B 20	TX C 01 A 60	220 Ω	0,33 μF
	80°C	P 350-B 21 P 350-B 20			

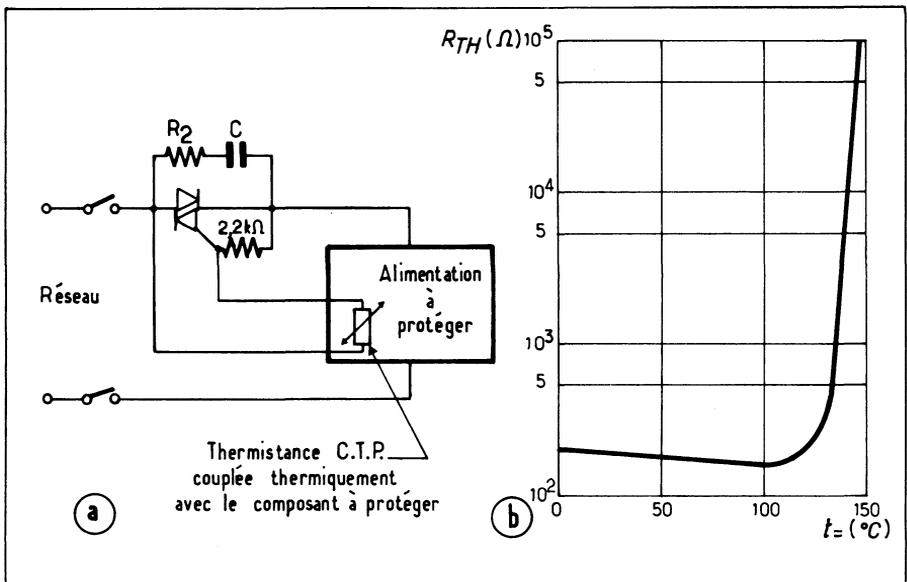


Fig. XIII-54. — Protection contre les échauffements excessifs au moyen d'une thermistance C.T.P. (a) et en (b) courbe $R = f(\Theta)$ d'une telle thermistance.

Références bibliographiques

Sur Fusibles et disjoncteurs

- Fuses or circuit breakers? Lyal N. MERRIKEN - *Electronic Design* - 20 Décembre 1974 - pp. 66 à 70.
- Choose Magnetic Circuit Breakers to Protect High - priced Designs — William B. DAVIS - E.D.N. - Août 1977 - pp. 30 à 36.
- Catalogues et notes d'application *Soremec - Cehess et Diruptor*.

Normes concernant les fusibles (1)

Normes NF:

NF C 60 - 200: Coupe-circuits fusibles à basse tension - Août 75

(1) Les NORMES NF sont éditées par l'Union Technique de l'Electricité - 20 Rue Hamelin - 75 783 Paris Cedex 16 - Téléphone: 553-95-20 et les normes CCTU par le C.N.E.T. (Groupement BDI) 8 Rue du Général Leclerc - 92 130 - Issy-les-Moulineaux - Téléphone: 532 40 00.

NF C 63 - 210: Règles supplémentaires pour les coupe-circuits à usage industriel - Novembre 76

NF C 63 - 211: Coupe-circuits à fusible pour courant alternatif de tension nominale égale à 500 Volts.

Norme CCTU (1):

CCTU 08 - 01 A: Cartouches pour Coupe-circuits à fusibles - Juillet 1970

Normes concernant les Disjoncteurs:

Normes NF:

NF C 61 - 400: Petits disjoncteurs généraux ou divisionnaires à maximum de courant pour installations de première catégorie - Février 74

NF C 63 - 120: Disjoncteurs (Règles) - Décembre 74.

Sur la protection contre les surintensités et courts-circuits

— Manuel d'application des C.I.L. (Tome 2) Les régulateurs de tension - *Sescosem*.

— The voltage Regulator Applications Handbook - *Fairchild* - (op. cit.).

— Design Examples of Semiconductor Circuits - *Siemens* - Années 1969, 1971/72, 1974/75, 1975/76.

— Utilisation des circuits intégrés SF C 2300 dans les alimentations à découpage - *Sescosem* - (op. cit.).

— Utilisation des régulateurs de tension en fonctionnement « à découpage » - *Sescosem* - (op. cit.).

— Protection Electronique bipolaire contre les surintensités - Horst PELKA - *in* Composants Electroniques - Bulletin *Siemens* - N° 2 - 1969.

— Mesures de protection des transistors contre les surcharges - Horst PELKA - *in* Composants Electroniques - Bulletin *Siemens* - N° 4 - 1968.

— Fast Recovery Voltage Regulator Features Short - Circuit Protection and Automatique Reset - Jack TAKESUYE - Note d'application *Motorola* AN 163 - Non datée.

— Comparator Switches Regulator for Foldback Current Limiting - R.H. RICHARDSON - *Electronics* - 3 Mars 1977 - pp. 05 et 107.

— Alimentation régulée de sécurité à très faible consommation - G.A. CHUNN et G.D. NORTON - Reproduit dans *Toute l'électronique* Juin 1966 - (Revue de presse).

— Choose Switching Regulator for your Computer Power Supply Design - Eugen R. HNATEK - *Electronic Design* - 15 Mars 1975.

— Circuit Provides Protection for Shunt - Type - Voltage Regulator - George CORBEIL - *Electronic Design* - 15 Mars 1969.

— Current Limiter Added to Power Supply Protect Sensitive Circuits - Mark STITT - *Electronic Design* - 1^{er} Février 1975 - p. 86.

— Modernisation des Alimentations Régulées au Germanium - J.P. OEHMICHEN - *Toute l'Electronique* - Août, Septembre 1974 - pp. 71 à 73.

— Alimentation à Découpage 110 - 220 Volts sans commutation - Application *Siemens* reproduite dans *Toute l'Electronique* d'Avril 76 - p. 101.

— Catalogue Silicon - General - Linear Integrated Circuits - SG 1524 - Diffusé par R.E.A.

— Hacheur à transistors de 2 kW directement alimenté par le secteur 220 Volts - J. LE PONNER - *Cahier Technique Sescosem* - N° 5 - Avril 76 - p. 49.

Sur les protections contre les sur- et sous-tensions

— Is a Crowbar Alone Enough? - Willis C. PIERCE - *Electronic Design* - 27 Septembre 1974 - p. 106 à 111.

— The Voltage Regulator Applications Handbook - *Fairchild* - pp. 8-15 et 8-16.

— Indicateur de défaut de la tension secteur - R. DAMAYE - *Toute l'Electronique* - Juin 1977 - pp. 70-7 .

Protection thermique

— Design Examples of Semiconductor Circuits - *Siemens* - Edition 1974/75 - p. 109.

— Capteurs Thermiques *Siemens* - Tome II - Edition 1974 - pp. 25 à 32.

Protection contre les surtensions impulsionnelles

— Transient Voltage Suppression Manual - *General Electric* - 1976 - Diffusé par le Comptoir Commercial d'Importation - 42 Rue Etienne Marcel - 75 082 Paris Cedex 02 - Tél. 236-20-70.

— Le Varistor à l'Oxyde de Zinc - Bulletin Composants Actualités *Siemens* N° 10 - Juin 77 - pp. 3 et 4.

— SIOV (Métal (Zinc) Oxide Varistors) Data book - 1976-77 - Publication *Siemens* (B.P. 109 - 93 203 St Denis Cedex 01).

Mise à la terre:

— Reduce Ground - loop Problems in Savety - Grounded Instruments - Durward PRIEBE - *Electronic Design* - 2 Août 1977 - pp. 106.

ESSAIS ET MESURES SUR LES SOURCES D'ALIMENTATION

QUELQUES CONSEILS PRÉLIMINAIRES

L'ingénieur ou le technicien chargés d'effectuer des essais et mesures sur un matériel sont, en principe, bien au fait de toutes les précautions à prendre pour assurer la pleine validité à ces mesures et le présent paragraphe pourrait paraître inutile, offensant peut-être même, aux yeux de certains lecteurs. Nous ne le croyons pas, car l'expérience de plus de 25 ans de laboratoire nous a montré que, la routine aidant, il nous est arrivé bien des fois de négliger des précautions élémentaires auxquelles nous n'avons été amenés à penser, à postériori, que devant l'aspect aberrant des résultats obtenus. Les rappels et conseils qui vont suivre concernent plus spécialement les essais et mesures sur des sources d'alimentation de haute qualité, dont la stabilité en fonction des différents paramètres (tension d'entrée et charge) se chiffrent en 10^{-4} et la résistance interne en milliohms. C'est-à-dire dans des cas où la résistance de contact d'une prise de mesure mal établie peut être de plusieurs ordres de grandeur supérieure à la grandeur à mesurer. Mais il trouvent naturellement une application générale aux mesures effectuées sur toutes les variétés de sources d'alimentation.

BRANCHEMENT CORRECT DE LA CHARGE ET DE L'APPAREIL DE MESURE DE LA TENSION

Si nous branchons la charge d'une alimentation sur les bornes placées sur le panneau avant d'une alimentation, la meilleure solution consiste à raccorder la charge au moyen de fiches mâles de bonne qualité enfoncées dans le trou des bornes, alors que la prise de tension se fera en serrant une connexion *sous* la borne (fig. XIV-1-a) de cette manière c'est là bien la seule résistance interne de l'alimentation qui sera mesurée, la résistance de contact du circuit courant se trouvant *en aval* de la mesure de tension, toute autre disposition dans laquelle un ou plusieurs contacts se trouveraient *en amont* de la prise de tension sera donc à rejeter puisqu'elle consisterait à mesurer la somme des résistances de contact et de la résistance interne de l'alimentation, cette dernière risquant fort d'être quasi négligeable devant les premières!

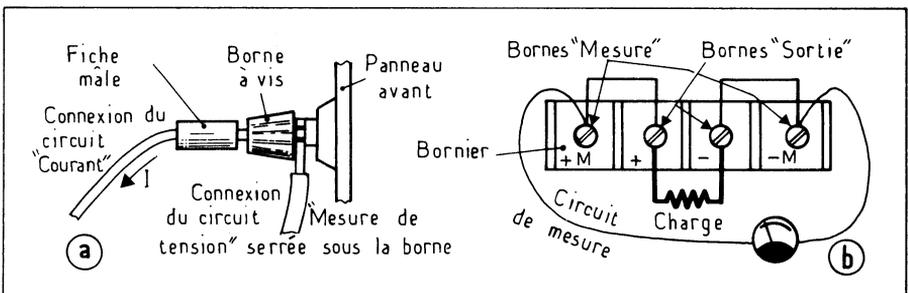


Fig. XIV-1. — La prise de tension de mesure doit être faite en amont du circuit de charge de manière à éviter de mesurer les résistances de contact en plus de la résistance interne de l'alimentation en essai. (a) Branchement correct sur des bornes à fiche; (b) sur un bornier.

Certains types d'appareils ont leurs bornes de sortie sur le panneau avant doublées par d'autres bornes situées sur le panneau arrière. Il sera bon d'effectuer la mesure sur les deux paires de bornes de manière à savoir lesquelles sont plus près de la source et à ne pas inclure la résistance des connexions internes dans la mesure.

Lorsque les bornes de mesure du circuit sont « sorties » pour permettre de compenser la résistance des connexions extérieures, ce sont obligatoirement les bornes de sortie situées près de ces bornes de mesures qui devront être utilisées ; la charge sera branchée sur les bornes « sortie » tandis que la prise de mesure de tension se fera sur les bornes « mesure » (fig. XIV-1-b).

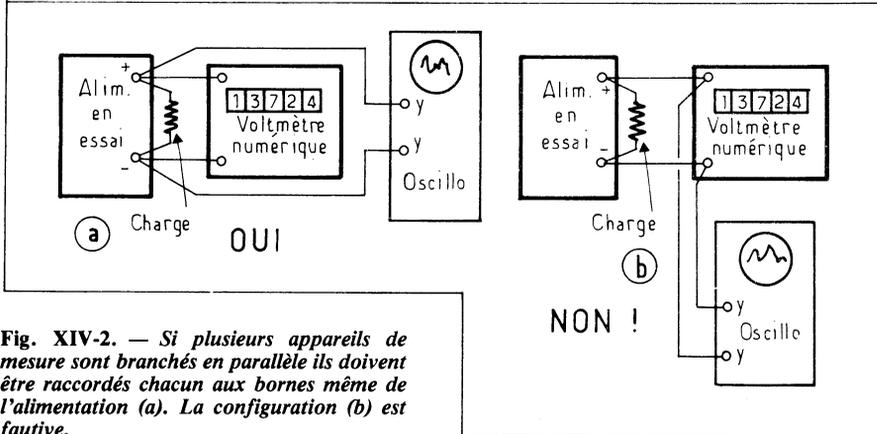


Fig. XIV-2. — Si plusieurs appareils de mesure sont branchés en parallèle ils doivent être raccordés chacun aux bornes même de l'alimentation (a). La configuration (b) est fautive.

Si plusieurs appareils de mesure de la tension sont utilisés conjointement : voltmètre numérique et oscilloscope par exemple, ils devront être raccordés chacun aux bornes mêmes de la source en essai (fig. XIV-2-a). La solution qui consisterait à brancher, par exemple, l'oscilloscope aux bornes du voltmètre (fig. XIV-2-b) est à rejeter comme source de mesure erronée.

UTILISEZ UNE CHARGE CORRECTEMENT DIMENSIONNÉE

Quelle que soit la charge utilisée, passive ou active, elle devra être correctement dimensionnée, c'est-à-dire être capable de dissiper sans échauffement excessif la totalité de la puissance délivrée par la source en essai.

Si vous effectuez des essais à différentes valeurs de la charge, laissez-lui le temps d'atteindre son équilibre thermique entre chaque mesure.

Si votre programme d'essais comporte la mesure du temps de réponse de la source à de brusques variations de la charge, veillez à ce que cette dernière comporte la composante inductive la plus faible possible : c'est la réponse de la source que vous mesurez, non celle de la charge et de ses connexions (qui devront être aussi courtes que possible!).

PROBLÈME DE MASSES

Dans le cas où l'on effectue des mesures sur une source alimentée par le secteur au moyen d'appareils, eux-mêmes alimentés par le secteur, chacun des appareils est muni d'une fiche comportant une prise de terre et de ce fait on constitue une boucle qui ne demande qu'à collecter des tas de parasites : ronflement 50 Hz et parasites HF (fig. XIV-3-a) que faire ? Il faut interrompre la boucle en supprimant la connexion de terre de la source en essai, soit en la débranchant, soit en utilisant entre la fiche d'alimentation et le réseau un intermédiaire dont la borne « Terre » n'est pas raccordée (fig. XIV-3-b).

On améliore bien les choses en utilisant, pour relier l'appareil de mesure à l'appareil en essai un câble bifilaire blindé dont la gaine ne sera réunie à la masse qu'en un seul point de manière à constituer un écran électrostatique efficace, sans créer de boucle capa-

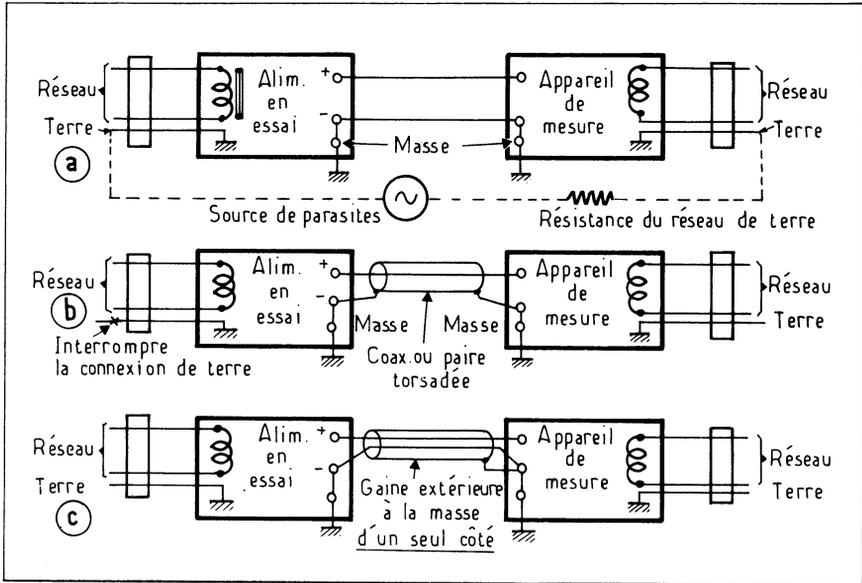


Fig. XIV-3. — Dans le montage (a) le circuit de terre ne demande qu'à collecter une foule de parasites. La parade se trouve dans le montage (b) où la boucle de terre est interrompue; ou dans le (c) qui met en œuvre un cordon bifilaire blindé: la gaine du cordon n'étant raccordée à la terre qu'en un seul point, là encore la boucle de terre est interrompue.

ble de capter les champs parasites d'origine électromagnétique (fig. XIV-3-c). Cette disposition n'est hélas valable que dans les cas où l'appareil de mesure possède des entrées différentielles isolées de la masse.

ENCORE LE PROBLÈME DES PARASITES

La boucle de terre n'est pas le seul collecteur de parasites du circuit de mesure. Toute connexion un peu longue est capable de récolter des tensions parasites du même ordre de grandeur que les signaux à mesurer, c'est-à-dire quelques millivolts. Les précautions à prendre pour éviter ces ennuis consistent à utiliser des connexions non blindées les plus courtes possible, et charger les câbles coaxiaux de mesure par leur impédance caractéristique, au moyen d'une résistance *série* du côté source en essai (cette dernière ayant le plus souvent une résistance interne négligeable devant l'impédance caractéristique du câble) et d'une résistance *parallèle* côté appareil de mesure (fig. XIV-4-a). Dans le cas où l'appareil de mesure est à entrées différentielles, deux câbles coaxiaux adaptés doivent être employés (fig. XIV-4-b). Dans les deux cas de figure il ne faudra pas oublier que la charge série d'entrée, et celle parallèle de sortie, constituent un diviseur de tension de rapport 1/2, et que le résultat de la mesure est à multiplier par 2.

ET CÔTÉ ALIMENTATION SECTEUR ?

De ce point de vue, plusieurs sources d'erreur sont à éviter.

1°) C'est côté alimentation (aux bornes du transformateur) que la tension d'entrée doit être mesurée et non côté prise de courant, en particulier pour les alimentations de grosse puissance, car les chutes de tension dans le cordon d'alimentation, le fusible, l'interrupteur et dans les contacts de la prise ne sont pas forcément négligeables, si l'on tient à une mesure rigoureuse (fig. XIV-5).

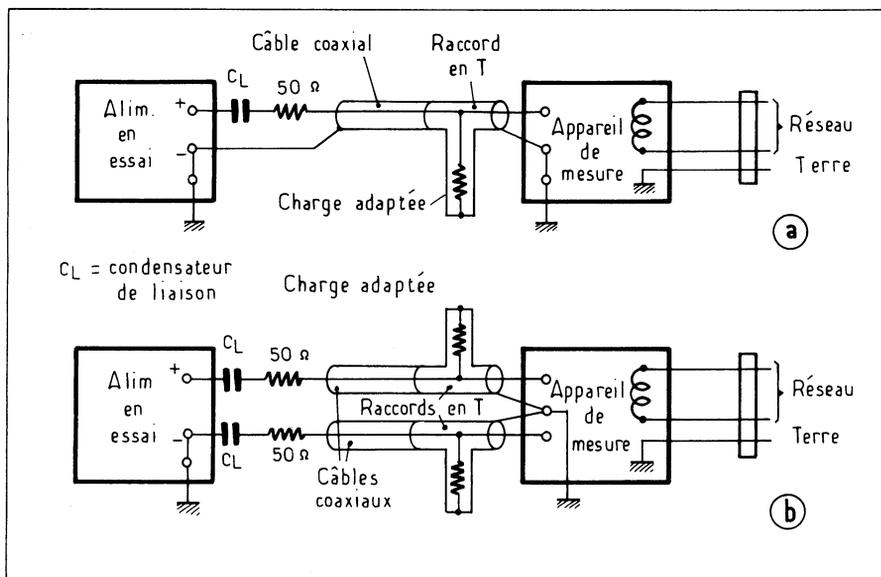


Fig. XIV-4. — L'emploi de câbles coaxiaux adaptés aux deux extrémités sur leur impédance caractéristique est un moyen efficace pour éviter de capter des parasites.

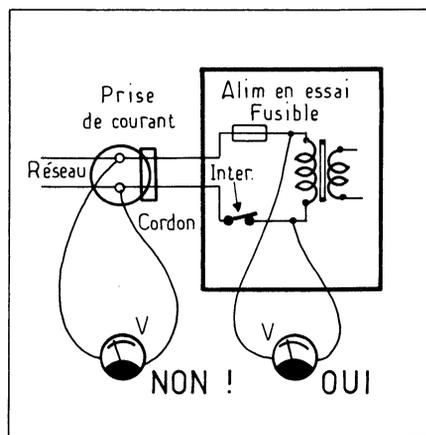


Fig. XIV-5. — Si l'on veut effectuer une mesure rigoureuse c'est aux bornes du transformateur d'alimentation et non à celles de la prise de courant qu'il faut mesurer la tension d'entrée. On pourra nous opposer que la chute de tension dans le cordon et les contacts est faible et même souvent négligeable, mais la mesure n'est pas rigoureuse.

2°) Ne pas alimenter la source en essai à travers un régulateur à ferro-résonance (réguvolt) qui introduit généralement une importante distorsion de la tension stabilisée, distorsion qui peut modifier le fonctionnement des sources mettant en œuvre un régulateur (ou un préregulateur) à thyristor ou à découpage.

3°) Lors de la mesure de l'influence de la tension d'entrée, on utilise généralement un transformateur variable (Rhéotore, Alternostat, « Variac »). Il faudra s'assurer que cet accessoire est convenablement dimensionné ou même légèrement surdimensionné, de crainte de le voir se saturer et fournir une tension distordue dont nous avons vu plus haut les inconvénients. Tenir compte également de sa résistance interne qui se trouve placée en série avec le réseau d'alimentation.

PASSONS AUX MESURES

INFLUENCE DE LA CHARGE

Comme nous avons pu le voir au début du chapitre V, l'influence de la charge sur la tension de sortie d'une source d'alimentation peut se définir de différentes manières, lesquelles peuvent être résumées sous la forme de la résistance ou de l'impédance dynamiques de sortie.

On nous verra parfois utiliser le terme résistance dynamique $R_d = \Delta V_S / \Delta I_{ch}$ lorsque la mesure effectuée sera une mesure « statique », tandis que lorsque la mesure fera intervenir la notion de fréquence, c'est de l'impédance dynamique Z_d que nous parlerons. Car en fait, on constate généralement qu'à partir d'une certaine fréquence, l'impédance dynamique d'une source d'alimentation tend à croître linéairement avec la fréquence du courant dans la charge (fig. XIV-6).

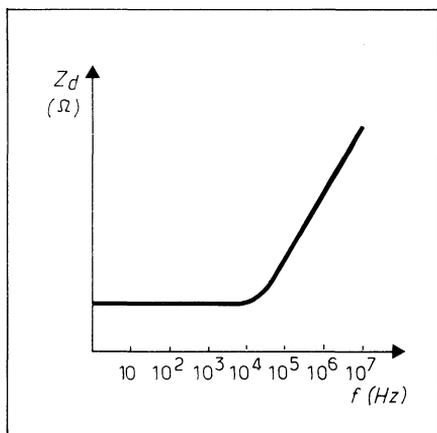


Fig. XIV-6. — *A partir d'une certaine fréquence on ne peut plus parler de résistance dynamique mais d'impédance dynamique.*

Pour mesurer ce paramètre, on peut avoir recours à différentes méthodes :

- la commutation de charge,
- l'emploi de charges actives.

COMMUTATION DE CHARGE

Cette méthode est la plus simple et c'est elle qui nécessite le moins de matériel :

- un voltmètre sensible (numérique de préférence),
- un ampèremètre (ce peut être éventuellement le même appareil qui sera commuté si l'on ne cherche pas à effectuer des mesures de haute précision),
- un rhéostat capable de supporter sans échauffement notable la pleine charge de la source d'alimentation à essayer,
- un interrupteur capable de couper la pleine charge de l'alimentation. Cet interrupteur serait avantageusement remplacé par un relais à contacts mouillés au mercure.

Le schéma du montage d'essai est celui de la figure XIV-7-a. Le processus de sa mise en œuvre est simple :

On commence par mesurer la tension à vide (V_{s0}) de la source d'alimentation en essai, puis après avoir fermé l'interrupteur I, on ajuste le rhéostat R_{ch} pour le courant nominal I_{nom} de la source, puis on mesure la nouvelle valeur de V_{s1} , mesures desquelles on peut déduire :

$$R_d = (V_{s0} - V_{s1}) / I_{nom}$$

Naturellement, on peut si on le désire relever différentes valeurs de V_s pour des courants de charge correspondant à I_{nom} / n , selon une progression géométrique $n = 100, 50, 20, 10, 5, 2$ et 1 par exemple, et tracer la courbe correspondante. On peut également

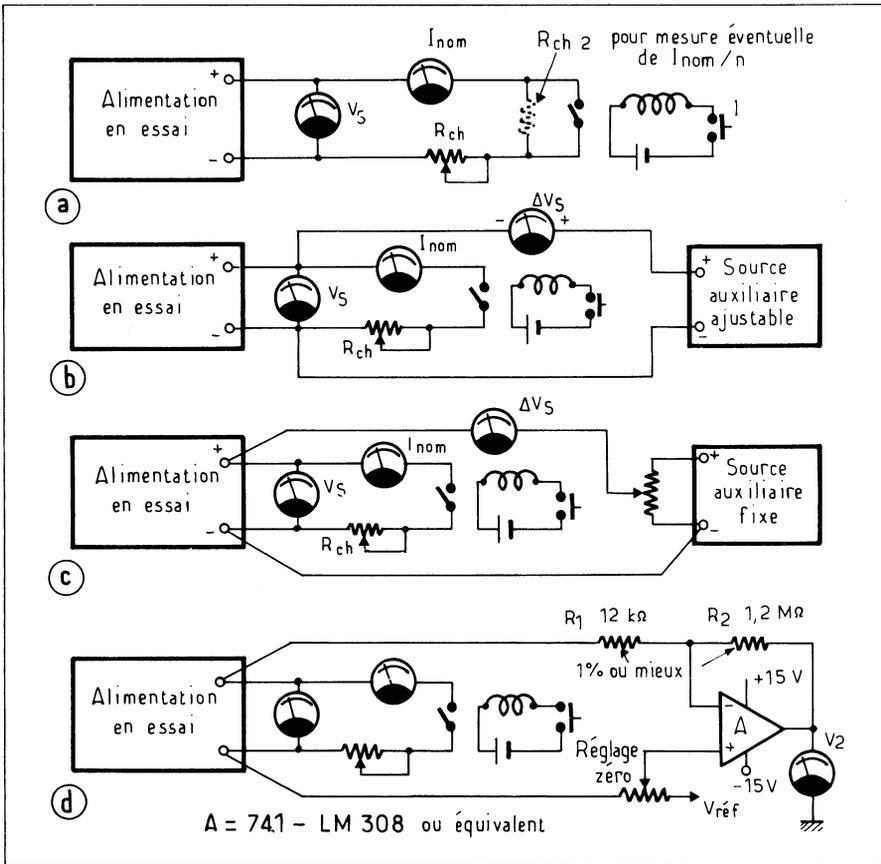


Fig. XIV-7. — Le montage le plus simple pour la mesure de la résistance dynamique d'une source d'alimentation. Il impote que le voltmètre ait un grand cadran pour pouvoir apprécier la faible variation de la tension de sortie lorsque la charge varie (a). On obtient une bien meilleure précision en ayant recours à une mesure différentielle (b) ou potentiomètre (c). Le dernier montage (d) fait appel à un ampli op.

mesurer la variation de la tension de sortie pour deux valeurs différentes de la charge: I_{nom} et I_{nom}/n , au lieu de mesurer cette variation entre 0 et I_{nom} . Il suffit pour ce faire, de shunter les contacts de l'interrupteur I par une résistance correspondante à I_{nom}/n .

Si la source en essai est munie d'un dispositif de limitation automatique d'intensité (limiteur de courant ou alimentation à caractéristique rectangulaire) on pourra avec le même montage en vérifier le bon fonctionnement et en relever la courbe caractéristique.

Simple et économique, ce montage s'avérera insuffisant pour effectuer des mesures sur des alimentations réglées de qualité, à moins que le voltmètre utilisé ne soit un modèle numérique comportant au moins cinq chiffres significatifs (4 1/2 digits) car l'expérience montre qu'avec un appareil à aiguille, il est difficile d'apprécier des variations de tension inférieure à 0,5%. Avec un tel appareil, il est toutefois possible d'effectuer des mesures plus précises au moyen de la méthode différentielle (fig. XIV-7-b) à deux conditions:

1°) qu'il possède une gamme de tension suffisamment basse (0,5 à 0,1 Volt)

2°) que l'on dispose d'une source d'alimentation auxiliaire et ajustable avec précision. Au cas où la source auxiliaire dont on dispose ne serait pas ajustable, on peut toujours avoir recours à la méthode potentiométrique (fig. XIV-7-c) bien connue en particulier pour la mesure de température au moyen de thermocouples.

On opérera de la manière suivante :

1°) On mesurera la tension à vide V_{s0} de la source en essai.

2°) puis le voltmètre sera raccordé en différentiel entre les deux sources et, l'alimentation étant à vide, on ajustera la tension auxiliaire V_{aux} de manière à annuler la lecture du voltmètre.

3°) après avoir fermé l'interrupteur I, on ajustera comme précédemment le courant dans la charge à la valeur voulue (I_{nom} ou I_{nom}/n). Le voltmètre branché en différentiel accuse maintenant une déviation $\Delta V = V_{s0} - V_{s1}$ qu'il suffit de diviser par la valeur de I_{nom} pour obtenir :

$$R_d = \Delta V_s / I_{nom}$$

Ce montage peut encore être perfectionné si l'on dispose d'un oscilloscope sensible, de préférence à entrées différentielles et possédant une gamme 5 ou 10 mV / cm. Dans ce cas, l'interrupteur I sera obligatoirement constitué par les contacts mouillés au mercure d'un relais (*CLARE* ou équivalent) (1).

Une autre méthode, apparentée à la précédente, consiste à amplifier la tension d'erreur de la méthode potentiométrique au moyen d'un amplificateur opérationnel monté en différentiel avec un gain, que l'on ajustera au moyen des résistances R_1 et R_2 à une valeur « ronde » (100 dans le cas du montage de la figure XIV-7-d). La méthode opératoire est la même que ci-dessus. Le Zéro du voltmètre (V_2) étant obtenu au moyen du potentiomètre P_1 . La lecture dudit voltmètre sera naturellement à diviser par le gain de l'ampli op.

La figure XIV-8 présente deux schémas possibles. Le premier (a) est celui à utiliser lorsque l'oscilloscope dont on dispose ne comporte pas d'entrée différentielle, tandis que le second met en œuvre un oscilloscope à entrées différentielles.

La bobine du relais est alimentée en 50 Hz (ou à une fréquence plus élevée au moyen d'un générateur de fonctions si l'on préfère).

Si l'oscilloscope comporte deux voies à entrée différentielle, on peut également si on le désire, brancher la seconde voie aux bornes d'un SHUNT qui permettra de mesurer simultanément le courant débité par la source en essai (2).

De grandes précautions sont à prendre avec ce genre de montage, particulièrement en ce qui concerne les connexions et les masses. En effet, il n'est pas rare qu'une « boucle de masse » mal étudiée capte un champ électromagnétique suffisant pour induire des tensions capables de masquer partiellement la grandeur à mesurer. Des montages de la figure XIV-9, seul le schéma (c) est vraiment satisfaisant.

Le processus de la mesure est aisé à comprendre.

1°) l'inverseur « manuel-auto » étant en position « manuel », on ajuste le courant dans la charge à la valeur voulue.

2°) on bascule l'inverseur en position « auto ». Le relais est alors alimenté en alternatif et il ne reste qu'à observer — et à mesurer — sur l'écran de l'oscilloscope l'amplitude de la variation de tension ΔV provoquée par la variation de la charge.

Tout comme dans le montage manuel, il est également possible de shunter les contacts du relais par une résistance correspondant à I_{nom}/n et d'effectuer la mesure de la résistance entre ces deux valeurs :

$$R_d = \Delta V_s / (I_{nom} - I_{nom}/n)$$

(1) Les relais à contacts secs — même ceux du type « Reed » — présentent des rebondissements à l'ouverture et surtout à la fermeture qui seraient source de parasites.

(2) C'est à dessein que nous employons le mot « shunt » et non « résistance de mesure » pour obtenir une mesure de qualité. Cette résistance, tout comme un shunt d'ampèremètre possèdera 4 bornes : deux bornes « courant », en aval desquelles seront les bornes de prise de tension (fig. XIV-10). C'est d'une telle résistance qu'il s'agira dans la suite du texte à chaque fois que nous parlerons d'un shunt.

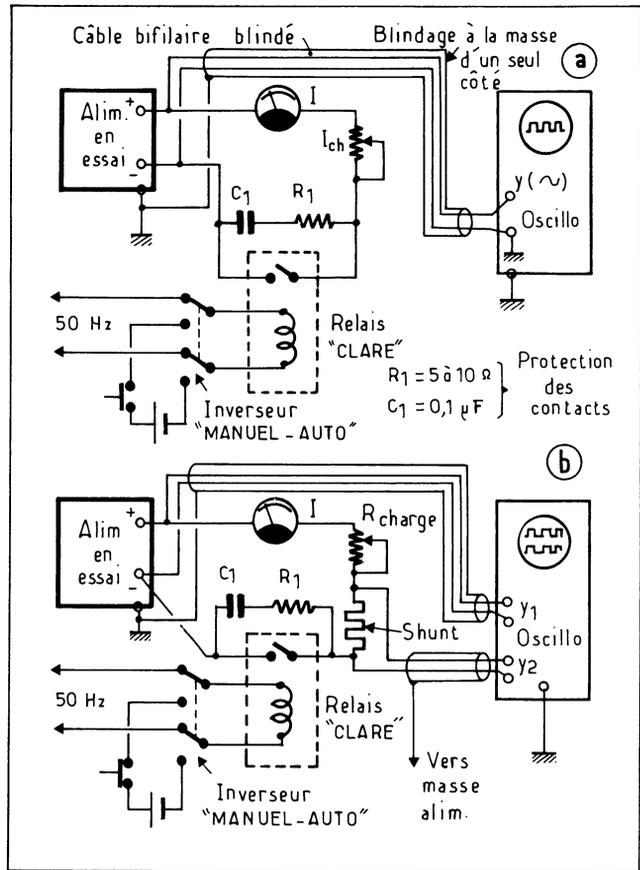


Fig. XIV-8. — La mesure de la résistance interne d'une source peut être effectuée à l'oscilloscope. Le montage (b) mettant en œuvre un oscilloscope à entrées différentielles est à recommander.

EMPLOI DES CHARGES ACTIVES

Qu'est-ce qu'une charge active? Ce n'est rien d'autre qu'une source de courant négative (*current sink* pour les anglo-saxons) ajustable ou modulable et capable d'absorber sans échauffement notable toute la puissance que la source en essai est capable de débiter.

Trois versions de ce dispositif sont reproduites à la fig. XIV-11.

On constate qu'il ne s'agit de rien d'autre qu'un transistor de puissance (ou mieux un Darlington) monté en source de courant. La résistance d'émetteur étant calculée pour supporter la plus grosse partie de la puissance afin d'éviter au transistor une puissance trop importante. Naturellement, ce transistor sera monté sur un radiateur, de préférence différent de celui sur lequel serait éventuellement montée la résistance R_E . Au cas où l'on ne pourrait appliquer la majeure partie de la puissance disponible à cette résistance R_E , il sera toujours possible de la «soulager» en introduisant une seconde résistance en série dans le collecteur (c).

Le processus de la mesure n'est guère différent de ce qu'il est avec le montage à commutation de charge: en régime statique, il est même exactement identique, la commutation de la charge active s'effectuant au moyen de l'interrupteur I.

— avec I ouvert, la base du transistor est polarisée et la charge active est en service.

— avec I fermé, la base est à la masse, le transistor bloqué et la charge hors service.

Mais l'avantage de la charge active réside dans le fait qu'elle est modulable, ce qui permet l'examen à l'oscilloscope de la réponse de l'alimentation dans toute la gamme

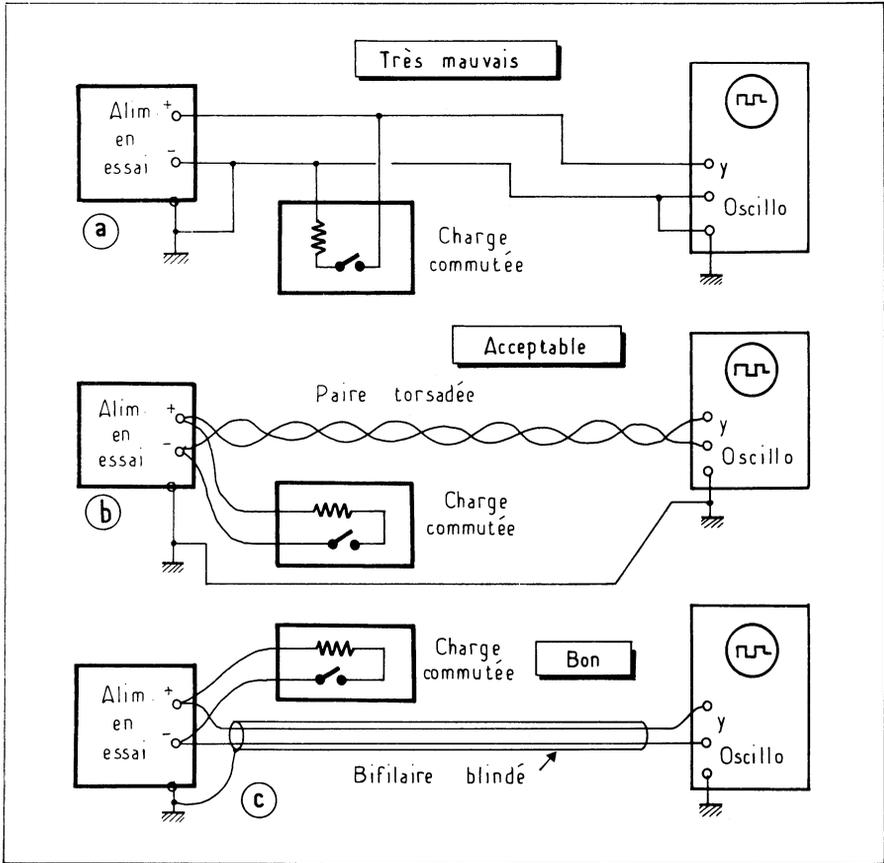


Fig. XIV-9. — De ces trois montages de mesure seul le (c) est vraiment satisfaisant.

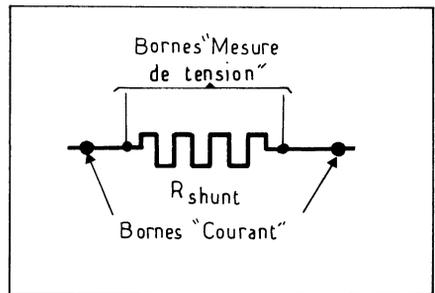


Fig. XIV-10. — La mesure du courant doit s'effectuer aux bornes d'un vrai shunt comportant des bornes « courant » et des bornes « tension » (Contacts de Kelvin).

d'intensité disponible et à différentes fréquences. C'est ainsi que Z dynamique peut être mesuré et non R_d statique. Le schéma du montage de la mesure est celui de la figure XIV-12: la mesure du courant dans la charge se déduit de celle de la tension aux bornes de la résistance d'émetteur R_E . Cette mesure n'est pas tout à fait exacte du fait que ladite résistance est également traversée par le courant de base du transistor. L'erreur ainsi introduite est d'autant moins importante que h_{fe} du transistor est plus élevée, on peut la considérer comme négligeable, si c'est un Darlington qui est utilisé.

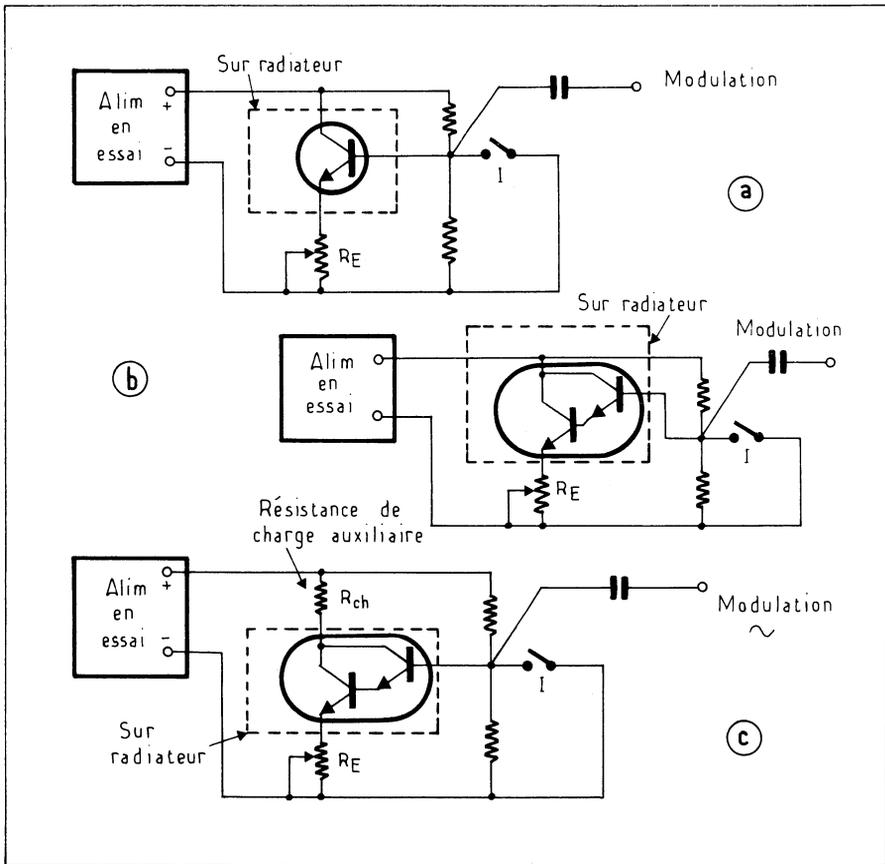


Fig. XIV-11. — Une charge active n'est rien d'autre qu'une source de courant négative (current sink) de puissance, commutable au moyen de l'interrupteur I qui en provoque le blocage lorsqu'il est fermé, ou modulable au moyen d'une tension alternative auxiliaire.

Si l'on désire être tout à fait rigoureux, on pourra faire appel à un oscilloscope à entrées différentielles et déduire le courant de la mesure de la chute de tension aux bornes d'un shunt monté en série avec l'alimentation en essai (fig. XIV-12-b). Si l'on ne possède pas d'oscilloscope à entrées différentielles, on dispose comme autres solutions :

1°) soit de déplacer le point de masse selon le schéma de la fig. XIV-12-c

2°) soit d'utiliser en charge active un transistor PNP, ce qui revient au même montage que précédemment mais en inversant les bornes de la source en essai...

Bien sûr, l'autre voie de l'oscilloscope est raccordée aux bornes de la source en essai. La modulation de la charge peut être obtenue, soit à partir du réseau 50 Hz, après réduction de la tension à la valeur voulue, soit au moyen d'un générateur de fonctions (solution qui a notre préférence, nous dirons pourquoi tout à l'heure).

3°) De placer un shunt en série avec la borne négative de l'alimentation en essai, ce qui est en fait la meilleure solution (fig. XIV-12-d).

Comment définir les valeurs des composants de la charge active ?

1°) Connaissant les valeurs maximales des tension et courant fournis par la source en essai, on commencera par définir la valeur de R_E de telle manière que, pour le courant maximal, il y ait aux bornes de cette résistance entre la moitié et les trois quarts de la tension nominale de la source, (ainsi, le transistor ne supportera qu'une faible partie de la puissance dissipée par l'ensemble).

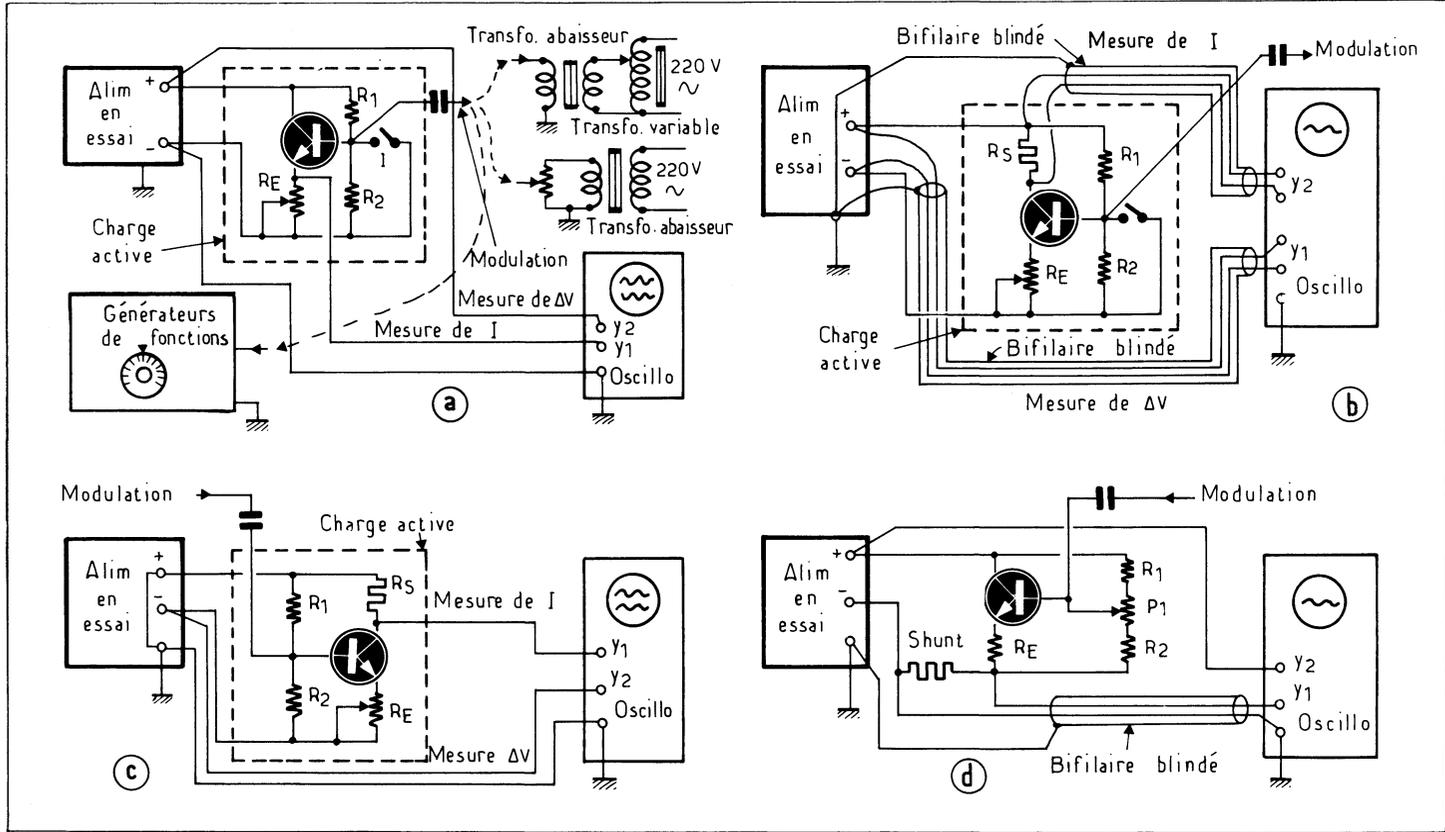


Fig. XIV-12. — Montage pour la mesure de la résistance dynamique au moyen d'une charge active modulée, par le secteur ou par un générateur de fonctions. En (a) avec un oscilloscope à entrée simple et en (b) avec entrées symétriques. Les schémas (c) et (d) permettent, avec un oscilloscope à entrée simple, d'éviter de mesurer le courant de base du transistor de la charge active en même temps que celui débité par l'alimentation en essai.

La puissance maximale dissipée par cette résistance sera facile à calculer : ce sera

$$P_{RE} = k V_s I_{nom} = (k V_s)^2 / R_E$$

k étant la fraction de la tension V_s appliquée à la résistance par construction ($1/2 > k > 3/4$).

On pourra ensuite définir le type de transistor et son radiateur sachant qu'une puissance

$$P_T = (1 - k) V_s I_{nom}$$

sera dissipée par le transistor.

En ce qui concerne les résistances de polarisation de base R_1 et R_2 , elles sont dimensionnées :

1°) de manière que le courant $I_{nominal}$ traverse la résistance R_E lorsque l'interrupteur I est ouvert pour le *fonctionnement statique* ; c'est-à-dire que la tension de la base soit égale à :

$$V_B = (R_E I_{nom}) + V_{BE}$$

2°) pour le fonctionnement en *régime modulé*, on s'arrangera pour qu'en l'absence de modulation, la tension V_B soit environ la moitié de la tension de crête à crête du signal de modulation nécessaire pour faire varier le courant dans la charge active entre 0 et $I_{nominal}$. Cette tension crête à crête du signal de modulation sera approximativement égale à $R_E I_{nom}$. Nous préférons, quant à nous, utiliser pour moduler la charge active un générateur de fonction capable de fournir des signaux triangulaires, sinusoïdaux et carrés, et munis d'un dispositif de réglage de la composante continue, superposée au signal (offset). Par un maniement judicieux des commandes d'amplitude du signal alternatif et de réglage de la composante continue, on arrive très rapidement, en utilisant la sortie « signal triangulaire », à déterminer le point de fonctionnement de la charge active et l'amplitude du signal à lui appliquer (fig. XIV-13) on passe ensuite en fonction sinusoïde. En explorant toute la gamme des fréquences, on parvient très rapidement à établir la courbe $Z_d = f(F)$ de la variation de l'impédance de sortie de l'alimentation en fonction de la fréquence du signal dans la charge analogue à celle de la figure XIV-6.

En dehors de la facilité de réglage qu'il offre, le signal triangulaire dont la moindre saturation est observable à l'oscilloscope, permet d'étudier le fonctionnement du limiteur de courant) osc. XIV-1 à XIV-3).

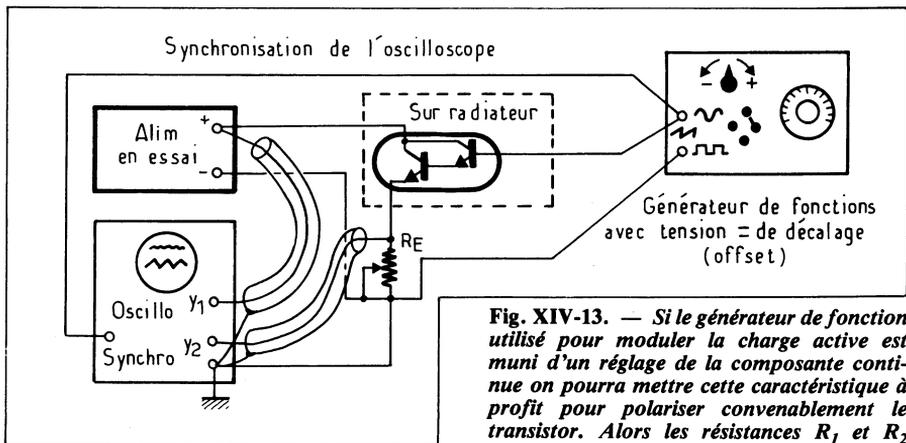
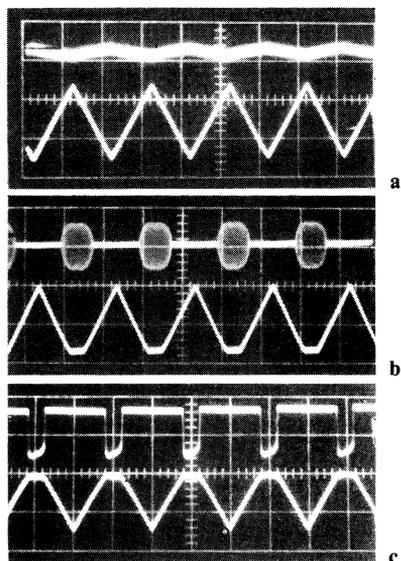


Fig. XIV-13. — Si le générateur de fonction utilisé pour moduler la charge active est muni d'un réglage de la composante continue on pourra mettre cette caractéristique à profit pour polariser convenablement le transistor. Alors les résistances R_1 et R_2 deviennent inutiles.

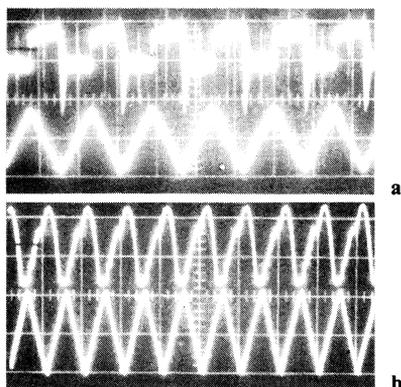


Osc. XIV-1. — Images relevées sur le schéma de la figure XIV-13.

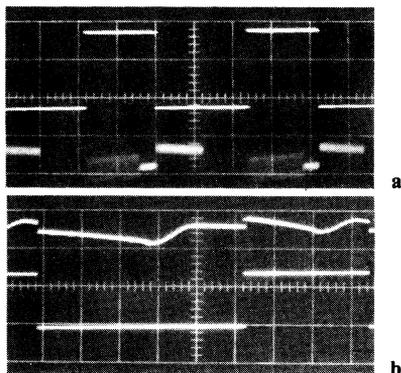
(a) fonctionnement normal : la charge active est correctement modulée : (1) courant dans la charge (1 A / cm) (2) variation de la tension de sortie de l'alimentation en essai (10 mV / cm).

(b) charge incorrectement polarisée : le transistor de la charge active se bloque sur les crêtes négatives du signal d'entrée (1) 1 A / cm. Nous n'avons pu déterminer la cause des oscillations H.F. pendant les périodes de blocage : vraisemblablement le transistor (50 mV / cm).

(c) autre défaut de polarisation du transistor de la charge active : les crêtes positives saturent le transistor par suite de l'entrée en scène du dispositif de régulation de courant de l'alimentation en essai (2) 1 A / cm et (1) 5 V / cm.

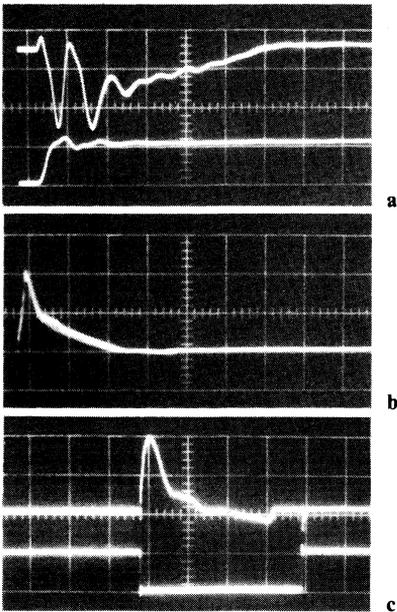


Osc. XIV-2. — Influence de la fréquence de modulation de la charge active (Relevé de la courbe $Z_d = f(f)$ d'une alimentation) sur les deux images on a en (1) le courant dans la charge : 1 A / cm et en (2) la variation de la tension de sortie de l'alimentation en essai : (a) $f = 100$ kHz $y_2 : 50$ mV / cm - (b) $f = 1$ MHz, $y_2 : 0,5$ V / cm l'impédance dynamique de l'alimentation est environ 10 fois plus élevée à 1 MHz qu'à 100 kHz. C'est normal et en fait pas tellement mal.



Osc. XIV-3. — Image relevée sur le montage de la figure XIV-13 mais en modulant la charge active par un signal rectangulaire : (1) courant dans la charge active 1 A / cm, (2) variation de la tension de sortie de l'alimentation 10 mV / cm. On remarque la même tendance à l'oscillation que sur l'oscillogramme 1-b.

L'oscillogramme (b) a été relevé de la même manière sur une alimentation régulée par un montage simple (transistor ballast plus diode de Zener il laisse apparaître une importante résiduelle de filtrage (1) 0,5 A / cm (2) 0,1 V / cm.



Osc. XIV-4. — Réaction d'une alimentation régulée à de brusques variations du courant. Oscillogrammes relevés sur le montage de la figure XIV-13. Sur l'osc. XIV-4-a (front avant : passage de zéro à I_{max}) on a en (1) le courant dans la charge (2 A/cm) et en (b) réponse de l'alimentation ($0,5 \text{ V/cm}$). Vitesse de balayage: $0,2 \mu\text{s/cm}$.

Le front arrière (passage de I_{max} à zéro) est photographié en (b) y: 2 V/cm et vitesse de balayage: $20 \mu\text{s/cm}$.

La réponse globale à un signal carré à 10 kHz (osc. XIV-4-c) résume le tout: y_1 courant dans la charge 2 A/cm , y_2 : variation de la tension de sortie de l'alimentation 2 V/cm . Vitesse de balayage: $50 \mu\text{s/cm}$.

Une autre méthode préconisée par un important constructeur américain (KEPCO) consiste à alimenter une charge passive par deux alimentations en parallèle: la source en essai et une alimentation de laboratoire modulée. Cela conduit au schéma de la fig. XIV-14 dont on comprend aisément le fonctionnement: lorsque la tension de la source modulée passe par un maximum, c'est elle qui fournit le plus gros du courant à la charge, soulageant ainsi la source en essai. Pendant les demi-périodes où c'est la tension de la source en essai qui est prépondérante, c'est elle qui fournit la majeure partie du courant à la charge.

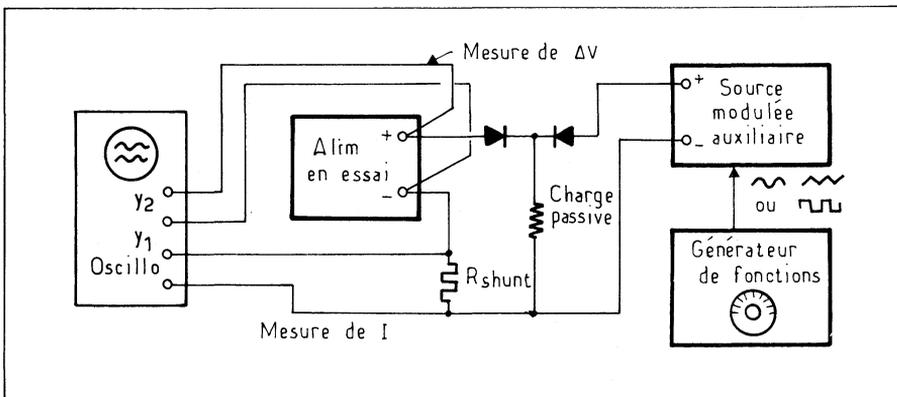


Fig. XIV-14. — Une autre méthode pour relever l'impédance dynamique d'une alimentation consiste à alimenter la charge en parallèle par l'alimentation en essai et par une alimentation de laboratoire modulée au moyen d'un générateur de fonctions. Méthode proposée par « Kepco ».

RÉPONSE À UNE BRUSQUE VARIATION DE CHARGE

Il est souvent utile de savoir comment se comportera une source d'alimentation devant une brusque variation de charge: que cette variation soit dans le sens de l'augmentation ou de la diminution du courant débité. Ces essais peuvent être réalisés aussi bien

avec le montage à commutation de charge qu'avec une charge active modulée en « Tout ou Rien » par un signal carré obtenu, soit au moyen d'un générateur de fonctions, soit en remplaçant l'interrupteur I des figures XIV-8 à XIV-12 par les contacts mouillés au mercure d'un relais *CLARE* alimenté en alternatif. La méthode *KEPCO* décrite plus haut est également applicable à ce type de mesure: il suffit de moduler la source auxiliaire en signaux carrés à fronts raides. Il sera intéressant d'examiner aussi bien les fronts avant et arrière du signal: passage d'une faible charge à une plus importante et vice-versa. Nous ne cachons pas que pour ce genre de mesure, c'est le montage à commutation qui a notre préférence. Toutefois, les relais à contacts mouillés au mercure présentant des temps d'établissement et de coupure extrêmement brefs (quelques nanosecondes), il importerait:

- 1°) d'utiliser des résistances aussi peu inductives que possible,
- 2°) de soigner le câblage en réduisant autant que possible la longueur des connexions.
- 3°) de protéger les contacts du relais par un réseau R.C. approprié (voir les notices du constructeur).

4°) l'impédance de sortie de la source en essai étant en général très faible, il est hautement recommandé, de fermer le câble coaxial de mesure sur son impédance caractéristique (50 à 75 Ω selon les cas) de manière à éviter les réflexions le long de ce câble qui seraient de nature à fausser l'image observée à l'oscilloscope (fig. XIV-15).

Les oscillogrammes XIV-4 et 5 donnent quelques exemples de ce que peut donner une telle mesure.

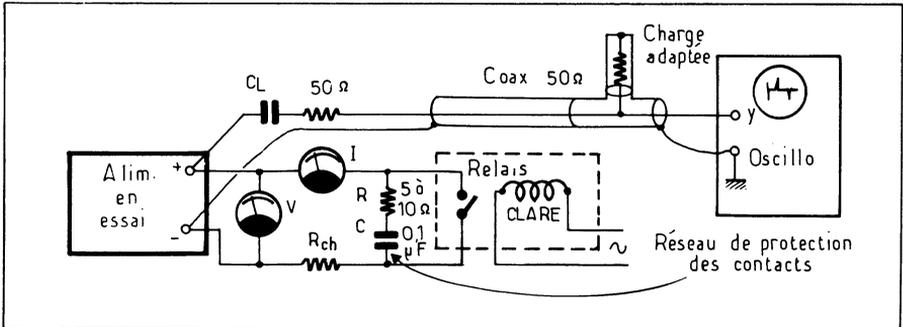
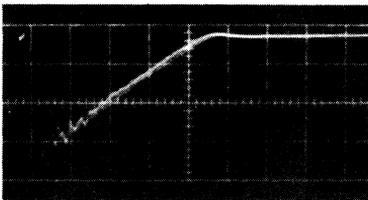
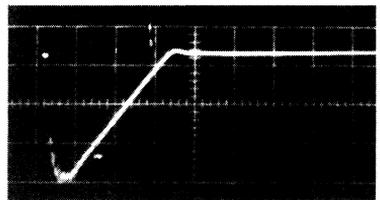


Fig. XIV-15. — Montage pour la mesure du temps de réponse d'une alimentation à de brusques variations de charge. Le schéma XIV-12-b, mettant en œuvre un oscilloscope à entrées différentielles et deux câbles adaptés, serait préférable.



a



b

Osc. XIV-5. — Réponse d'une alimentation à un brusque appel de courant. Oscillogramme obtenu par la méthode de commutation de la charge sur le montage de la figure XIV-15. En (a) on avait omis le réseau de protection des contacts du relais au mercure. L'image (b) où ce réseau a été mis en place est beaucoup plus belle. y : 0,5 V / cm, vitesse de balayage: 0,5 μ s / cm.

MESURE DES BRUITS ENGENDRÉS PAR UNE SOURCE D'ALIMENTATION

Ces bruits peuvent se répartir en trois catégories:

— Instabilité à court terme (1/2 heure environ) qui peuvent se classer dans la catégorie des bruits à très basse fréquence;

- Résiduelle de ronflement dans les cas d'alimentations à partir du secteur, de convertisseurs continu-continu ou de régulateurs à découpage,
- Bruits à large bande d'origines diverses, répartis dans une très vaste gamme de fréquence (1 MHz au plus).

L'instabilité à court terme est généralement très faible et on peut le plus souvent la négliger. Lorsqu'elle ne peut l'être, on pourra la mesurer soit au moyen d'un voltmètre numérique (4 1/2 digits au moins) comportant une sortie codée pour la commande d'un enregistreur, soit par la méthode différentielle ou potentiométrique au moyen d'un millivoltmètre enregistreur, à condition de disposer d'une source auxiliaire à très haute stabilité.

La résiduelle de ronflement et le bruit blanc peuvent être mesurés globalement ou séparément au moyen du montage de la fig. XIV-16, tout comme dans la mesure de l'influence des brusques variations de charge. L'impédance de sortie de la source en essai étant très faible, rien ne s'oppose à ce que l'on ferme le câble coaxial de mesure sur son impédance caractéristique, qui de toute manière sera bien inférieure à celle de la source en essai.

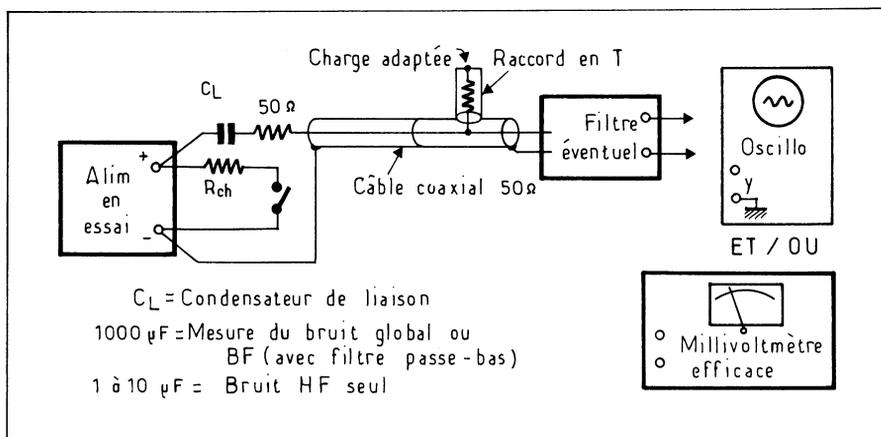


Fig. XIV-16. — Dispositif de mesure du bruit engendré par une alimentation. Même remarque que précédemment : le montage avec oscilloscope à entrées différentielles et deux liaisons coaxiales adaptées serait meilleur. Attention aux boucles de masses qui collectent des parasites.

Si l'on désire mesurer séparément les composantes à Basse et à Haute fréquence, il conviendrait d'intercaler un filtre passe-bas ou passe-haut dans le circuit de mesure. Comme le câble de liaison avec l'appareil de mesure oscilloscope et/ou voltmètre doit être chargé par une résistance adaptée, le filtre passe-haut se trouve automatiquement réalisé en utilisant un condensateur de liaison C_2 , d'assez faible valeur. En ce qui concerne le filtre passe-bas pour la mesure de la résiduelle de ronflement, il pourra être fait usage d'un filtre actif.

La mesure du bruit pourra être effectuée à vide et pour différentes valeurs de la charge.

MESURE DE LA VITESSE DE PROGRAMMATION

Il peut être nécessaire de connaître la vitesse à laquelle une alimentation régulée programmable répond à un ordre de variation de tension (ou de courant). Le montage d'essai pour ce type de mesure est des plus simples. Il est reproduit à la fig. XIV-17.

La résistance extérieure de programmation est fractionnée en deux parties dont l'une est périodiquement court-circuitée au moyen d'un relais à contacts mouillés au mercure et l'on observe à l'oscilloscope les fronts de montée et de descente du signal de sortie.

Les précautions indiquées plus haut : éviter les masses en boucle, charger le coax. de mesure sur son impédance caractéristique sont naturellement de rigueur !

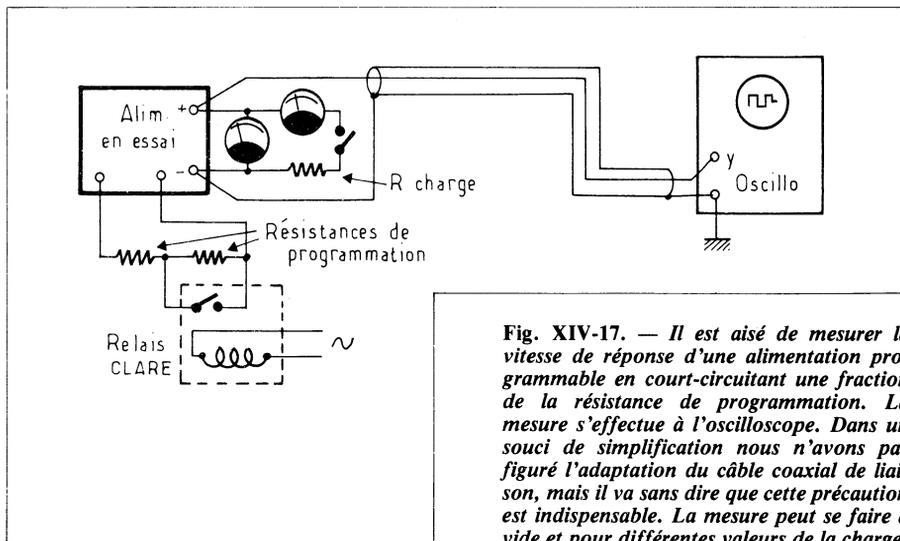


Fig. XIV-17. — Il est aisé de mesurer la vitesse de réponse d'une alimentation programmable en court-circuitant une fraction de la résistance de programmation. La mesure s'effectue à l'oscilloscope. Dans un souci de simplification nous n'avons pas figuré l'adaptation du câble coaxial de liaison, mais il va sans dire que cette précaution est indispensable. La mesure peut se faire à vide et pour différentes valeurs de la charge.

INFLUENCE DE LA TENSION D'ALIMENTATION DES STABILISATEURS, RÉGULATEURS ET CONVERTISSEURS

La mesure de l'influence de la charge s'applique évidemment à tous les types de sources d'alimentation : sources autonomes, convertisseurs, régulateurs et stabilisateurs de tension ou de courant alimentés par une source autonome à partir du secteur.

Les essais que nous allons décrire maintenant ne s'appliquent tout naturellement qu'aux dispositifs intermédiaires (stabilisateur et régulateur ou convertisseurs).

Le principe de la mesure est toujours la même : évaluer la variation de la tension de sortie lorsque varie la tension d'entrée, que celle-ci soit alternative ou continue. Cette mesure pourra être effectuée à vide ou en charge dans les limites prescrites de la tension d'entrée. L'appareil en essai est alimenté à partir d'une source de tension réglable dans les limites désirées — transformateur variable en alternatif ou alimentation de laboratoire en continu — et l'on mesure la variation de la tension de sortie correspondante, soit à l'aide d'un voltmètre numérique, soit en différentiel avec une alimentation réglable auxiliaire décrite plus haut (fig. XIV-7).

Lorsqu'il s'agit d'un dispositif alimenté en alternatif, il est pratiquement obligatoire de procéder à des mesures manuelles (bien qu'il soit possible de programmer une séquence de relais commutant les enroulements secondaires d'un transformateur selon un code binaire (fig. XIV-18) mais cette disposition ne nous semble intéressante que dans le cas d'essais en grande série.

En ce qui concerne les dispositifs alimentés à partir d'une source primaire continue (stabilisateurs, régulateurs, convertisseurs) nous savons qu'il est possible de moduler une alimentation de laboratoire ou de la programmer au moyen d'un convertisseur numérique analogique. On peut donc penser faire varier (linéairement ou par bonds) la tension d'entrée à une cadence suffisante pour pouvoir observer le résultat à l'oscilloscope (fig. XIV-19). Nous avons à dessein simplifié le schéma, mais toutes les précautions de câblage indiquées plus haut ne devront pas être négligées, d'autant plus que souvent, avec les régulateurs de tension de qualité en particulier, l'influence de la tension d'entrée se fait moins sentir (dans les limites de fonctionnement du régulateur) que celle de la charge, on sera donc souvent obligé de « pousser » au maximum la sensibilité de l'oscilloscope qui deviendra, de ce fait, plus sensible aux parasites extérieurs.

Pour des essais de réception de modules régulateurs (intégrés, monolithiques ou autres) il est intéressant de disposer d'un montage d'essai d'un maniement simple et rapide. Nous en donnons à la fig. XIV-20 un exemple proposé par National Semiconductor pour l'essai des régulateurs intégrés de sa fabrication.

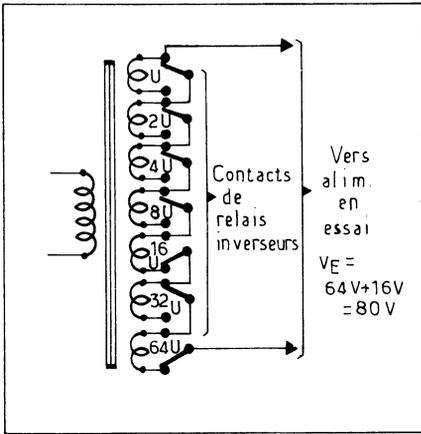


Fig. XIV-18. — Un transformateur comportant des secondaires dont les tensions s'échelonnent selon une progression géométrique, et commutés par une séquence de relais, peut être utilisé pour la mesure de l'influence de la tension d'entrée.

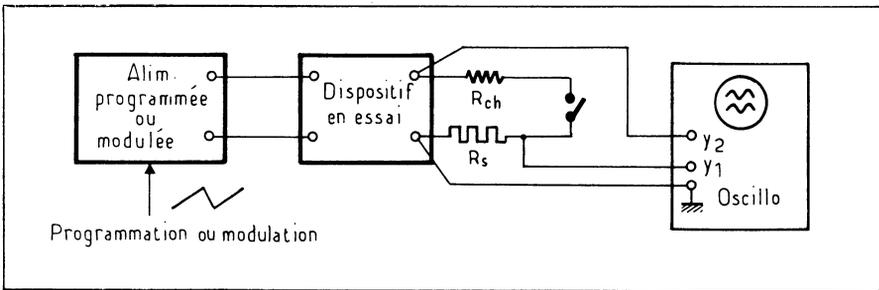


Fig. XIV-19. — Une source de tension modulée en amplitude (alimentation modulable ou programmable) est nécessaire pour effectuer le relevé oscillographique de l'influence de la tension d'entrée sur un régulateur. Naturellement la mesure peut s'effectuer à vide ou en charge.

Un oscillateur constitué par un NE 555 fournit des impulsions rectangulaires qui peuvent être appliquées à volonté à la source d'alimentation modulable (transistors T_4 à T_7) pour la mesure de l'influence de la tension d'entrée, la charge active (transistors T_2 et T_3) étant maintenue à une valeur fixe ajustée au moyen du potentiomètre P_1 . Pour l'essai à tension d'entrée constante et charge variable, c'est à l'entrée de la charge active que sont appliquées les impulsions issues de l'oscillateur.

De plus, une prise marquée B_5 sur le schéma permet de mesurer le courant de repos I_0 du régulateur. Le tableau qui accompagne la figure permet d'en mieux saisir le fonctionnement lors des différentes mesures. Une version destinée à l'essai des régulateurs de tension négative est reproduite à la fig. XIV-20-b.

MESURES ET ESSAIS SUR LES SOURCES DE COURANT

Tout naturellement, le schéma du montage pour ces mesures découle des propriétés de ces sources (1) et les précautions quant au câblage et aux lignes de masse décrites plus haut devront être respectées.

Nous reproduisons à la fig. XIV-21 le schéma général qui pourra être utilisé pour toutes les mesures :

(1) On doit remarquer que, contrairement aux alimentations à tension constante dont la résistance interne se mesure en milliohms et doit être la plus faible possible, c'est en centaines de kilohms et même souvent en mégohms que se chiffre la résistance dynamique d'une source régulée en courant. Suivant la valeur de la charge la tension aux bornes de cette dernière variera entre zéro et la tension maximale d'alimentation. Un schéma proche de la réalité est celui de la figure XIV-23. Schéma équivalent à celui d'une alimentation en courant délivrant une intensité constante de 1 mA avec une tension maximale de sortie de 10 Volts et une résistance dynamique de 10 M Ω .

Type d'essai	Position des commutateurs					Mesure sur sortie :
	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	
Influence de la charge	Charge		=	On	Fermé	B ₂
Influence de la tension d'entrée	V _E	=		On	Fermé	B ₂
Courant de repos I ₀	Charge	=	=	On	Ouvert	B ₅
Influence sur I ₀ de la charge de V _E	Charge V _E	 =	 =	On On	Ouvert Ouvert	B ₅ B ₅
Tension de sortie	Charge	=	=	On	Fermé	B ₂

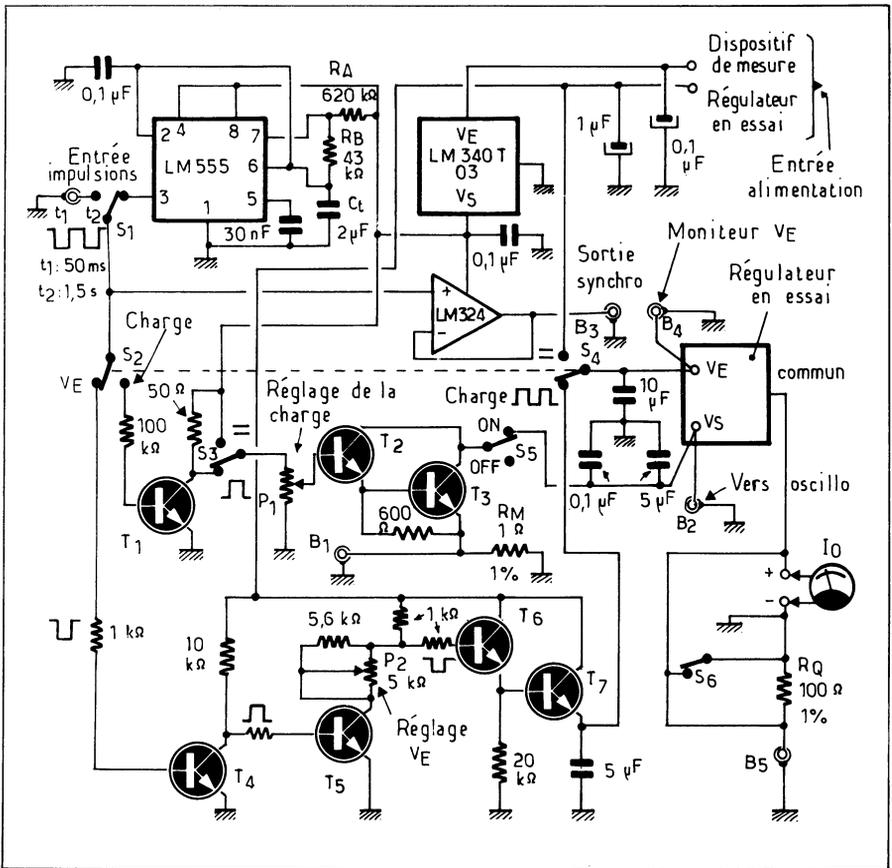


Fig. XIV-20-a. — Les essais en série des régulateurs de tension (intégrés ou à composants discrets). Peuvent être effectués au moyen de ce montage pour les régulateurs de tension positive.

Type d'essai	Position des commutateurs		Transistor T ₃ (1)	Mesure sur sortie
	S ₁	S ₂ (1)		
Influence de la charge	Charge	Ouvert	Bloqué/saturé	B ₁
Influence de V _E	V _E	Ouvert/Fermé	Bloqué	B ₁
Courant de repos I _O	Charge	Ouvert	Bloqué	I _O
Influence sur I _O de la charge de V _E	Charge	Ouvert	Bloqué	I _O
	V _E	Ouvert	Bloqué/saturé	I _O

(1) Ouvrir puis fermer alternativement.

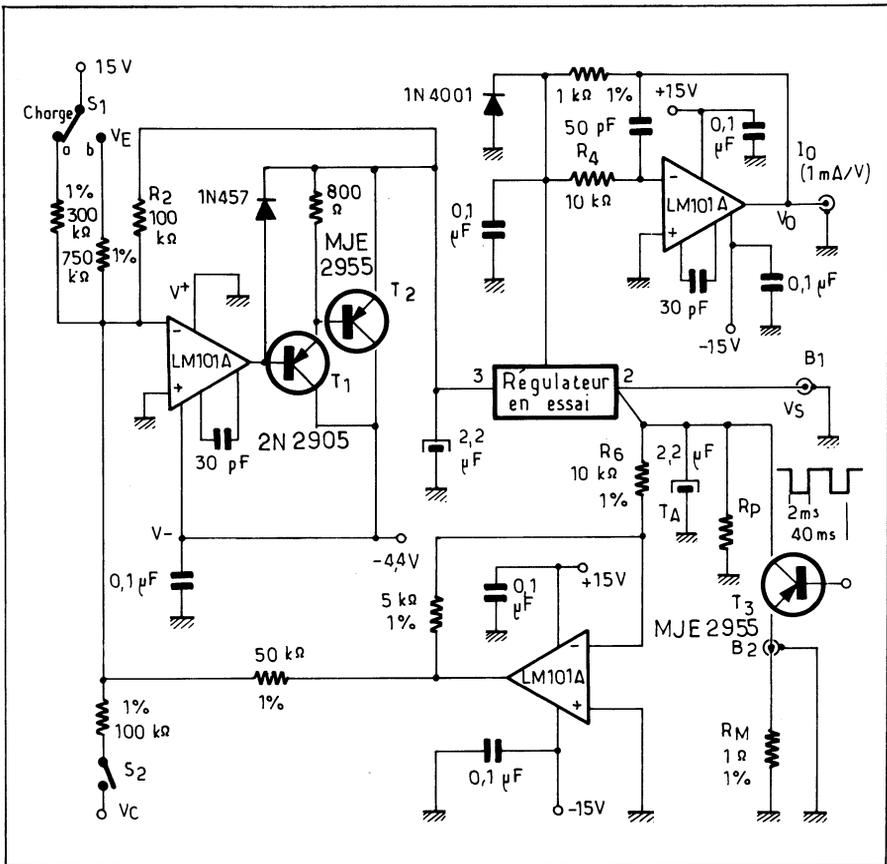


Fig. XIV-20-b. — Les essais en série des régulateurs de tension (intégrés ou à composants discrets). Peuvent être effectués au moyen de ce montage pour régulateurs de tension négative.

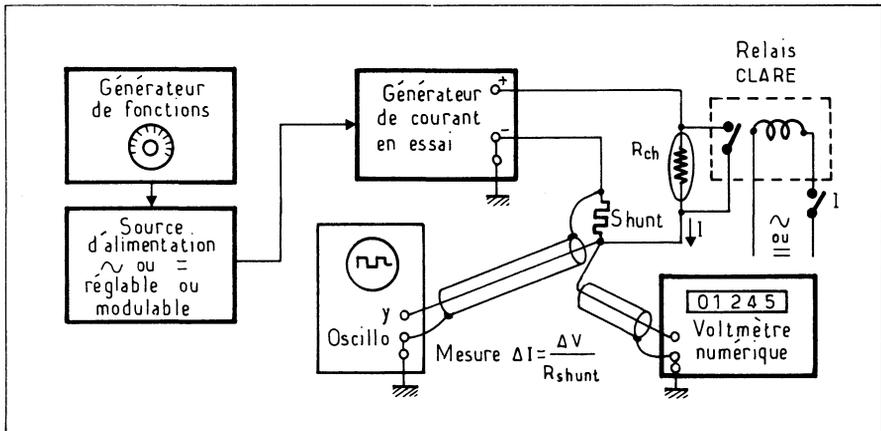
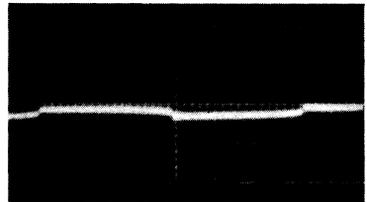


Fig. XIV-21. — Schéma général de principe de l'installation pour la mesure des performances des sources de courant. Le principe des mesures est le même que pour les sources de tension : simplement les mesures sont effectuées aux bornes du shunt et non à celles de la charge.

1°) **MESURE DE L'INFLUENCE DE LA TENSION D'ENTRÉE.** La charge R_{ch} est laissée en service (interrupteur I ouvert), on fait varier la tension de la source d'alimentation (soit manuellement, soit par modulation) dans les limites prescrites et l'on mesure (au moyen d'un voltmètre numérique dans le cas de variations manuelles, soit à l'oscilloscope dans le cas d'une modulation de la source) la variation de la tension correspondante aux bornes du shunt (osc. XIV-6).

Osc. XIV-6. — Mesure de la résistance dynamique d'une source à courant constant sur le montage de la figure XIV-21 avec $R_{charge} = 330 \Omega$ et $R_{shunt} = 100 \Omega$ pour un courant de 30 mA. Déviation verticale : 10 mV / cm. L'épaisseur de la trace est due au bruit. Vitesse de balayage : 1 ms / cm.



2°) **INFLUENCE DE LA CHARGE.** La tension d'entrée étant fixe, on ferme l'interrupteur I et l'on mesure (à l'aide de l'oscilloscope si le relais de court-circuit de la charge est alimenté en alternatif, ou au moyen du voltmètre numérique dans le cas d'une alimentation du relais en continu) la variation de tension (ΔV) ainsi produite aux bornes du shunt. De cette mesure on peut déduire la résistance dynamique de la source.

On a :
$$\Delta I = \Delta V / R_{shunt}$$

et :
$$R_d = R_{charge}(I / \Delta I)$$

Cette mesure peut être effectuée pour la tension d'alimentation nominale ainsi que pour les valeurs extrêmes tolérées de cette tension si cela est prescrit par le cahier des charges.

3°) **MESURE DES BRUITS.** Tout comme dans le cas des sources de tension, on pourra mesurer séparément :

- la dérive à court terme (généralement 1/2 heure) par enregistrement au moyen du voltmètre numérique ou par la méthode différentielle (fig. XIV-22),
- les résiduelles de ronflement,
- le bruit large bande.

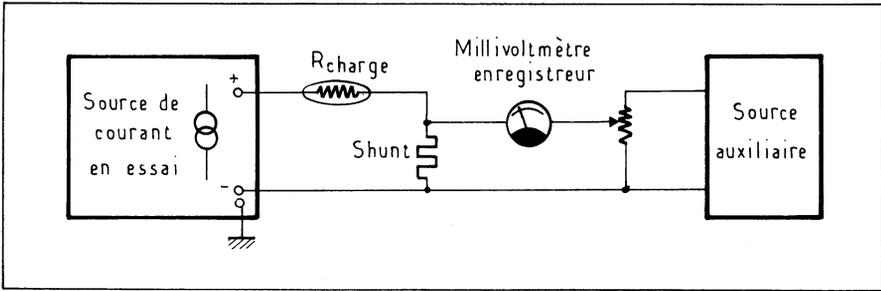


Fig. XIV-22. — Schéma de principe de la mesure de la dérive à long terme d'une source de courant par la méthode potentiométrique : la source auxiliaire doit être à très haute stabilité ... c'est évident !

Les méthodes de mesure étant les mêmes que pour les sources de tension, seule diffère la manière dont on prélève le signal de bruit qui ici, est pris aux bornes du shunt et non aux bornes de la source en essai.

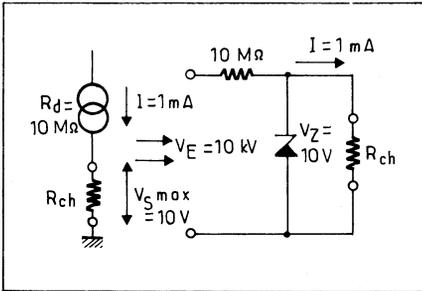


Fig. XIV-23. — Schéma équivalent à une source de courant de 1 mA délivrant une tension maximale de 10 Volts et dont la résistance dynamique est de 10 MΩ.



ANNEXE I

QUELQUES RÉFLEXIONS SUR LES MESURES D'INTENSITÉ EN RÉGIME IMPULSIONNEL

EMPLOI DES SHUNTS COAXIAUX

Nous avons remarqué que pour apprécier la vitesse de réponse d'une alimentation à une brusque variation de charge on est conduit à la faire fonctionner en régime impulsionnel (passage du régime à vide à la pleine charge en une fraction de microseconde). Il semblerait à première vue que la mesure à l'oscilloscope d'une tension aux bornes d'un shunt soit sans problème puisque l'on travaille à très basse impédance. Un bref examen de la figure XIV-24 va nous prouver le contraire. Le shunt, avec les conducteurs de prise de tension à ses bornes constitue une boucle qui ne demande qu'à capter des parasites. Par ailleurs, en régime impulsionnel, si faible soit-elle l'inductance propre du shunt peut devenir prépondérante sur sa résistance et conduire à des oscillogrammes tout à fait fantaisistes. C'est pourquoi il est indispensable de veiller à réaliser des shunts à très faible inductance.

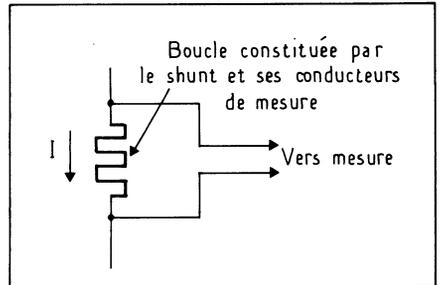


Fig. XIV-24. — Un shunt forme avec ses conducteurs de mesures une boucle dont l'inductance n'est pas négligeable en régime impulsionnel.

Pour la mesure de courants faibles on est souvent amené à des valeurs de shunt de quelques ohms à quelques dizaines d'ohms. Pour rendre non inductive une résistance bobinée il existe différents moyens :

— on peut bobiner deux fils en sens inverse et les mettre en parallèle (bobinage de *Ayrton et Perry*) fig. XIV-25-a),

— un peu moins efficace mais plus facile à réaliser est le bobinage sous forme de grecques (b).

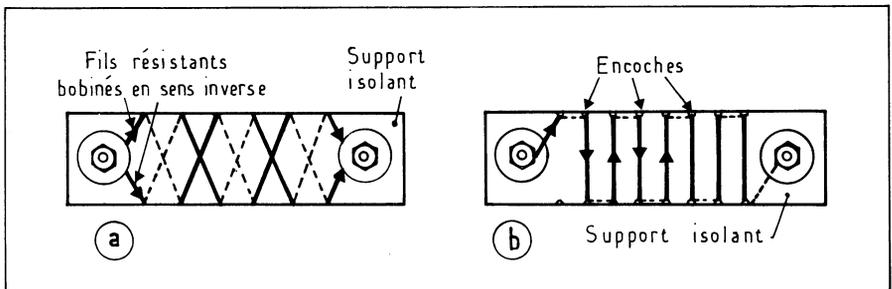


Fig. XIV-25. — La méthode de bobinage due à *Ayrton et Perry* permet d'obtenir des résistances bobinées non-inductives (a). La méthode des grecques est plus économique mais moins efficace (b).

Avec les shunts non bobinés, pour éviter de constituer une boucle avec le shunt et les conducteurs de mesure, une solution consiste à replier l'un d'eux et à l'appliquer à plat sur le shunt, les deux conducteurs sont alors torsadés pour les soustraire à l'influence du champ magnétique (fig. XIV-26-a).

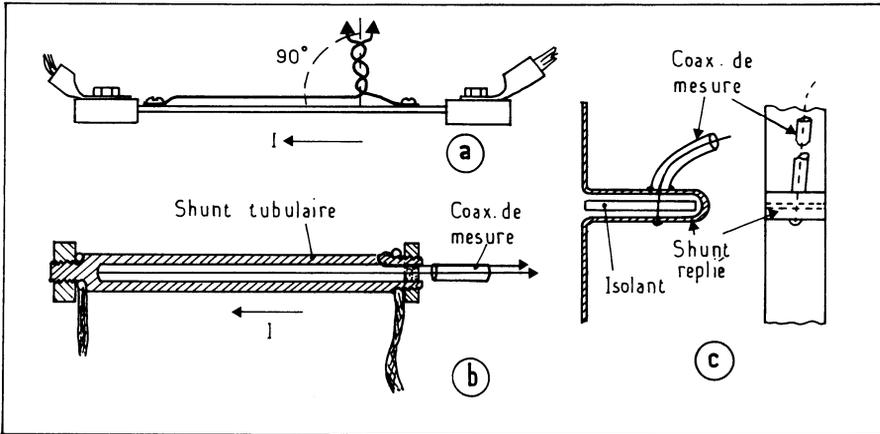


Fig. XIV-26. — *Trois méthodes pour réduire l'inductance de la boucle formée par le shunt et ses conducteurs de mesures : (a) replier un des conducteurs sur le shunt ; le shunt coaxial (b) est préférable mais moins aisé à réaliser que la méthode du shunt en épingle à cheveux (c).*

Un perfectionnement à cette méthode consiste à utiliser un shunt tubulaire (shunt coaxial) à l'intérieur duquel on fait passer l'un des conducteurs de mesure (b).

Une autre méthode plus facile à improviser consiste à replier le shunt sur lui-même et à souder un fil en travers comme le montre la figure XIV-26-c. Il est possible de replier directement un morceau de barre du circuit. Le coefficient de température sera alors celui du cuivre (ou de l'aluminium) et la valeur mal connue mais c'est dans ce cas la réponse en fréquence qui est la caractéristique essentielle.

Références Bibliographiques

- Test I.C. Voltage Regulators with one General Purpose Circuit - E.R. HNATEK et L. GOLDSTEIN - E.D.N. - 15 Mai 1972 - pp. 40 à 43.
- Testing Power Supplies Quickly and Cheaply - L. TATAPUDI - *Electronics* Novembre 1972 - p. 121.
- Voltage Regulator Handbook - *National Semiconductor* - Edition 1973 - pp. 9-6 à 9-11.
- Note d'application AN-90 - *Hewlett Pakard*.
- Documentations *Kepeco* et *Lambda Electronique*.

COUPLAGE DES ALIMENTATIONS RÉGULÉES DE LABORATOIRE

Il est des cas où il peut être intéressant de coupler entre elles des alimentations de laboratoire soit en série, soit en parallèle, soit de manière que l'une d'elle supplée à la défaillance éventuelle de l'autre (normal-secours). Nous allons examiner succinctement ces différents modes de couplage.

MONTAGE EN SÉRIE D'ALIMENTATIONS RÉGULÉES

En théorie, il est toujours possible de monter en série des alimentations régulées de la même manière que des piles. En fait il est désirable de s'entourer d'un certain nombre de précautions.

Tout d'abord le nombre des alimentations qui peuvent être montées en série est limité par la tension d'isolement des sorties de chacune d'elle par rapport à la masse et par rapport au réseau. Cela semble évident mais l'expérience du labo nous a montré que les opérateurs n'y pensent pas toujours.

Autre précaution à prendre: shunter les sorties de chacune des alimentations montées en série par une diode en inverse de manière que si l'une d'elle vient à cesser de débiter avant l'autre — soit par panne, soit tout simplement parce que l'on n'aura pas pris la précaution de les commander par un interrupteur commun — la tension de celle qui reste en service ne se referme pas, à travers la charge, sur l'entrée de la seconde dont le transistor ballast risque de souffrir de se voir appliquer une tension inverse (fig. XV-1).

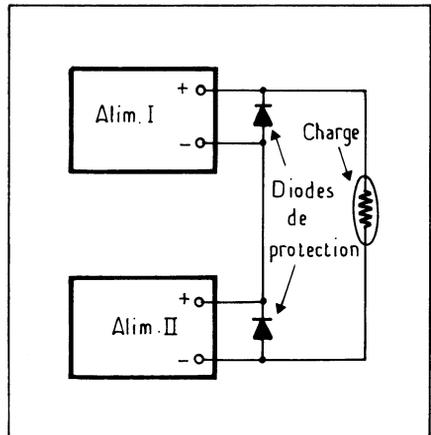


Fig. XV-1. — *Lorsque l'on monte des alimentations régulées en série, il est prudent de les protéger par des diodes en inverse pour permettre au courant de se refermer en cas de panne de l'une d'entre elles.*

Si l'on veut travailler à tension variable avec des alimentations montées en série, il est souvent préférable, et plus pratique d'en asservir une (esclave) à la tension de l'autre. Pour cet usage, certains constructeurs fournissant des alimentations dont la source de référence d'une part, les entrées de l'amplificateur d'erreur d'autre part sont accessibles. On remplace alors la référence de l'alimentation esclave par une fraction de la tension de sortie de celle qui joue le rôle de pilote, on est conduit au schéma de la figure XV-2-a qui

se comprend mieux par l'examen du schéma (c) sur la même figure. L'alimentation pilotée (ou esclave) fonctionne tout simplement comme un amplificateur non inverseur, tout comme dans les alimentations inter-asservies dont il a été parlé précédemment. La même disposition s'applique lorsque par exemple on désire disposer de sources symétriques par rapport à la masse, pour l'alimentation d'amplificateurs opérationnels par exemple (fig. XV-2-b).

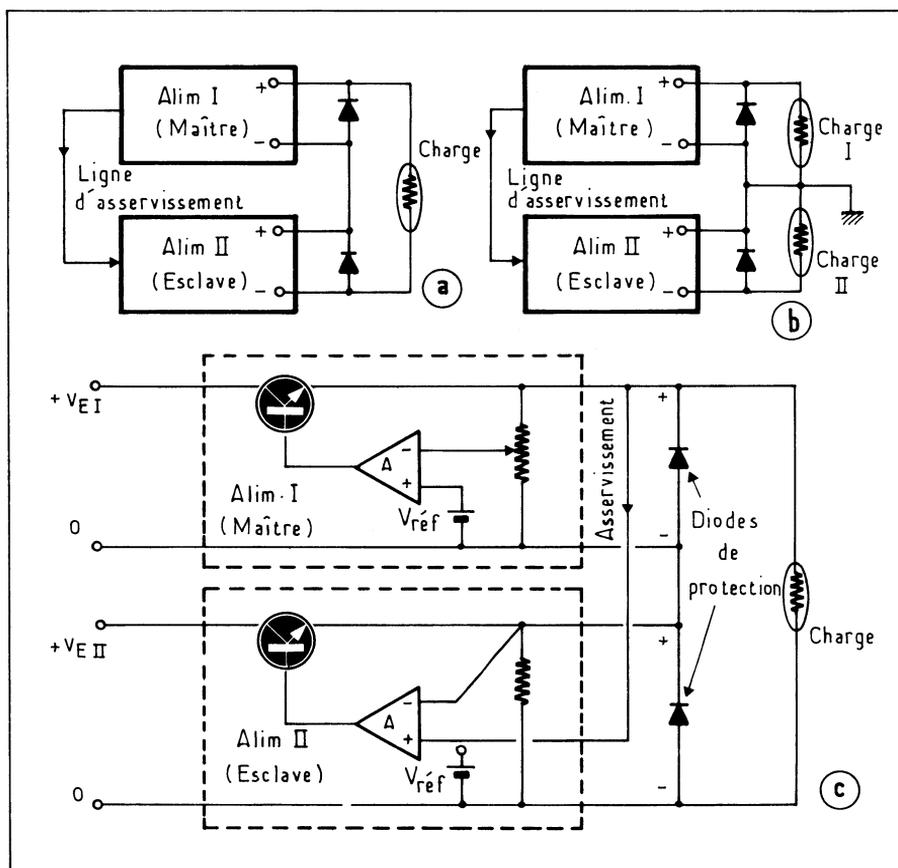


Fig. XV-2. — Lorsque le modèle d'alimentations utilisé le permet, il est pratique de les inter-asservir (a). (b) Alimentation de charges symétriques au moyen d'alimentations inter-asservies. Le schéma (c) permet de comprendre l'inter-asservissement.

MONTAGE EN PARALLÈLE

On peut également, du moins en théorie, monter en parallèle autant d'alimentations régulées qu'on le désire à condition, cela va de soi, que toutes délivrent la même tension. Comme il peut se produire de petites différences entre les tensions fournies par les différentes alimentations il sera utile d'introduire une diode de protection en série avec la sortie de chaque module (fig. XV-3) afin d'éviter que s'établissent entre elles des courants de circulation. Tout comme dans le cas du montage d'alimentations en série, il sera pratique, pour permettre le monoréglage, de piloter la tension de sortie de toutes les alimentations montées en parallèle à partir de celle de l'une d'elles choisie comme référence, cela conduit au schéma de principe de la figure XV-4-a explicité, nous l'espérons, par le schéma (b) de la même figure.

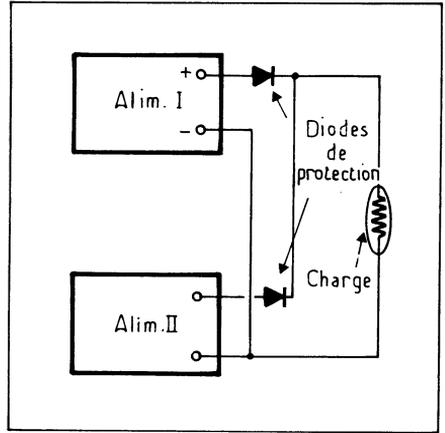


Fig. XV-3. — Pour le montage parallèle, il est également recommandé de faire usage de diodes de protection montées, cette fois-ci, en série avec chacune des alimentations.

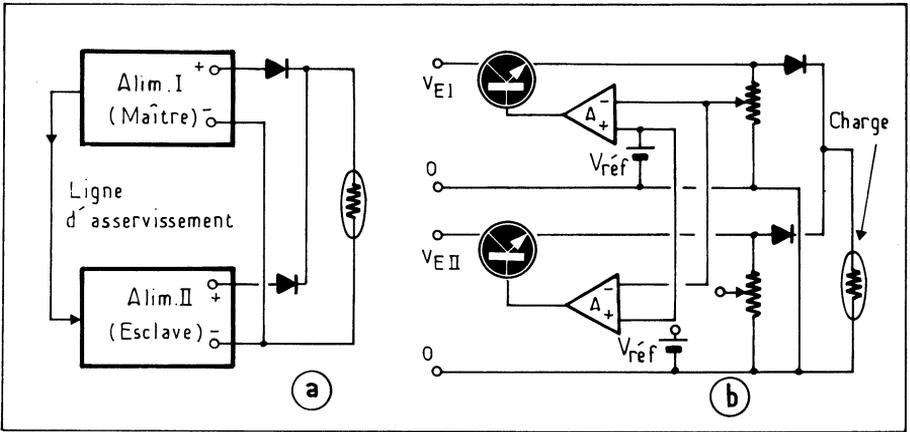


Fig. XV-4. — Inter-asservissement d'alimentations montées en parallèle.

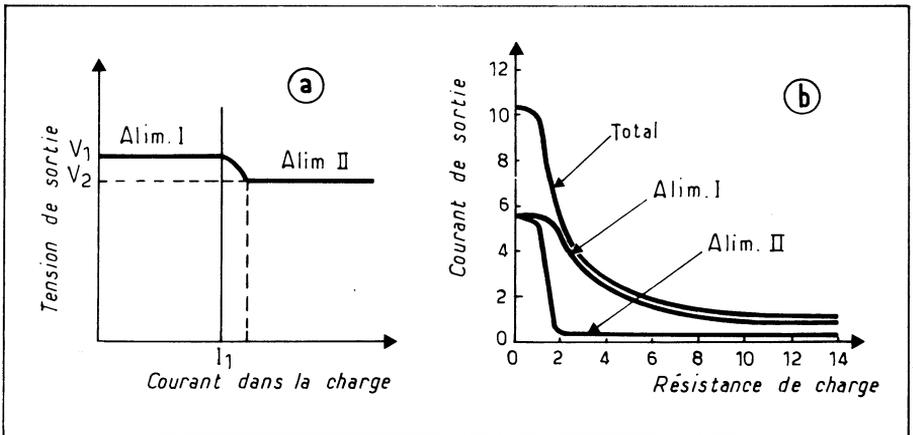


Fig. XV-5. — Courbe de la tension de sortie en fonction du courant débité (a) et du courant débité en fonction de la résistance de charge (b) d'alimentations montées en parallèle sans inter-asservissement.

Si les modèles utilisés ne permettent pas l'asservissement, il n'y a pas lieu de s'en inquiéter à condition que les deux alimentations soient munies d'un dispositif de limitation du courant — les alimentations de laboratoires modernes le sont pratiquement toutes. Les diodes de protection évitant les courants de circulation, on règle séparément les tensions de sortie des alimentations à des valeurs aussi voisines que possible et on laisse l'équilibre s'établir de soi-même : tant que le courant de charge n'atteint pas le seuil de fonctionnement du limiteur d'intensité c'est l'alimentation dont la tension de sortie est la plus élevée qui va débiter la première — il y a toujours une petite différence de tension de sortie, ne serait-ce que du fait des chutes de tension directes aux bornes des diodes de protection qui ne sont pas rigoureusement égales — puis lorsque le limiteur d'intensité entrera en fonction, on assistera à un léger décrochement de la courbe $V = f(I)$ et la seconde alimentation prendra le relais (fig. XV-5). Ce décrochement dans la courbe sera d'autant moins accusé que l'on aura pris soin de mieux équilibrer les tensions de sortie des alimentations mises en parallèle.

MONTAGE D'UNE ALIMENTATION EN SECOURS

Certains dispositifs (ordinateurs, télécommunications, etc.) nécessitent une sécurité d'alimentation élevée, aussi est-il recommandé de doubler leur alimentation de manière, qu'en cas de défaillance de l'alimentation principale, celle qui est en secours prenne automatiquement le relais. Le montage à effectuer n'est guère différent de celui de la figure XV-6. Toutefois on règle volontairement la tension de sortie des alimentations, sur

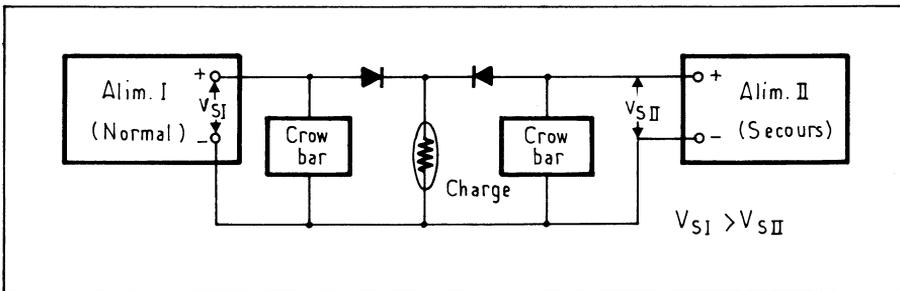


Fig. XV-6. — Dans un dispositif normal-secours à deux alimentations, celle prévue en secours est réglée sur une tension légèrement inférieure à celle qui assure le service normal.

des tensions légèrement différentes. Par exemple, supposons un ensemble numérique équipé de circuits intégrés T.T.L., dont la tension nominale d'alimentation est de 5 Volts avec une tolérance comprise entre 5,2 et 4,7 Volts. On ajustera la tension de sortie de l'alimentation principale sur 5,1 Volts et celle de secours sur 4,9 Volts. Les deux alimentations seront munies d'un dispositif de protection contre les surtensions (crowbar) et seront capables chacune de fournir la totalité de la puissance requise par l'installation, c'est là la principale différence, par rapport au montage d'alimentations en parallèle.

Références Bibliographiques

- Catalogue général des *Alimentations Lambda* - Vol. I - 1976 - pp. 93 à 95.
- It's Easy to Connect D.C. Supplies in Parallel - Shri D. BHANUMURTY - *Electronics* - 15 Septembre 1977.

TABLE DES MATIÈRES

Introduction	5
I. — Les transformateurs	7
Rappel concernant les unités magnétiques	7
Quelques généralités	11
Rendement	14
Conditions pour le rendement optimal	16
Calcul d'un transformateur	17
Essais et mesures sur les transformateurs: Mesure de la résistance ohmique des enroulements — Température de fonctionnement — Vérification du rapport de transformation — Vérification des tensions sous charge nominale — Mesure des pertes — Essais d'isolement	20
Couplage des transformateurs	26
Utilisation des réseaux polyphasés	26
Les transformateurs triphasés: Mode de couplage des enroulements — Trois transfos «Mono» ou un seul transfo «Tri»? — Couplage en parallèle des transformateurs triphasés	27
Les transformateurs d'intensité (T.I.)	32
II. — Redressement et filtrage	37
Première partie. — Redressement	37
Problèmes de diodes: Montage des diodes en série — Montage des diodes en parallèle — Redresseurs synchrones par transistors	47
Deuxième partie. — Filtrage	58
Filtrage par condensateur: Filtre avec inductance en tête — Courant critique — Inductance critique	58
Filtrage actif par transistor	73
En marge de la haute technique: quelques montages peu classiques: Filtrage par transformateur — «Filtrage» par diode — Inductance de filtrage variable en fonction du courant qui la traverse — Une astucieuse commutation 110/220 Volts	75
III. — Stabilisation et régulation de tension	82
IV. — Les sources de référence de tension	85
Les diodes de Zener: Principe — Mise en œuvre	85
Les sources de tension de référence intégrées	101
Appliquons la loi d'Ohm	106
Les tubes stabilisateurs de tension à gaz	109
Autres dispositifs de stabilisation utilisables pour réaliser des références de tension	113
Etalons primaires de tension	114
V. — Stabilisation de tension	116
Caractéristiques générales d'un stabilisateur	116
Stabilisation des tensions continues par diodes de Zener et tubes au néon	118
Augmentons la puissance du stabilisateur (configuration Shunt): Exemple de calcul — Configuration série — Exemple de calcul — Comparaison entre les deux configurations. «Bleeders» électroniques pour redresseurs avec filtrage par inductance en tête	121
Emploi des diodes de Zener pour la stabilisation des tensions alternatives	132

VI. — Les régulateurs linéaires de tension continue pour basses et moyennes tensions (0 à 1 000 Volts)	134
Principe de fonctionnement d'une alimentation régulée en tension	134
Comment déterminer les valeurs des éléments d'une alimentation régulée	137
Quelques montages pratiques	144
L'ampli « OP » entre en scène	150
Modes d'ajustage de programmation de la tension délivrée par une alimentation régulée	153
Encore quelques montages pratiques	160
Et pour les tensions plus élevées	168
Réponse en fréquence. Un gros condensateur en parallèle sur la sortie est-il utile? ..	169
Les alimentations « bipolaires »	170
VII. — Les régulateurs de tensions intégrés	176
Constitution d'un régulateur intégré	177
Rapide tour d'horizon sur les C.I. régulateurs de tension	179
Quelques schémas d'utilisation des régulateurs intégrés à tension variable : Schémas classiques de régulateurs série pour tensions positives — Emploi de transistors ballasts extérieurs — Régulateurs Shunt — Régulateurs pour tension négative ..	180
Quelques montages un peu moins classiques : Stabilisateurs de tensions positives et négatives — Utilisation en régulateur de courant	190
Régulateurs intégrés à tension fixe ou ajustable	197
Augmentation du courant de sortie	202
Régulation des tensions négatives et symétriques	203
Régulation de courant	204
Emploi des régulateurs intégrés tripolaires en découpage	205
Circuits intégrés spéciaux pour régulateurs à découpage	209
VIII. — La régulation en courant continu	211
Définitions préliminaires	211
Dispositifs stabilisateurs de courant	213
Montages régulateurs de courant	217
Emploi de l'amplificateur opérationnel : le convertisseur tension-courant	224
Alimentations régulées en tension et en courant	232
Source de courant bipolaire	236
IX. — Prérégulateurs et régulateurs par commutation	238
Régulation par redresseur commandé (thyristor)	240
Cas des montages prérégulateurs	246
Régulation d'intensité par redresseurs contrôlés	251
Régulation par découpage : Principes généraux	253
Découpage par thyristor, le circuit Morgan	255
Découpage par transistors : Montages à oscillateurs séparés — Montages auto-oscillants — Cas des régulateurs intégrés tripolaires	256
Prérégulateurs à découpage	270
Synchronisation	272
Régulation de courant	273
Mise en œuvre des V.M.O.S.	273
Annexe 1. — Entrons un peu dans la théorie	276
Annexe 2. — Choix de la diode de « Roue libre »	282
X. — Convertisseurs et alimentations à découpage	286
Vue panoramique sur les convertisseurs	286
Petits convertisseurs sans composant inductif	287
Mise en œuvre des régulateurs à découpage	292
Convertisseurs fournissant une onde sinusoïdale	293

Convertisseurs continu-continu et alimentations à découpage	298
Convertisseurs à récupération d'énergie «Fly-Back»: Etablissement du courant dans une inductance — Quelques considérations sur les transformateurs de «Blocking»	300
Convertisseurs «Fly-Back» pilotés et régulés: Principes généraux des convertisseurs pilotés et régulés — Quelques schémas	307
Le montage direct «Forward»	313
Le montage symétrique	319
Montages auto-oscillants — Diverses configurations — Problèmes de démarrage — Quelques montages pratiques	320
Convertisseurs symétriques pilotés	326
Montage pseudo push-pull à transistors série (demi-pont et pont)	330
Les «hacheurs» ou choppers	336
Problèmes de transistors: Que se passe-t-il pendant les transitions? — Les paramètres importants d'un transistor utilisé en commutation — Circuits de commande de base	342
Quelques considérations générales	356
XI. — Sources d'alimentation secourues	366
Sources d'alimentation à courant continu à batterie de secours incorporée	366
Installations d'alimentation secourue de grande puissance	373
XII. — Parasites et harmoniques	379
Les alimentations peuvent être sources de parasites	379
Réglementations en vigueur concernant l'antiparasitage	381
Mesures du niveau de parasites engendrés par un appareil	382
Antiparasitage: Protection contre les parasites se propageant par rayonnement électromagnétique — Interdire aux courants parasites de se propager sur le réseau au moyen d'un filtre secteur — Comment se protéger contre la propagation mixte	386
Le problème des harmoniques	392
Annexe. — Textes officiels relatifs à la protection de la radiodiffusion et de la télévision contre les troubles parasites d'origine industrielle	397
XIII. — Protections	399
Disjoncteurs et fusibles: Fusibles — Disjoncteurs — Sélectivité entre organes de protection	399
Limitation du courant dans les régulateurs linéaires	404
Limiteur à rabatement de la caractéristique	408
Disjoncteurs électroniques	414
Ceux qui se réarment automatiquement dès la disparition de la surcharge	415
Montages qui nécessitent un réarmement	421
Le cas particulier des alimentations et redresseurs à découpage	424
Protection de la charge contre les surtensions	431
Protection contre les baisses de tension	439
Dispositif de surveillance de courant	442
Protection contre les surtensions impulsionnelles	443
Mise à la terre des équipements	446
Protection contre les échauffements excessifs	447
XIV. — Essais et mesures sur les sources d'alimentation	450
Quelques conseils préliminaires: Branchement correct de la charge et de l'appareil de mesure de la tension — Utilisez une charge correctement dimensionnée — Problème de masses — Encore le problème des parasites	450
Passons aux mesures	455

Influence de la charge	455
Commutation de charge	455
Emploi des charges actives	458
Réponse à une brusque variation de charge	463
Mesure des bruits engendrés par une source d'alimentation	464
Mesure de la vitesse de programmation	465
Influence de la tension d'alimentation des stabilisateurs, régulateurs et convertisseurs	466
Mesures et essais sur les sources de courant: Mesures de l'influence de la tension d'entrée — Influence de la charge — Mesure des bruits	467
Annexe I. — Quelques réflexions sur les mesures d'intensité en régime impulsionnel	472
Emploi des shunts coaxiaux	472
XV. — Couplage des alimentations réglées de laboratoire	474
Montage en série d'alimentations réglées	474
Montage en parallèle	475
Montage d'une alimentation en secours	477
Table des matières	478

N.B. : Les références bibliographiques sont en fin de chaque chapitre.

ALIMENTATIONS ÉLECTRONIQUES

EST-IL PRÉFÉRABLE D'UTILISER :

- Un redressement mono ou triphasé ?
- Un seul ou trois transformateurs ?
- Une alimentation stabilisée ou régulée ?
- Une régulation continue ou à découpage ?
- Une protection par fusible ou disjoncteur ?
- Des transistors bipolaires ou des MOS de Puissance ?
- Une simple résistance ou un bleeder électronique ?

CONNAISSEZ-VOUS LA RÉGLEMENTATION CONCERNANT :

- Les parasites ?
- La réinjection des harmoniques sur le réseau ?
- Le niveau de rayonnement tolérable en fonction de la fréquence ?
- La différence entre une alimentation secourue et de secours ?

SAVEZ-VOUS :

- Choisir les diodes de redressement ?
- Déterminer la diode de "roue libre" ?
- Optimiser les commandes de base ?
- Antiparasiter une alimentation à découpage ?
- Transformer un ampli intégré Hi-Fi en alimentation de qualité ?
- Mesurer les caractéristiques d'une alimentation ?

Vous trouverez dans ce livre, les réponses à ces questions et à bien d'autres, accompagnées d'exemples pratiques. R. Damaye et C. Gagne vous apportent ici, avec l'art de bien concevoir, les astuces et l'acquit d'une solide expérience.



9 782709 1108782

ISBN 2 7091 0878 X

RETRONIK.FR 2023

Code 113

ÉDITIONS RADIO