

## ALIMENTATION A A TRANSISTOR

*Utilisant les nouveaux noyaux ETD (RTC), ayant une géométrie optimisée pour cette application – et le transistor bipolaire de commutation BUT 11, en boîtier plastique TO 220 – l'alimentation à découpage, étudiée ci-après, est notamment caractérisée par le respect des normes concernant l'ondulation de sortie, l'efficacité de la régulation, les émissions RF et un rendement supérieur à 70 %.*

### Description du montage

L'ensemble du circuit est représenté figure 1. On a choisi une configuration de convertisseur à transfert direct d'énergie (FORWARD) car elle n'utilise qu'un seul transistor de puissance.

De plus, la conduction dans l'inductance du filtre de sortie est continue, ce qui diminue la taille du filtre de sortie pour la puissance transmise requise maximale de 100 W (5 V - 20 A).

On a choisi une fréquence de fonctionnement de 50 kHz compte tenu des performances du transistor bipolaire de puissance BUT 11. Ces performances sont optimisées grâce à un circuit de commande de base adéquat et une diode d'anti-saturation.

Cette fréquence de travail permet une réduction de taille et de coût du transformateur et de l'inductance de sortie. Le rendement est, quant à lui, amélioré, comparé aux systèmes généralement disponibles fonctionnant à 20 ou 30 kHz.

La génération des signaux de commande, les possibilités de contrôle et de protection sont obtenues grâce à l'utilisation du circuit intégré TDA1060.

A la mise sous tension, la capacité C9 se charge lentement à travers la résistance R2 jusqu'à atteindre une tension de 18 V.

La capacité C9 alimente alors le circuit intégré ainsi que le circuit

de commande de base. Ceci provoque la mise en conduction du transistor de puissance BUT 11 et, par suite, la magnétisation du transformateur.

Après cette phase de démarrage, un enroulement auxiliaire de sortie du transformateur alimente la capacité C9 et fournit la tension nominale de 12 V de polarisation du circuit intégré et du circuit de commande.

L'enroulement auxiliaire alimente le circuit de commande durant la conduction du transistor BUT 11. La tension générée par cet enroulement varie donc de la même façon que celle du réseau d'alimentation.

Quoi qu'il en soit, la polarisation du circuit TDA1060 est en partie stabilisée par la boucle de contrôle de la tension secteur, qui permet la régulation du facteur d'utilisation, ainsi que par les éléments R25 et C10.

Lorsque le temps de conduction du transistor est très bref, (notamment en cas de court-circuit de la sortie 5 V, par exemple) l'alimentation auxiliaire est maintenue par les éléments C15 - R10 sur le TDA1060 au-dessus du seuil minimal de tension, fixé à 10 V.

De plus, C15 et R10 autorisent la charge du condensateur C10 au début de chaque cycle.

Le signal de commande généré par le circuit intégré est mis en forme à travers un circuit de

# DECOUPAGE, BIPOLAIRE

commande de base du transistor de puissance.

Le courant collecteur, ainsi que les évolutions de tension, résultant de la commande, sont optimisés par un circuit d'aide à la commutation pour s'assurer que l'on reste bien compatible avec l'aire de sécurité du transistor de puissance.

La démagnétisation du transformateur est réalisée par un enroulement conventionnel et une diode de récupération D7.

Du fait que le transformateur n'est pas chargé durant la phase

de blocage du transistor de puissance, la démagnétisation est assurée.

Un léger entrefer dans le transformateur est nécessaire pour augmenter le courant magnétisant.

Ceci permet, lorsque le système est sous charge très faible, la charge correcte des condensateurs du circuit, évitant les retards à l'inversion de tension du transformateur, qui ne laisseraient qu'un temps réduit à la phase de démagnétisation.

La régulation de tension à la

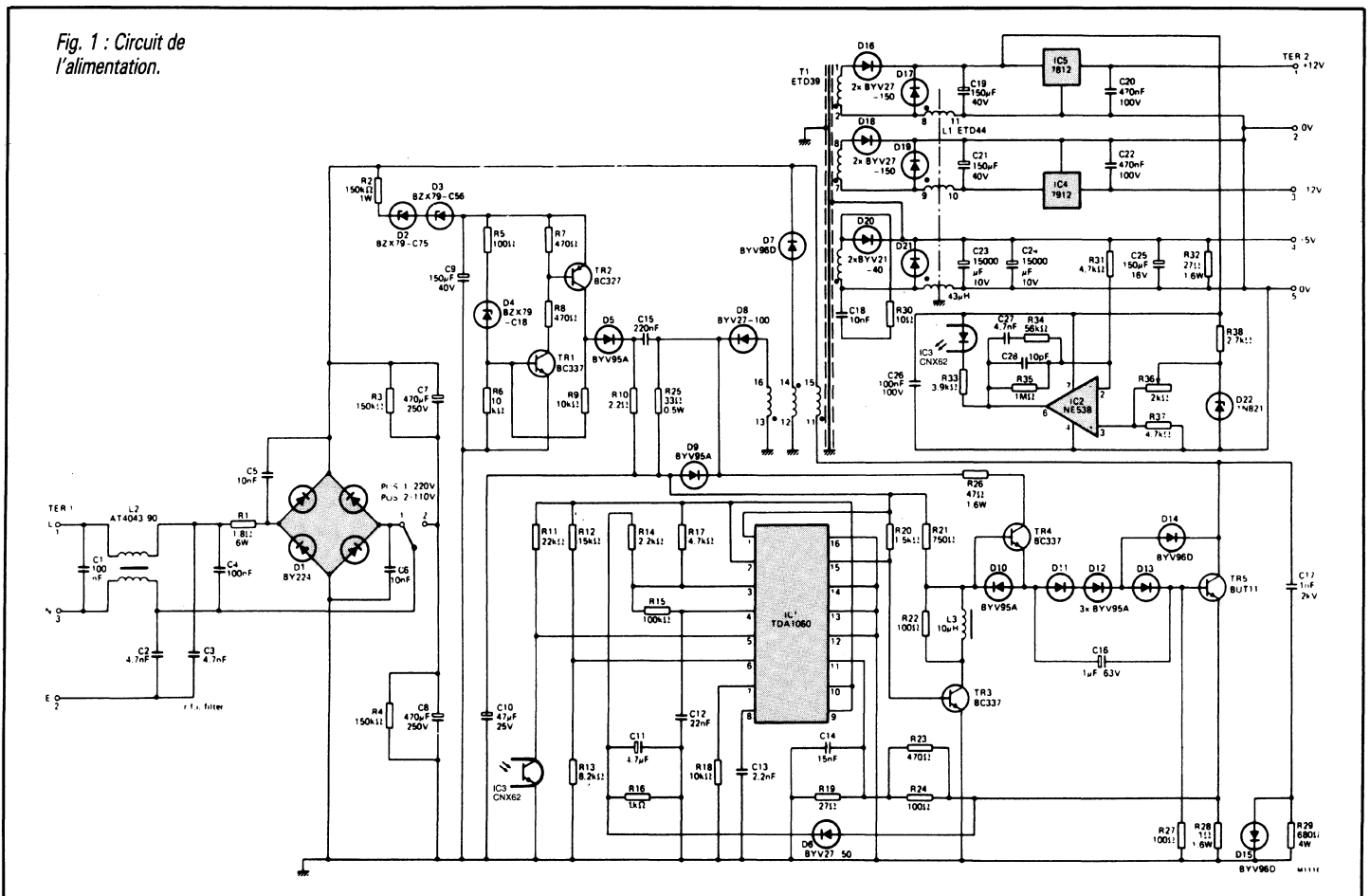
sortie 5 V est réalisée par le retour d'un signal d'erreur à travers un photocoupleur vers le circuit intégré de commande.

La tension est alors maintenue constante par modification du facteur d'utilisation.

La régulation des sorties +/- 12 V est réalisée par des régulateurs linéaires intégrés.

La protection interne au système contre les surintensités, pouvant intervenir sur la sortie 5 V, est assurée par le contrôle du courant primaire circulant dans une résistance de 1 ohm.

Fig. 1 : Circuit de l'alimentation.



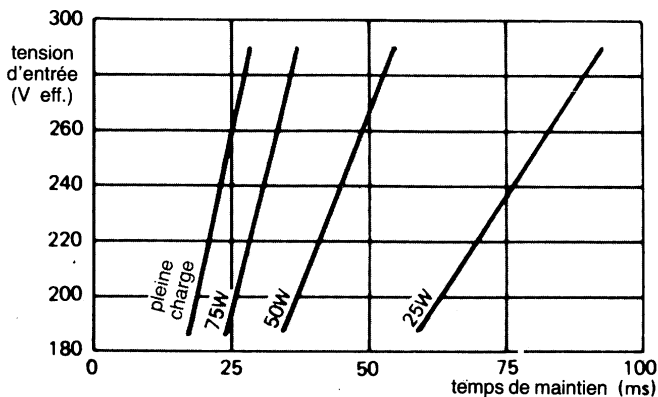


Fig. 2 : Performances obtenues en cas de coupure secteur.

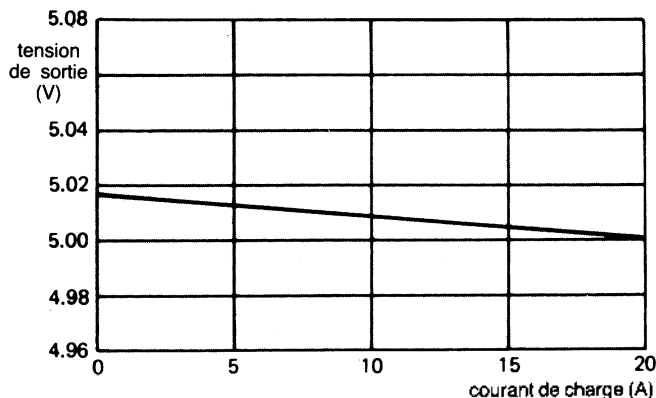


Fig. 3 : Régulation de la tension de sortie.

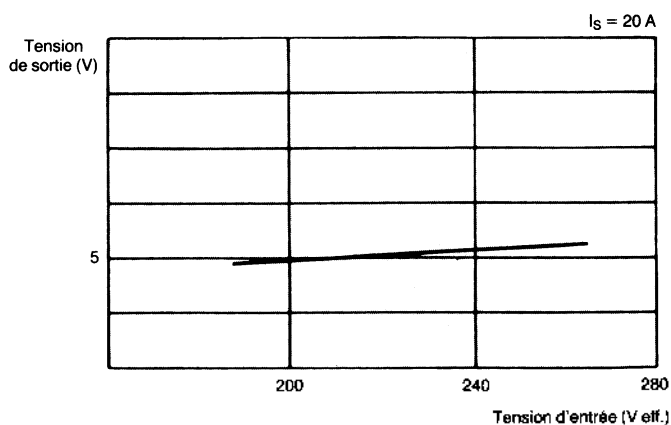


Fig. 4 : Régulation de ligne.

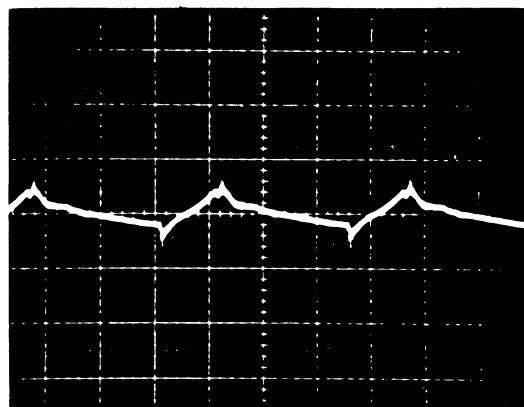


Fig. 5 : Ondulation de sortie.

$V_0 = 20 \text{ mV/div. (vertical)}$

$t/b = 5 \mu\text{s/div. (horizontal)}$

Le signal obtenu est comparé à une référence interne au circuit intégré de commande.

La protection contre les surintensités pouvant survenir aux sorties  $\pm 12 \text{ V}$  est réalisée par les régulateurs linéaires intégrés.

## Caractéristiques du montage

La gamme des tensions d'entrée est comprise entre 187 à 264 V eff. (220 volts-nominal).

La sortie 5 V de l'alimentation de puissance est maintenue durant une demi-période dans le cas d'une tension d'alimentation minimum ou durant une période complète dans le cas d'une alimentation d'entrée nominale (fig. 2).

Les variations de la tension de sortie sont données par les figures 3 et 4 en fonction du courant de charge et de la tension alternative d'entrée.

L'ondulation de sortie est inférieure à 10 mV eff.

Le bruit généré en sortie est inférieur à 50 mV crête à crête.

La figure 5 montre les pointes de tension d'un niveau inférieur à 50 mV crête à crête et une ondulation inférieure à 10 mV eff.

Le spectre d'émission parasite R.F. renvoyé sur le réseau sous l'action de l'alimentation à découpage est représenté figure 6 (celui-ci est conforme à la norme CEI-435).

La réponse transitoire est explicitée figure 7, la charge étant commutée de 4 à 16 A.

La tension de sortie varie de 200 mV et reprend sa valeur de 5 V après un temps de 0,4 ms.

On a :

$$dV = di \times (R.E.S.)$$

$$0,190 = 12 \times (R.E.S.)$$

Soit :

$$(R.E.S.) = 15,8 \text{ m}\Omega,$$

avec

(R.E.S.) = Résistance équivalente série du condensateur.

On note que la mise en parallèle de plusieurs condensateurs peut diminuer la résistance équivalente série de la capacité, le terme  $dV$  représentant la variation de tension.

Un condensateur de 6 800  $\mu\text{F}/10 \text{ V}$  - type 050 - présente une R.E.S. de 30  $\text{m}\Omega$ , soit 15  $\text{m}\Omega$  pour deux éléments en pa-

rallée. La valeur supérieure obtenue en pratique est due à la longueur des connexions entre condensateur et bornes de sortie. Les figures 8 et 9 montrent le courant collecteur, la tension émetteur-collecteur, ainsi que l'allure du courant de base et de la tension de commande base-émetteur.

La courbe de la figure 10 donne le rendement global de l'alimentation en fonction de la charge. La valeur moyenne, dans une large-plage d'utilisation, est de 71 %.

## Réalisation pratique

### Configuration choisie et étude de la dissipation thermique

Un circuit imprimé, avec une épaisseur de cuivre standard (71,5  $\mu\text{m}$ ), ne comporte pas de connexions assimilables à des courts-circuits idéaux. Pour un courant de 20 A, à l'étage des sortie, la chute de tension est d'environ 100 mW aux bornes d'une piste de 5 cm de long sur 1 cm de large.

C'est pourquoi une des connexions de sortie doit être choisie comme masse de référence, à partir de laquelle tous les courants doivent circuler dans des boucles aussi petites que possibles.

Si plusieurs boucles se partagent une même piste, l'une peut être inductive ou voir transiter un courant important ; ce qui se traduira par une chute de tension qui, superposée, par exemple, au signal image du courant maximal admissible, peut provoquer des fonctionnements accidentels aléatoires. Il faut donc dissocier les circuits de faibles signaux et ceux de puissance.

La boucle de puissance inclut les écrans du transformateur contre les émissions R.F. Les connexions de sortie sont directement soudées sur les bornes du transformateur afin d'éviter toute chute de tension inutile.

Pour réduire les émissions parasites R.F. du système, les radiateurs du transistor de puissance et des diodes Schottky ont été connectés aux points de masse de référence des étages de faible et forte puissance.

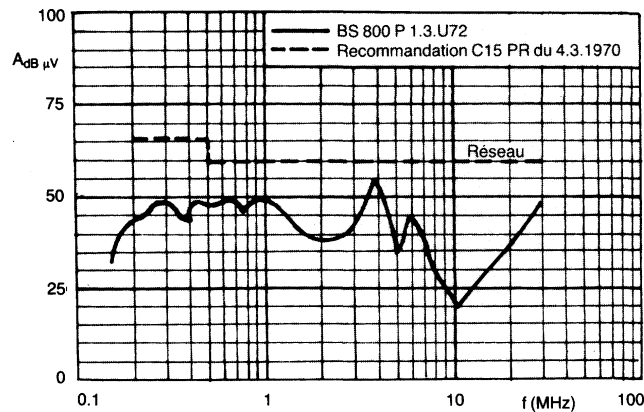
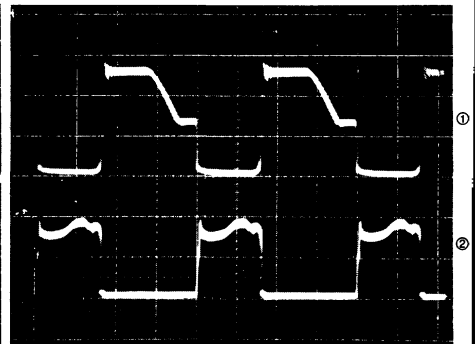


Fig. 6 : Emissions parasites R.F.



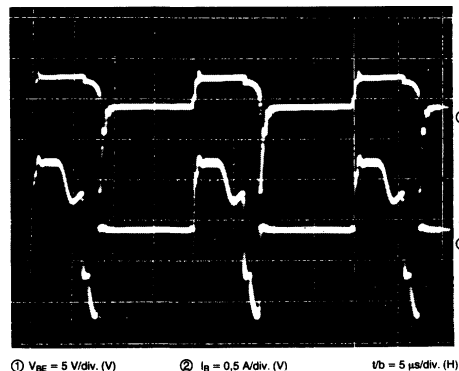
$V_c = 200 \text{ mV/div. (V)}$   $t_b = 1 \text{ } \mu\text{s/div. (H)}$



$V_{ce} = 200 \text{ V/div. (V)}$   $I_b = 1 \text{ A/div. (V)}$   $t_b = 5 \text{ } \mu\text{s/div. (H)}$

Fig. 7 : Réponse transitoire.

Fig. 8 : Formes d'onde de courant et tension base.



$V_{ce} = 5 \text{ V/div. (V)}$   $I_b = 0,5 \text{ A/div. (V)}$   $t_b = 5 \text{ } \mu\text{s/div. (H)}$

Fig. 9 : Formes d'onde de courant et tension collecteur.

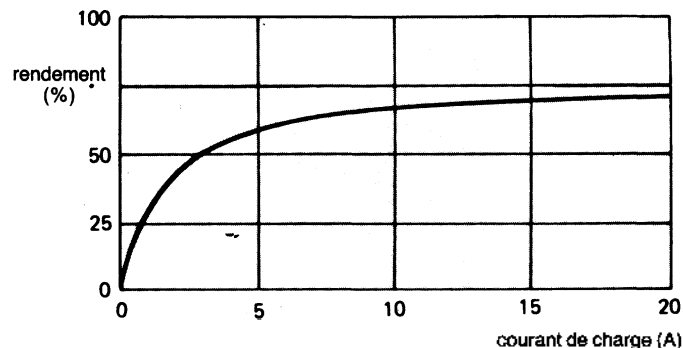


Fig. 10 : Courbe de rendement de l'alimentation réalisée.

Le radiateur est isolé du transistor BUT 11 et relié à l'entrée négative, pour permettre le passage du courant dû au couplage capacitif entre collecteur et radiateur, tendant à s'écouler vers la borne négative au moment de la commutation.

Dans le cas d'une liaison à la borne positive, on aurait circulation d'un courant inverse. Le transistor, monté par clip sur le radiateur, est isolé de celui-ci par un mica de très faible résistance thermique.

La liaison entre les deux cathodes des diodes Schottky de l'étage de sortie est assurée par le radiateur de ces diodes. L'inductance de filtrage est, quant à elle, reliée à la borne négative de sortie afin de pouvoir connecter le radiateur des deux diodes directement à la borne positive.

L'implantation ainsi réalisée évite toute émission R.F. de la part des deux radiateurs utilisés.

### Réalisation du transformateur

Pour réduire l'inductance de fuite du transformateur, donc la surtension sur le collecteur au blocage du transistor TR5, le bobinage secondaire est placé entre deux demi-bobinages primaires (fig. 11).

Le noyau central cylindrique et la section magnétique constante des ferrites ETD permettent l'optimisation dimensionnelle du bobinage réalisé. Il eu été en effet difficile de faire tenir toutes les couches nécessaires autour d'un noyau de section carrée.

La ferrite cylindrique offre un avantage important pour toute application haute fréquence où l'utilisation de bande de cuivre est devenue maintenant courante.

### Réalisation de l'inductance de filtrage

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage de la sortie 5 V est calculé ci-après. Une coupe est montrée figure 12.

Ses caractéristiques sont les suivantes :

Inductance de sortie (S-F) : 18 spires 0,2 x 21 mm, bande de cuivre ;

Inductance 12 V n° 1 (bornes 10 et 9) : 51 spires 0,4 mm, fil de cuivre ;

Inductance 12 V n° 2 (bornes 11 et 8) : 51 spires 0,4 mm, fil de cuivre ;

Isolement de 0,1 mm entre spires ;

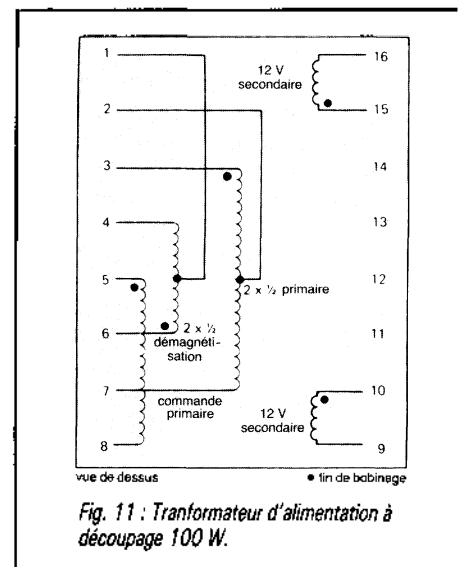
Entrefer : 1 mm ;

Valeur de l'inductance de sortie 5 V : 40 µH.

## Circuit de mise en route

### Principe de fonctionnement

La tension d'entrée était appliquée au montage (fig. 1), les transistors TR1 et TR2, du circuit de mise en route, se bloquent. La capacité C9 se charge alors lentement à travers la résistance chutrice R2 jusqu'à ce que la tension appliquée à la diode zener D4 atteigne 18 V.



Un courant circule alors dans R6, générant l'application d'une tension base-émetteur sur le transistor TR1, qui se met en conduction, créant une tension aux bornes de la résistance R7 et de la jonction base-émetteur du transistor TR2.

Celui-ci devient passant, autorisant la polarisation du circuit intégré de commande ainsi que la circulation d'un courant dans le circuit de commande de base, par l'intermédiaire du condensateur C9.

Lorsque le transformateur commence à délivrer une tension, la diode D5 évite la recharge de la capacité C9 par l'intermédiaire de celle de C10. Le condensateur C9 continue de se décharger à travers R8, TR1 et TR2, jusqu'à ce qu'une tension de 2 V se soit stabilisée aux bornes de C9.

Tableau 1 : Branchement et constitution du transformateur

| Bobinage                    | Réalisation   | Epaisseur |
|-----------------------------|---|-----------|
| 1/2 primaire                | 42 spires de cuivre trifilaire, de 0,315 mm de diamètre, bobinées                                     | 1,26 mm   |
| 1/2 démagnétisation         | sur 3 couches, de 14 spires chacune   |           |
| Ecran contre émissions R.F. | 1 spire de bande de cuivre de 0,1 x 18 mm   | 0,1 mm    |
| Ecran contre émissions R.F. | 1 spire de bande de cuivre de 0,1 x 18 mm   | 0,1 mm    |
| Secondaire 5 V              | 6 spires de bande de cuivre de 0,2 x 16 mm  | 1,2 mm    |
| Secondaire 12 V             | 18 spires de cuivre bifilaire, de 0,4 mm de diamètre, bobinées sur 2 couches                          | 0,8 mm    |
| Ecran contre émissions R.F. | 1 spire de bande de cuivre de 0,1 x 18 mm   | 0,1 mm    |
| Ecran contre émissions R.F. | 1 spire de bande de cuivre de 0,1 x 18 mm   | 0,1 mm    |
| 1/2 primaire                | 42 spires de cuivre trifilaire, de 0,315 mm de diamètre, bobinées sur 3 couches, de 14 spires chacune | 1,26 mm   |
| 1/2 démagnétisation         |   |           |
| Primaire 12 V               | 7 spires de fil de cuivre, de 0,315 mm, sur une couche  | 0,315 mm  |
| Entrecouche                 | 1 spire d'isolant, de 0,04 mm entre chaque couche, et 3 spires entre les écrans R.F.                  | 0,76 mm   |
|                             | Epaisseur total de bobinage   | 6,415 mm  |

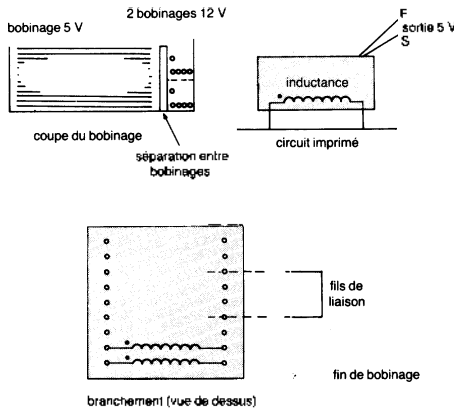


Fig. 12 : Inductance de filtrage de l'alimentation de découpage.

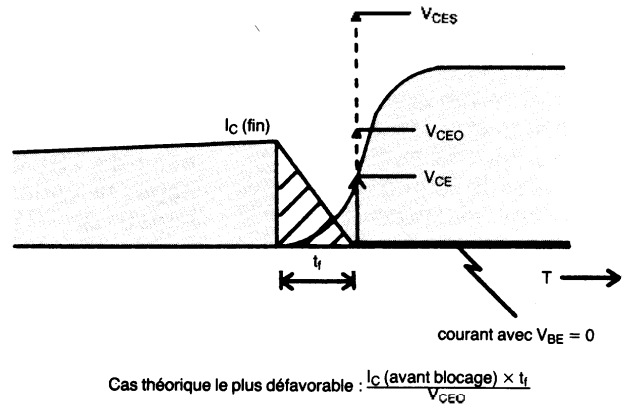


Fig. 13 : Formes d'onde théoriques de commutation.

## Choix du condensateur C9

La valeur du condensateur est déterminée par la charge nécessaire au circuit de base de TR5 et de la capacité de lissage C10, avant que celle-ci soit fournie par la sortie du transformateur.

Le dimensionnement du condensateur C10 est déterminé par l'ondulation de courant admissible dans le circuit de base.

Le circuit de commande du transistor de puissance BUT 11 comporte deux transistors montés en étage push-pull afin de minimiser l'ondulation de courant.

Celle-ci, estimée à 250 mA, amène à une valeur de 47  $\mu$ F pour un condensateur de type O35. C9 doit assurer la polarisation du circuit de commande sous 10 V, ce qui impose une valeur au moins deux fois plus élevée que C10, soit 150  $\mu$ F, en tenant compte des grandeurs normalisées.

## Choix du transistor de puissance BUT 11

Pour une puissance de 100 W à l'entrée du convertisseur, le courant collecteur maximal,  $I_c$ , au primaire du transformateur est donné par :

$$I_{cmax} = \frac{100 \text{ W}}{\text{tension minimale du réseau continu}} \cdot \frac{1}{\delta}$$

+ courant magnétisant, avec

$\delta$  = facteur d'utilisation maximal, soit ici : 0,4 ;

$$I_{cmax} = \frac{100}{220(1-0,15) \times 1,4142 \times 0,4} + 0,5$$

$$= \frac{100}{264 \times 0,4} + 0,5 = 1,44 \text{ A}$$

On en déduit que le courant collecteur  $I_{c(sat)}$  spécifié du transistor bipolaire TR5 (cf. fig. 1) doit être au plus de 2 A, d'où le choix du type BUT 11.

La tenue en tension  $V_{CES}$  (tension collecteur-émetteur avec court-circuit émetteur-base) doit être au moins de 2 fois cette valeur, du fait de la présence de l'enroulement de démagnétisation nécessaire à la limitation de la tension collecteur au blocage.

## Rôle de la diode d'anti-saturation

La diode d'anti-saturation utilisée dans la commande de base permet une mise en production rapide, en évitant qu'un courant de base trop important ne provoque un phénomène de stockage de charges beaucoup trop long au blocage.

## Courant de base durant la phase de conduction

Lorsque, à l'état passant, le transistor BUT 11 voit circuler un courant collecteur de 2 A, la caractéristique constructeur donnant un gain possible de 10, nous devons fournir sur la base 0,2 A. Cette commande doit être maintenue dans tous les cas pour assurer une saturation suffisante.

Si le courant de base devient trop faible, le  $V_{CE(sat)}$  ne sera pas atteint et la chute de tension à l'état passant du transistor sera plus élevée.

La destruction du composant est à craindre si les pertes données par le produit  $V_{CE} \times I_c$  deviennent incompatibles avec l'aire de sécurité garantie du composant.

Le courant de base de 0,2 A doit être fourni par l'enroulement auxiliaire du transformateur à travers R26, TR4 et D11. Pendant la phase de conduction, le potentiel du collecteur de TR4 est donné par :

$$\begin{aligned} V_{cTR4} &= R_{26} \times I_c + V_{be} + 3 \times (V_f \text{ de BYV95A}) + V_{CE(sat)} \text{ TR4} \\ &= 1 \times 2 + 1 + 3 \times 1 + 1 \\ &= 7 \text{ V.} \end{aligned}$$

La tension minimale de l'enroulement est obtenue pour une tension d'entrée et une charge minimale. Quoi qu'il en soit, à la charge minimale, un courant  $I_c$  très faible donc un courant base  $I_b$  réduit sont nécessaires.

La condition la plus sévère est obtenue à pleine charge et à tension d'entrée minimale lorsque le courant  $I_b$  nécessaire est important et que la tension délivrée par l'enroulement est au minimum de 17 V.

Le choix de la résistance  $R_{26}$ , donnant le courant de base  $I_b$ , est fixé par :

$$\frac{VW - V_{cTR4}}{I_b} = R_{26}$$

donc,

$$R_{26} = \frac{17 - 7}{0,2} = 500 \Omega$$

La valeur normalisée choisie est de 47 ohms, donnant un courant de 0,212 A.

## Choix du transistor « commandé »

Le gain minimal nécessaire est obtenu à la mise en conduction, pour une tension d'entrée maximale, le transistor TR4 devant fournir un courant de 0,4 A.

On a choisi le transistor BC 337 en boîtier plastique TO 92 offrant les performances désirées, c'est-à-dire un gain minimal de 60 pour un courant collecteur de 0,4 A.

Le courant de base de TR4 doit donc être de 6,6 mA, ce que détermine la résistance R21. Pour une tension de polarisation nominale de 12 V du circuit intégré, la chute de tension aux bornes de la résistance R<sub>21</sub> est donnée par :

12V - le potentiel de base de TR4  
soit : 12 - 7 = 5 V.

La résistance nécessaire pour fournir 6,6 mA est donc :

$$\frac{5}{6,6 \times 10^{-3}} = 750 \Omega.$$

A la tension minimale, le courant collecteur de TR4 n'est que de 0,212 A et le gain offert par BC 337 est suffisant.

## Courant de base nécessaire au blocage

Le courant de base nécessaire au blocage du transistor BUT 11 est environ le double de celui nécessaire à la conduction, soit 0,4 A.

Le BC 337 est à nouveau utilisé ici, pour les mêmes raisons que précédemment ; son courant de base doit être de 6,6 mA.

Ce courant doit être fourni par la source de 12 V et est fixé par la résistance R20.

$$R_{20} = \frac{12 \text{ V}}{6,6 \text{ mA}} = 1818 \Omega.$$

On choisira donc une valeur de 1,5 k $\Omega$ .

## Rôle de l'inductance dans le circuit de commande de base

Une inductance, placée dans le circuit de base du BUT 11, sert à l'extraction contrôlée des charges stockées et optimise le temps de décroissance du courant, en ré-

duisant les pertes par commutation.

## Choix de l'inductance de base

Si on considère un courant de base de TR5 égal à 0,5 A au blocage, la variation du courant collecteur de TR3 sera de 0,5 A.

De plus, le temps de stockage typique du transistor BUT 11 à 100°C, sous charge inductive, est de 1,2  $\mu$ s et le tension aux bornes de L3, lors du blocage de TR3, est de 4 V.

On a donc :

$$L = V \times \frac{dt}{di},$$

$$L = 4 \times \frac{1,2 \times 10^{-6}}{0,5}$$

soit : L = 9,6  $\mu$ H.

L'inductance est réalisée par un ferrite de type FX2634.

## Choix de la polarisation négative de base

Une polarisation négative de base permet, dans le cas d'un transistor de puissance haute tension, d'optimiser la phase de blocage et particulièrement les pertes associées aux formes d'onde des courant et tension collecteurs. Une méthode généralement utilisée est l'emploi d'une source de tension négative.

Dans notre cas, un condensateur (C16) est chargé sous une tension égale à celle que l'on a aux bornes des diodes D11, D12 et D13 durant la phase de conduction de TR5, soit approximativement 3 V.

Lorsque T3 devient passant, la borne de C16 reliée à l'anode de la diode D11 est au potentiel  $V_{CE(sat)}$  de TR3.

De plus, la borne connectée à la cathode de la diode D13 a un potentiel de - 3 V par rapport à l'anode de D11. Enfin l'émetteur du transistor TR5 est au potentiel :

$$I_c \times R_{28} = 2 \times 1 = 2 \text{ V.}$$

La base du transistor TR5, reliée à C16 est, quant à elle, au potentiel :

$$V_{CE(sat)}(TR3) - (3 - 1) \times$$

$$V_{BYV 95 A} = 1 - 2 = 1 \text{ V.}$$

La différence de potentiel appliquée en inverse, aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor TR5, est donc de 3 V sans avoir recours à une source autonome de tension négative.

## Détermination de la capacité réalisant la polarisation négative de base

La valeur du condensateur doit permettre de conserver 90 % de la tension obtenue aux bornes des diodes D11, D12 et D13 après l'extraction des charges stockées et la phase de commutation. Les caractéristiques fournies pour le transistor BUT 11 à 100°C et sous charge inductive sont :

$$t_s = 1,2 \mu\text{s typ}$$

$$t_r = 0,14 \mu\text{s typ (cf. spécification constructeur)}$$

$$\text{total} = 1,34 \mu\text{s.}$$

Le courant crête obtenu durant l'extraction des charges est pris égal à 0,5 A avec une valeur moyenne de 0,2 A durant la phase de blocage.

La tension aux bornes de l'ensemble D11, D12, D13 pendant le temps de commutation est de 3 V, la variation de tension admissible pour le condensateur est donc de 0,3 V.

On a :

$$C = \frac{dt}{dv} \times I$$

soit :

$$C = \frac{1,34 \times 10^{-6}}{0,3} \times 0,2,$$

donc :

$$C = 0,9 \mu\text{F.}$$

La valeur choisie est de 1  $\mu$ F.

## Précaution contre des mises en conduction intempestives

La résistance R27 sert à éviter toute charge due à des couplages capacitifs entre émetteur et base et offre ainsi l'avantage d'une bonne stabilité à l'état bloqué.

Elle permet aussi d'offrir une certaine immunité au bruit qui pourraient provoquer les transitoires survenant sur le circuit de base du transistor TR5.

## Calcul du circuit d'aide à la commutation

Durant le fonctionnement du système, il est fondamental que les valeurs absolues de courant, tension et puissance, ainsi que les phénomènes de second claquage soient compatibles avec l'aire de sécurité en polarisation inverse spécifiée pour le transistor BUT 11.

Dans le circuit réalisé, les limites de courant ne sont jamais dépassées mais un circuit d'aide à la commutation est nécessaire pour assurer un bon fonctionnement dans l'aire de sécurité.

Pour le BUT 11, le temps maximal de décroissance du courant sous charge inductive est de 300 ns à 100°C.

Le réseau d'aide à la commutation limite le taux de croissance de tension  $dV_{CE}/dt$ , afin que le courant se soit annulé avant que la tension n'atteigne la valeur  $V_{CEO}$  de 400 V.

Pour le calcul d'un tel circuit, nous supposons une décroissance linéaire du courant (fig. 13).

En considérant :

$$C = \frac{1 \times I_{max} \times T_{max}}{2 \times V}$$

la capacité nécessaire doit avoir la valeur suivante :

$$C = \frac{1 \times T}{2 \times V} = \frac{2 \times 300 \times 10^{-9}}{2 \times 400} = 750 \text{ pF}$$

On choisira une valeur de 1 000 pF afin de prendre une marge de sécurité.

La résistance R29 limite le courant crête de décharge de la capacité C17 à la mise en conduction du transistor TR5. Le temps de décharge du condensateur est limité par le temps minimal de conduction.

En effet, si la capacité n'est pas totalement déchargée durant la période de conduction, le circuit d'aide à la commutation perd de son efficacité et un phénomène de second claquage peut détruire TR5.

Le circuit intégré de commande TDA 1060, utilisé ici, autorise un facteur de forme minimal de 5 % pouvant apparaître lors de phénomènes transitoires sur la charge (court-circuit par exemple).

Le temps minimal de conduction est donc, pour une fréquence

de fonctionnement de 50 kHz :

$$20 \mu\text{s} \times 5 \% = 1,0 \mu\text{s}.$$

Le condensateur est choisi pour ne conserver que 1/9 de sa charge nominale en 1  $\mu\text{s}$ . La constante de temps du produit RC est donc égale à 0,5  $\mu\text{s}$ .

On a :

$$0,5 \times 10^{-6} = (750 \times 19^{-12}) = R$$

soit :

$$R = 666 \Omega.$$

On choisira une valeur normalisée de 680 ohms. Le courant crête maximal obtenu à la mise en conduction de TR5, par la décharge de C17 est :

$$\frac{\text{tension max. continue d'alimentation}}{\text{résistance (R}_{29}\text{)}}$$

$$= \frac{373}{680} = 0,55 \text{ A}$$

Ce courant de décharge intervient avant que le courant de charge n'atteigne une valeur importante, du fait du taux de croissance limité par l'inductance du transformateur.

Ceci nous permet donc de ne pas avoir deux courants superposés de « fortes » valeurs, simultanément, et d'être compatibles avec les caractéristiques de TR5.

La puissance dissipée dans la résistance R29 à 50 kHz est :

$$0,5 \text{ CV}^2 \times F = 0,5 \times 1,10^{-9} \times 400^2 \times 50\,000$$

soit :

$$P_{R29} = 4 \text{ W}.$$

Une diode est connectée en parallèle sur la résistance pour court-circuiter celle-ci durant le blocage et obtenir une bonne efficacité du circuit d'aide à la commutation.

## Condensateur de filtrage d'entrée

### Calcul de la tension continue maximale de l'étage d'entrée en cas de coupure secteur

Si nous admettons des variations possibles de  $\pm 15\%$  pour un réseau de 220 V, on obtient :

$$V_{dc \text{ min}} = 220 - (220 \times 0,15) \times 1,412 = 264 \text{ V}.$$

Compte tenu des différentes chutes de tension apportées par :

- le produit entre le courant circulant dans les condensateurs, durant leur charge par l'élément résistif série ( $2,5 \text{ A} \times 1,8 \Omega$ ),
- le produit du courant primaire par la résistance reliée à l'émetteur et donnant l'image du courant ( $1,5 \text{ A} \times 1 \Omega$ ),
- la chute de tension dans les diodes de redressement (2 V),
- la chute de tension aux bornes du transistor (1,2 V),
- la chute de tension dans les enroulements primaires et secondaires (2,3 V), la tension aux bornes du transformateur (264 V) est réduite à 252,5 V.

Si nous acceptons une diminution de 20 % de cette tension après coupure secteur, la valeur finale sera :

$$(100 - 20\%) \times 252,5 = 202 \text{ V}.$$

## Détermination du condensateur d'entrée

$$\text{On a : } P = \frac{1}{2} C \times (V_{i2} - V_{f2}) \times \frac{1}{t}$$

soit :

$$C = \frac{2 \times \text{puissance dissipée pendant la coupure} \times \text{temps de coupure}}{(\text{tension initiale})^2 - (\text{tension finale})^2}$$
$$= \frac{2 \times 130 \times 18 \times 10^{-3}}{252,5^2 - 202^2}$$

En estimant le rendement global à 75 % environ et le temps de coupure à 90 % d'une période, on trouve :  $C = 203 \mu\text{F}$ .

La valeur normalisée choisie est de 220  $\mu\text{F}$  donnant une tension minimal après coupure de 208 V.

## Étude du transformateur

### Rappels sur les noyaux ETD

Les ferrites ETD ont été développées pour donner le minimum de pertes entre 50 et 100 kHz. Les ferrites ont une section magnétique constante afin de réduire le nombre de spires nécessaires à



une caractéristique de sortie donnée.

Le noyau central est cylindrique, permettant un bobinage facile des bandes de cuivre, fréquemment utilisées dans la réalisation d'alimentation à découpage à faible tension et fort courant de sortie, depuis que la fréquence de fonctionnement est devenue relativement élevée.

### Choix de la ferrite

Les courbes donnant la puissance transmissible par les ferrites ETD sont données figure 14. Une estimation de la puissance nécessaire indiquera l'élément à choisir.

- Puissance maximale pour l'ensemble des trois sorties ... 100 W
- Puissance maximale nécessaire à l'enroulement primaire de 12 V ..... 10 W
- Pertes dues à la diode de sortie ..... 10 W
- Pertes estimées dues à la bobine de lissage ..... 2 W
- Charge minimale ..... 1 W
- TOTAL ..... 123 W

Le noyau ETD 39 convient pour transmettre cette puissance à la fréquence de 50 kHz.

### Etude du bobinage

Si l'on prend :

$$\frac{N}{V} = \frac{d}{dt} = A \times \frac{dB}{dt}$$

où  $A = 125 \text{ mm}^2$  (cf. spécification)  
 et  $dt = 8 \mu\text{s}$  à la tension minimale (soit 40 % de facteur de forme).

Si nous considérons, les tensions minimales et maximale de 202 V et 373 V respectivement, le flux à l'état passant sous 202 V ne doit pas saturer le transformateur si cette tension croît rapidement jusqu'à 373 V.

Pour avoir une marge suffisante, nous prendrons la valeur moitié du flux pouvant saturer les ferrites de matériau 3C8, soit 160 mT.

Pour une fréquence de fonctionnement de 50 kHz, la tension par tour est alors :

$$\frac{N}{V} = \frac{125}{10^6} \times \frac{160}{10^3} \times \frac{10^6}{8}$$

$$= 2,5 \text{ V par tour.}$$

La tension secondaire du transformateur est donnée par :

$$V_s = \frac{\text{tension continue en incluant la chute aux bornes des diodes}}{\text{facteur de forme}}$$

$$V_s = \frac{6}{0,4} = 15 \text{ V.}$$

Le nombre de spires nécessaires est donc :  $\frac{15}{2,5} = 6$  spires

Pour déterminer le nombre de spires de l'enroulement primaire, nous devons d'abord connaître la tension minimale d'entrée sous laquelle doit fonctionner le transformateur.

Le calcul donne une tension continue de 208 V.

Nous avons alors :

$$N1 = \frac{N2 \times V1}{V2} = \frac{6 \times 208}{15}$$

$$= 83 \text{ spires.}$$

Pour un meilleur couplage, nous choisirons deux demi-enroulements de 42 spires chacun.

Pour les sorties de +/- 12 V obtenues par les deux régulateurs intégrés, nous avons la relation suivante :

$$N12 = \frac{N2 \times V12}{V2}$$

soit :

$$N12 = \frac{6 \times 45}{15}$$

$$= 18 \text{ spires.}$$

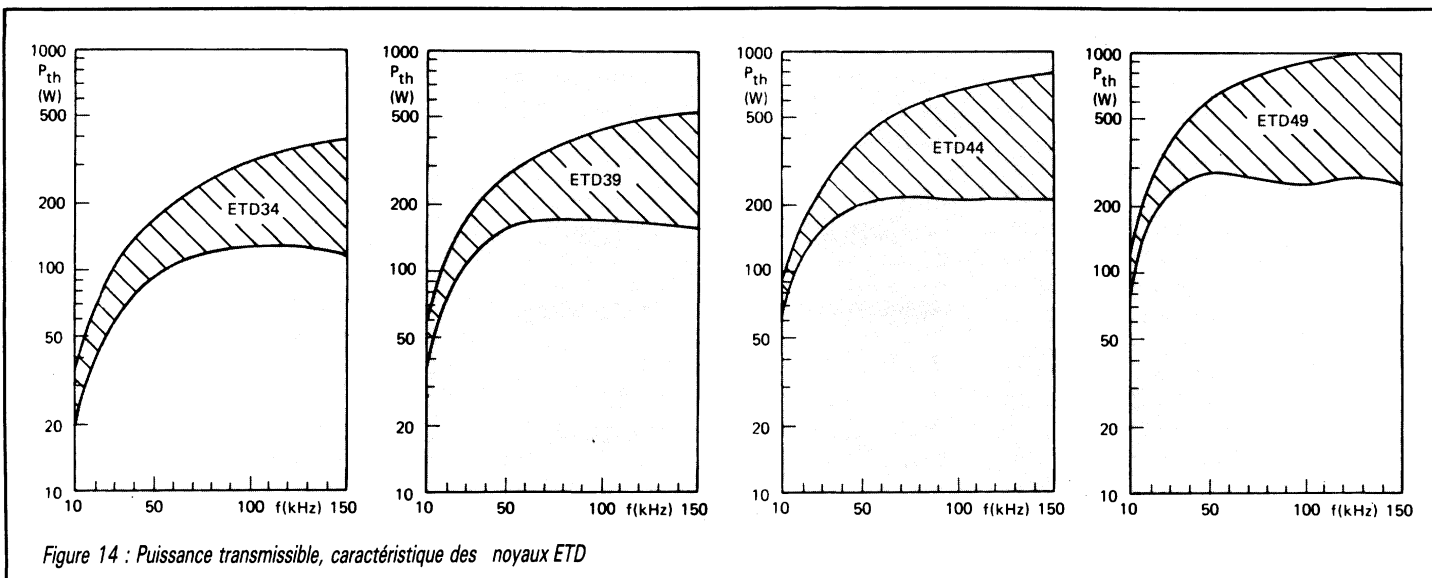
Pour le bobinage primaire fournissant la tension de 12 V nécessaire à la polarisation de l'étage de commande, nous prendrons 7 spires.

## Étude du filtre de sortie

### Dimensionnement de la capacité

La valeur choisie pour les condensateurs C25 et C26 du circuit est de 6 800  $\mu\text{F}$ . Les deux capacités sont montées en parallèle pour minimiser l'impédance série parasite qui est de 30 m $\Omega$  pour chaque, donc au total de 15 m $\Omega$ .

Connaissant l'impédance série et choisissant une ondulation de



20 mV crête à crête de la tension de sortie, on peut calculer l'ondulation de courant et déterminer l'inductance de filtrage nécessaire.

### Calcul de l'inductance de sortie

$$\Delta I_{C\&C} = \Delta V_{C\&C} \times \frac{1}{R.E.S.}$$

soit :

$$\frac{20 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}} = 1,33 \text{ A C\&C} ;$$

posons :

$$L = V \times \frac{dt}{di}$$

avec :

$$di = 1,33 \text{ A C\&C},$$

$$V = 6,5 \text{ V},$$

$$dt = 12 \mu\text{s temps de blocage}$$

avec une tension nominale de 220 V en entrée (60 %  $\times$  20  $\mu\text{m}$ ).

Donc :

$$L = 6,5 \times \frac{12}{1,33} = 58,6 \mu\text{H}$$

et :

$$LI^2 = 58,6 \times 20^2 = 23440 \mu\text{HA}^2$$

On choisira donc un ferrite compatible avec le produit  $LI^2$  ci-dessus : le noyau ETD 44.

### Réalisation du bobinage

En utilisant les caractéristiques mécaniques et magnétiques du noyau choisi, on calculera le nombre de spires nécessaires pour une sortie de 5 V.

On a :

$$N = \frac{L \times I}{B \times A}$$

avec :

$$B = 320 \text{ mT}$$

$$I = 23 \text{ A}$$

$$A = 180 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$L = 58,6 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$N = \frac{58,6}{10^{-6}} \times 23$$

$$\times \frac{10^{-6}}{0,23 \times 180} \approx 23$$

On obtient 23 spires de bande de cuivre de 0,2 mm d'épaisseur.

L'épaisseur de l'entrefer peut être calculée comme suit :

$$e = \frac{\mu_0 NI}{B}$$

$$= \frac{4 \times \pi \times 10^{-7} \times 23 \times 23}{10^{-7} \times 0,32}$$

soit :

$$e = 2,078 \times 10^{-3}$$

Pour les sorties 12 V, on prendra :

$N_{12 \text{ inductance}}$

$$= \frac{N_{12 \text{ transformateur}} \times N_5 \text{ inductance}}{N_5 \text{ transformateur}}$$

donc :

$$N_{12 \text{ inductance}} = \frac{17 \times 18}{6}$$

$$= 51 \text{ spires}$$

Afin d'optimiser le système, on réalisera les différents bobinages des inductances de sortie, 5 V, +/- 12 V sur le même noyau, disposés côte à côte et non superposés.

## Régulation

### Régulation de la sortie 5 V

Une référence de 5 V est générée à partir de la sortie positive 12 V au moyen d'une diode zener stable en température.

La sortie 5 V est comparée à cette référence par le circuit intégré IC2, NE 538.

Le signal d'erreur est alors renvoyé vers le circuit de commande TDA 1060 par l'intermédiaire du photocoupleur IC3, CNX 62.

### Régulation de la sortie 12 V

Les sorties +/- 12 V sont régulées de deux façons :

- par l'utilisation d'une inductance de lissage commune à toutes les sorties,

- par des régulateurs intégrés, du fait que la puissance spécifiée pour ces sorties est relativement faible et que ce type de circuit n'affectera donc pas le rendement global du système.

## Dimensionnement du radiateur

### Répartition des différentes pertes

Les pertes, générées par le transistor de puissance, que le radiateur doit dissiper sont de deux types :

A) *Pertes de commutation.*

B) *Pertes de conduction.*

Si nous analysons les formes d'ondes des figures 15 et 16 (mise en conduction et blocage) l'estimation des pertes *par commutation* donne les valeurs inscrites Tableau II.

Pour les pertes *en conduction*, nous avons

$$P_c = V_{CE(sat)} \times Av. Ic \times \tau_{max}$$

$$= 1 \times (1,5 - \frac{0,5}{2}) \times 0,46$$

$$= 0,57 \text{ W.}$$

Soit au total  $0,93 + 0,57 = 1,5 \text{ W}$ . Ces pertes sont observées à température ambiante et sont susceptibles de doubler à  $100^\circ\text{C}$ . On prendra donc une puissance totale à dissiper de 4 W.

### Dimensionnement du radiateur

Le circuit est calculé pour un échauffement de jonction de  $40^\circ\text{C}$  dans un environnement à  $60^\circ\text{C}$ .

La résistance thermique est donnée par :

$$R_{TH} = \frac{\Delta T (^\circ\text{C})}{\text{Puissance à dissiper}}$$

soit :

$$R_{TH} = \frac{40}{4} 10^\circ\text{C/W.}$$

Les spécifications donnent une résistance thermique entre jonction et isolant de  $1,25^\circ\text{C/W}$ .

La résistance thermique de l'isolant est de  $0,80 \text{ K/W}$ . La résistance thermique du radiateur doit donc être :

$$R_{TH \text{ RAD}} = 10 - 1,25 - 0,8 = 7,95.$$

Tableau II : La première ligne donne les pertes au blocage et la seconde les pertes en conduction

| Courant moyen (A)                                   | Tension moyenne (V) | Energie × Temps × Fréq. = Puissance (s.) (Hz) (W)              |
|---|---------------------|--|
| 1   | 30                  | $30 \times 200 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} = 0,30$ |
| 0,45  | 140                 | $63 \times 200 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} = 0,63$ |
| Soit un total des pertes en commutation de : 0,93 W |                     |  |

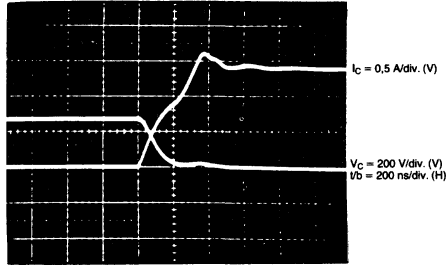


Figure 15 : Formes d'onde de mise en conduction.

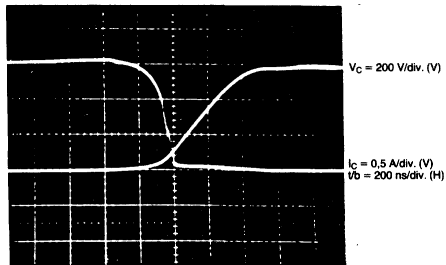


Figure 16 : Formes d'onde au blocage.

La radiateur est réalisé au moyen d'une pièce d'aluminium dont les dimensions sont données figure 17.

### Pertes des diodes Schottky

Les diodes Schottky présentent des pertes dues à leur chute de tension à l'état passant de 0,5 V.

Les pertes dans les diodes sont donc :  $20 \text{ A} \times 0,5 \text{ V} = 10 \text{ W}$ .

### Dimensionnement du radiateur des diodes Schottky

Si nous considérons la même élévation de température que pour le transistor, la résistance thermique totale nécessaire pour le radiateur des diodes est de :

$$R_{TH} = \frac{40}{10} = 4^\circ\text{C/W.}$$

La résistance thermique jonction-radiateur des diodes Schottky BYV 21 utilisées est de :

$$R_{THs} = 1,25^\circ\text{C/W.}$$

Le radiateur aura donc pour caractéristique :

$$R_{THRad} = 4 - 1,25 = 2,75^\circ\text{C/W.}$$

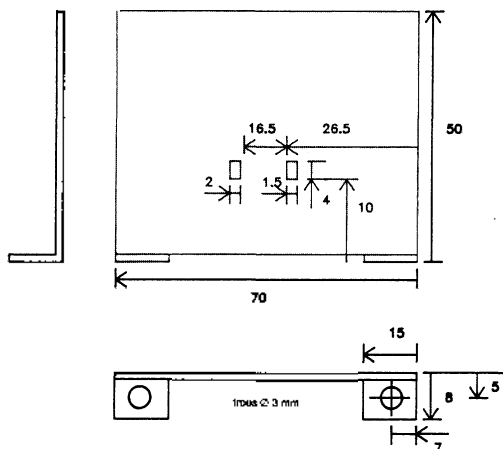


Figure 17 : Réalisation du radiateur pour BUT 11.

### Bibliographie

Adaptation de Notes Techniques Mullard (Houldsworth-Lewis-Fry) Note Technique SC61 (RTC).