

ALIMENTATIONS A COMMUTATION : l'élimination des perturbations de ligne

Les alimentations à commutation produisent des perturbations de ligne qui, si l'on ne prend pas les précautions nécessaires, dépassent de loin les limites admises.

Plus la fréquence de commutation est élevée et plus la durée de commutation est rapide ; donc, plus le spectre des interférences est large et plus l'amplitude des interférences est grande.

Ces tensions perturbatrices spectrales se couplent capacitivement au boîtier via des capacités parasites et arrivent dans l'alimentation de réseau comme courants parasites asymétriques, en passant par le câble de protection.

Une réduction de la capacité de couplage, et une impédance réactive dans le trajet des interférences, permettent d'atténuer ces courants perturbateurs.

Les données du problème

Pour alimenter un équipement électronique avec de l'énergie provenant du réseau, on a besoin de composants qui transforment le courant alternatif en différentes tensions continues.

Dans la plupart des cas, lorsque l'on transforme et que l'on rectifie une tension, on a besoin d'une stabilisation et d'une séparation galvanique.

Les équipements conventionnels remplissent cette tâche avec un transformateur de ligne à 50 Hz, un redresseur et un élément ajustable asservi.

Le transformateur convertit la tension et sépare galvaniquement la tension secondaire du réseau.

Le redresseur fournit une tension continue qui est stabilisée par l'élément ajustable (généralement un transistor en série), ceci indépendamment des conditions de charge.

Avec ce principe, ni le volume ni le poids ne peuvent être réduits de la façon dont l'exigent les techniques de construction modernes pour la miniaturisation de l'équipement.

Le gros transformateur de réseau, qui est lourd, et le stabilisateur de tension, dissipatif, constituent en particulier des inconvénients.

Les grosses pertes produisent de la chaleur, dont il faut se débarrasser par l'intermédiaire de gros dissipateurs.

On peut remédier à ces inconvénients en augmentant la fréquence de fonctionnement et en substituant un commutateur asservi au transistor en série.

Le principe des alimentations à commutation est basé sur ces deux solutions (fig. 1).

Les alimentations à commutation présentent des avantages importants par rapport aux alimentations de réseau conventionnelles :

- efficacité supérieure,
- poids moindre,
- plus petit volume.

Ces avantages proviennent principalement des faits suivants :

- le fonctionnement par commutation de l'élément ajustable entraîne des pertes plus faibles, un plus petit volume de chaleur à dissiper et un poids moindre.

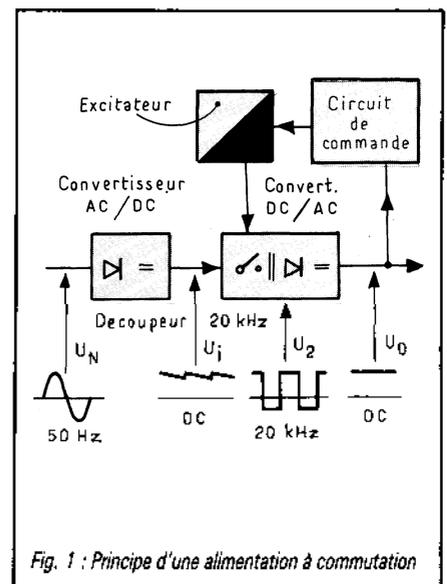


Fig. 1 : Principe d'une alimentation à commutation

Tableau 1 : Caractéristiques comparées d'une alimentation à commutation et d'une alimentation de réseau conventionnelle

	Alimentation à commutation	Alimentation conventionnelle
Efficacité	60 % - 90 %	30 % - 55 %
Poids	2 kg/100 W	6 kg/100 W
Volume	1,5 dm ³ /100 W	7,5 dm ³ /100 W
Suppression des perturbations	par des méthodes spéciales	par transformateur de réseau

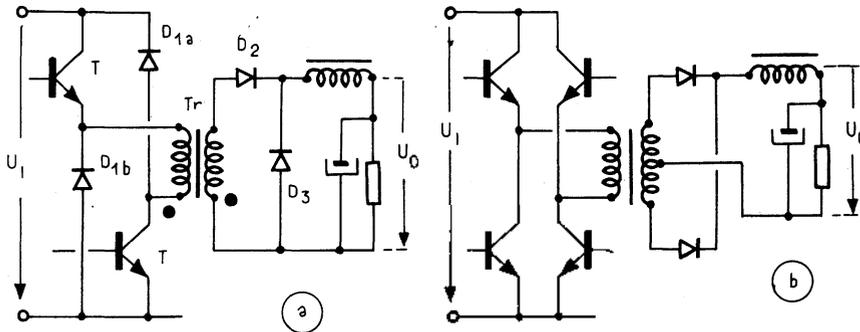


Fig. 2 : Schémas de principe d'un convertisseur de conduction en demi-pont (a) et d'un convertisseur en pont complet (b).

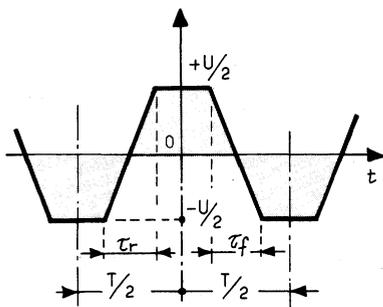


Fig. 3 : Onde trapézoïdale dans le domaine temporel (oscilloscope).

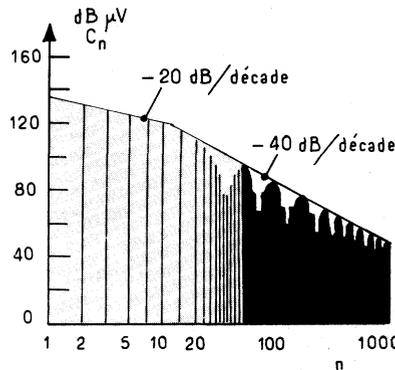


Fig. 4 : Spectre d'une onde triangulaire symétrique avec les valeurs mentionnées ci-dessus (domaine de fréquence = analyseur de spectre).

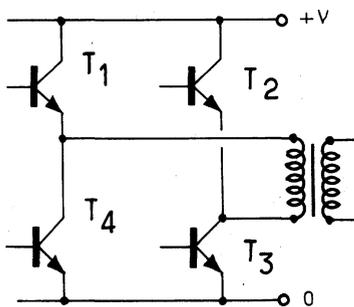


Fig. 6 : Etage de commutation du régulateur à commutation.

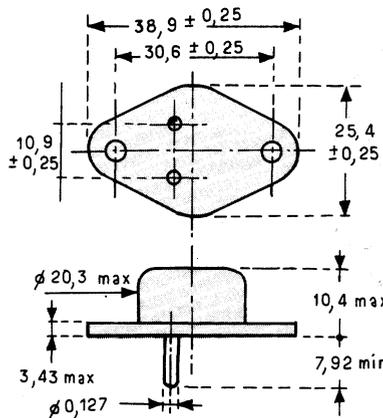


Fig. 6 : Dimensions géom. d'un transistor avec boîtier T0-3.

– la fréquence de fonctionnement supérieure ; le transformateur et les éléments du filtre côté secondaire peuvent ainsi être facilement miniaturisés.

Ces avantages importants ne peuvent toutefois être obtenus qu'au prix d'un inconvénient que l'on ne peut ignorer.

Pour obtenir une grande efficacité, la fréquence de fonctionnement doit être élevée et la durée de commutation de l'élément ajustable doit être aussi courte que possible.

En raison de la haute fréquence, un large spectre de perturbations avec des valeurs d'amplitude élevées se produit dans la plage de fréquences ; c'est le résultat du flanc de commutation rapide de l'élément ajustable.

Afin de mieux comprendre les tensions perturbatrices qui se produisent, nous allons rechercher les causes de ce phénomène.

Causes de la tension perturbatrice

Dans un régulateur commutable, la tension de réseau redressée est transformée en une impulsion carrée avec deux transistors (convertisseur de conduction en demi-pont) ou deux paires de transistors (convertisseur de conduction en pont complet). Ce principe est schématisé sur le dessin de la figure 2.

Les transistors travaillent de telle sorte qu'une tension positive soit appliquée alternativement à travers l'enroulement primaire du transformateur.

Ce changement de tension ne peut pas se produire de façon soudaine, en raison du commutateur à transistor, mais il est retardé par le temps de montée ($\tau_r \approx 0,5 \mu$ s) ou de descente ($\tau_f \approx 1 \mu$ s). Par voie de conséquence, une onde trapézoïdale est appliquée au transformateur (fig. 3).

En raison des changements d'amplitude périodiques dans le domaine temporel, des fréquences discrètes sont produites dans le domaine fréquentiel. On peut s'en apercevoir avec une analyse de Fourier.

Pour simplifier, nous supposons des temps de montée et de descente identiques ($\tau_r = \tau_f = T$). On

obtient ainsi l'onde triangulaire symétrique et l'on peut écrire les coefficients Fourier :

$$C_n = \frac{U}{2} \left[\frac{1}{n^2 \cdot f \cdot \pi^2 \cdot \tau} \sin(n \cdot \frac{\pi}{2}) \sin(n \cdot \pi \cdot \tau \cdot f) - \frac{\sin(n \cdot \pi)}{n \cdot \pi} \right]$$

pour des valeurs de $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ et $f = \frac{1}{T}$

Les coefficients Fourier sont fonction de l'amplitude de tension U , de la fréquence fondamentale f et de ses harmoniques n , ainsi que des temps de montée et de descente τ .

Formons une expression pour un cas pratique avec les valeurs suivantes :

$$U = 150 \text{ V}$$

$$f = \frac{1}{T} = 50 \text{ kHz}$$

$$\tau = 0,5 \mu\text{s}$$

$$n = 1 \text{ à } 1000$$

Si ce résultat est présenté sous forme logarithmique double, on obtient alors l'image représentée figure 4.

L'onde trapézoïdale calculée étant un signal symétrique par rapport à l'axe du temps, la composante DC est zéro (pour $n = 0$) et les lignes n'apparaissent dans le spectre que pour les multiples impairs entiers de $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

La représentation de la figure 4 est remarquable en ce sens que, jusqu'à la 13^e harmonique les amplitudes harmoniques dans le spectre tombent à

- 20 dB/décade et, au-dessus, à
- 40 dB/décade. Cette fréquence critique fait suite à la condition :

$$n = \frac{1}{\pi \cdot f \cdot \tau}$$

et dépend de la fréquence d'impulsion et du temps de montée τ . En utilisant les valeurs de la figure 5, on obtient pour $n \hat{=} 13$, une fréquence critique qui correspond à 650 kHz.

En résumé, on peut établir que, dans une alimentation à commutation, la tension perturbatrice observée est produite par la séquence de commutation, la tension commutée, la fréquence de commutation et la durée de commutation (pente du flanc d'impulsion) déterminent les valeurs du spectre de perturbations. Ces valeurs tombent de façon linéaire avec une fréquence croissante

$$\left(\frac{1}{n^2 \cdot f} \hat{=} 20 \text{ dB/décade} \right)$$

jusqu'à une fréquence critique et au-delà, au carré avec une fréquence croissante)

$$\left(\frac{1}{n^2 \cdot f} \hat{=} -40 \text{ dB/décade} \right)$$

Plus la durée de commutation est courte et plus le flanc de commutation est raide ; donc, plus la fréquence critique sera déplacée dans le spectre vers des fréquences plus hautes.

De toute façon les valeurs d'amplitude des tensions perturbatrices seront augmentées et les perturbations empireront.

D'autre part, les durées de commutation restreintes sont nécessaires à une efficacité élevée du régulateur de réseau, puisque les pertes de courant du commutateur augmentent avec des durées de commutation plus longues.

L'analyse de Fourier permet de disséquer n'importe quel signal en une foule d'ondes sinusoïdales pures à des fréquences et à des amplitudes bien définies.

Dans notre exemple (voir fig. 4), nous pouvons donc transformer l'onde triangulaire dans le domaine fréquentiel à 150 kHz et 7,885 volts d'amplitude (7,885 V $\hat{=} 138 \text{ dB}/\mu\text{V}$).

$$\begin{aligned} \text{Supposition : } f &= 150 \text{ kHz} \\ n &= 3 \\ \tau &= 0,5 \mu\text{s} \\ U &= 150 \text{ V.} \end{aligned}$$

Dans le diagramme de circuit équivalent, pour l'élément de commutation, et pour les valeurs ci-dessus indiquées dans le domaine de fréquence, on peut supposer une source de tension à onde sinusoïdale avec $f_n = f \cdot n$ et une amplitude de tension qui correspond aux coefficients Fourier. La somme de toutes ces sources de tension est le spectre de per-

turbations avec les tensions perturbatrice. A ce stade, on peut poser la question de savoir comment la tension perturbatrice passe de l'élément de commutation au câble de réseau et comment cela peut y être mesuré.

Propagation des tensions perturbatrices

De façon à expliquer le phénomène de la propagation des tensions perturbatrices, nous considérerons l'étage de commutation du régulateur, illustré figure 5.

Dans le schéma, il faut remarquer que les collecteurs des transistors T_1 et T_2 sont toujours au potentiel $+V$ et leurs émetteurs, selon la position de commutation, alternent entre le potentiel 0 et $+V$. D'autre part, les émetteurs des transistors T_3 et T_4 sont toujours au potentiel 0 et les collecteurs oscillent entre 0 et $+V$. Les transistors dans les boîtiers TO-3 ont le collecteur raccordé au boîtier. C'est pourquoi ces transistors doivent être isolés par rapport au dissipateur de chaleur.

En tant que matériau isolant, on peut prendre en considération la céramique, le plastique, ou le mica ; ce sont des matériaux qui, d'une part, conduisent bien la chaleur et qui, d'autre part, présentent une bonne force d'isolation de tension avec un E_r relativement grand.

Cette rondelle d'isolation peut être considérée comme une capacité dont la valeur est ordinairement déterminée par la géométrie et la constante diélectrique E_r :

$$C = E_0 \cdot E_r \cdot \frac{\text{surface (m}^2\text{)}}{\text{distance (m)}} \text{ (pF)}$$

$$\text{où } E_0 = 8,855 \text{ pF/m.}$$

Avec un boîtier TO-3, la surface est d'environ 500 mm² (fig. 6). Lorsque l'on utilise divers matériaux isolants pour la rondelle, les valeurs suivantes sont alors déterminées par les capacités (Tableau II).

Nous avons établi que, en raison de l'assemblage isolé, les collecteurs des transistors T_3 et T_4

Tableau II : Valeur des capacités pour divers matériaux isolants pour le boîtier TO-3.

Rondelle isolante	Epaisseur mm	Surface mm ²	E _r	C Calculé (pF)	C mesuré (pF)
Mica	0,1		3,5	155	160
Plastique	0,2	500	4,2	93	96
Oxyde d'aluminium	2,0		9	20	23

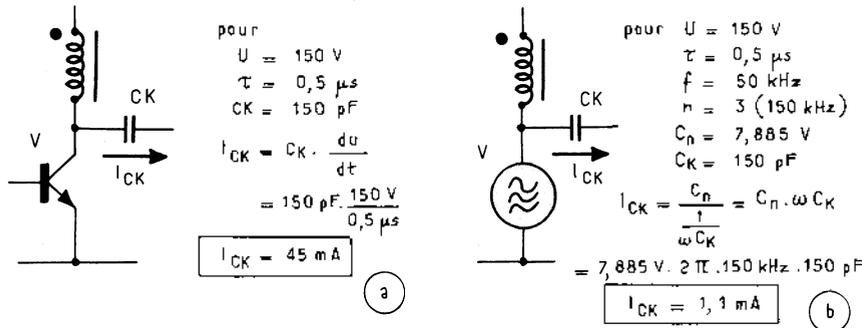


Fig. 7 : Comparaison des courants perturbateurs dans les domaines de temps (a) et de fréquence (b).

(voir fig. 5) montrent les valeurs des capacités mentionnées ci-dessus en ce qui concerne le dissipateur de chaleur.

Un courant de déplacement passe à chaque saut de tension lorsque la commutation se fait avec une chaleur crête de 45 mA dans le domaine de temps et un courant d'onde sinusoïdale de 1,1 mA à 150 kHz.

La différence entre les deux domaines est que dans le domaine de fréquence il n'y a qu'une seule ligne spectrale efficace, tandis que dans le domaine de temps tout le spectre est efficace.

Comme nous le verrons plus loin, la mesure du courant perturbateur est une évaluation du spectre, une caractéristique du domaine de fréquence ; il semble donc opportun que nous nous familiarisions ci-après avec ce qui se passe dans le domaine.

Dans l'exemple de la figure 7, un courant perturbateur i_{CK} passe à travers la capacité de couplage C_K par le dissipateur de chaleur pour arriver au boîtier de l'équipement.

Ce dernier est relié par une connexion de terre au câble de protection de l'alimentation de réseau, où le courant perturbateur peut maintenant passer par un parcours conducteur.

Outre les résistances de l'installation, d'adaptation au réseau, qui représentent l'impédance de ligne, le passage du courant perturbateur i_{CK} entraîne une chute de tension. Ceci est enregistré par l'instrument de mesure et affiché en dB/μV.

La perturbation enregistrée est appelée « tension en mode ordinaire » puisqu'elle est mesurée par rapport au potentiel de terre.

La portion de courant perturbateur qui circule dans la phase et le neutre cause une « tension de mode différentiel » dans l'installation d'adaptation au réseau.

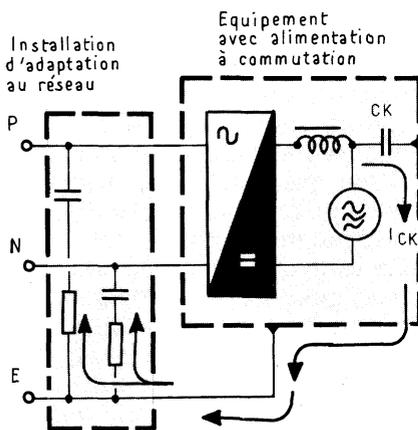


Fig. 8 : Parcours asymétrique du courant perturbateur.

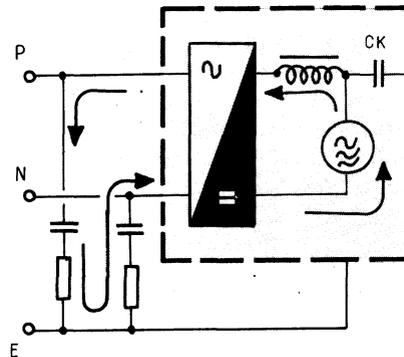


Fig. 9 : Parcours symétrique du courant perturbateur.

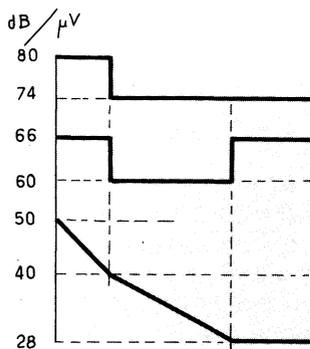


Fig. 10 : Valeurs maximales admissibles pour la tension de perturbation (dB/μV).

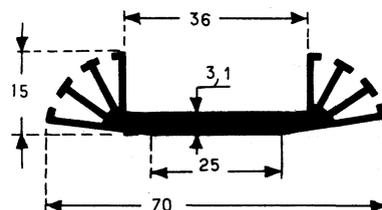


Fig. 11 : Dimensions du dissipateur de chaleur WA 116.

Mesure des tensions perturbatrices

Les courants perturbateurs HF qui passent à travers l'installation d'adaptation au réseau entraînent une chute de tension à travers les résistances. Cette tension se me-

suré en dB/ μ V avec un voltmètre sélectif.

Un voltmètre sélectif est construit de la même façon qu'un récepteur radio conventionnel. La largeur de bande, c'est-à-dire AU24 nêtre de fréquence, a une largeur de 9 kHz pour la plage 150 kHz à 30 MHz.

Cette fenêtre peut être placée n'importe où sur la plage de mesure et les lignes spectrales arrivant dans la fente sont mesurées et évaluées.

Le CISPR a fixé des valeurs standards et maximales qui ne doivent pas être dépassées lorsque l'on mesure de la façon indiquée (fig. 10).

Cette mesure étant une évaluation du spectre, il est recommandé de continuer dans le domaine fréquentiel, selon l'exemple de la figure 7 où un courant perturbateur de 1,1 mA passe à 150 kHz dans le parcours asymétrique.

Ce courant entraîne dans une installation d'adaptation au réseau avec 150 ohms, une chute de tension de :

tension dans une installation d'adaptation au réseau avec 150 ohms de

$$U = R \cdot I_{CK} = 75 \cdot 1,1 \text{ mA} = 82,5 \text{ mV} = 98 \text{ dB}/\mu\text{V}.$$

C'est la tension perturbatrice indiquée par le récepteur de mesure. Toutefois, selon la réglementation I du CISPR, à 150 kHz on n'admet que 54 dB (limite de perturbation N-12 dB). Par des mesures adaptées, nous devons maintenant tenter de réduire cette tension perturbatrice.

Mesures à prendre à la source perturbatrice

La méthode de suppression la plus efficace est celle qui s'occupe des perturbations à la source.

Comme nous l'avons vu, dans un régulateur de commutation de ligne, la source de perturbations est constituée par les transistors dont la durée de commutation est très rapide et dont les boîtiers (collecteurs) oscillent entre de grandes différences de potentiel.

Dans le diagramme équivalent, la source perturbatrice est une source de tension qui génère des

tensions sinusoïdales comme harmoniques de la fréquence fondamentale.

Pour s'occuper de cette source de perturbations depuis son origine, on pourrait appliquer les mesures suivantes :

– Réduction de la tension V,

Résultat : plus petite puissance convertible,

– Augmentation de la durée de commutation τ ,

Résultat : pertes plus grandes et diminution de l'efficacité,

– Baisse de la fréquence de commutation f,

Résultat : plus gros transformateur,

Relation watt/volume moins bonne.

De telles mesures permettent de réduire la tension perturbatrice à sa source mais les avantages spécifiques d'un régulateur de commutation de réseau seraient par ailleurs contestables.

On est surpris de constater que le développement actuel des régulateurs modernes de commutation de réseau avec MOSFET de puissance va dans la direction opposée. Les durées de commutation sont encore réduites et les fréquences supérieures.

On ne peut donc rien faire à la source pour réduire la tension perturbatrice et il faut s'attendre à ce que dans le futur on rencontre des tensions perturbatrices encore bien supérieures.

Réduction de la capacité de couplage

Une autre démarche consiste à minimiser autant que faire se peut la capacité de couplage. La capacité est fonction de la constante diélectrique et le quotient de la surface sur la distance :

$$C_K = E_0 \cdot E_r \cdot \frac{F}{d} \quad (\text{Farad}).$$

Si l'on veut que la capacité reste petite, il faut utiliser un matériau épais avec un E_r bas, qui, en outre, est aussi un bon conducteur de chaleur.

Comme sur la figure 8, le disque d'isolation en oxyde d'aluminium montre la capacité la plus basse (20 pF).

Toutefois, ces disques sont très coûteux et peuvent se casser très facilement durant l'assemblage,

ou le fonctionnement, car le matériau qui les compose est fragile.

Mesures à prendre avec le dissipateur de chaleur

Une mesure également efficace est d'isoler et d'espacer le dissipateur de chaleur du boîtier (terre de protection).

Si, par exemple, un dissipateur de chaleur du type WA 11 de 75 mm de long, est placé à une distance X du boîtier, la capacité de couplage entre la dissipateur et le boîtier est alors de :

$$\text{Distance } X = 1 \text{ mm} \quad C_K = 80 \text{ pF},$$

$$\text{Distance } X = 2 \text{ cm} \quad C_K = 4 \text{ pF}$$

La capacité de couplage qui en résulte entre le collecteur et la masse du boîtier est donc toujours de :

$$C_{K \text{ tot}} = 150 \text{ pF} // 4 \text{ pF} = 3,89 \text{ pF}$$

En prenant l'exemple de la figure 7, le courant de déplacement à travers la capacité réduite $C_{K \text{ tot}}$ est de :

$$i_{C_K} = C_n \cdot 2 \pi \cdot n \cdot f \cdot C_{K \text{ tot}}$$

$$= 29 \mu\text{A}.$$

Ce courant perturbateur entraîne une chute de tension à travers les résistances de l'installation d'adaptation au réseau de $U = i_{C_K} = 75 \cdot 29 \mu\text{A} = 2,2 \text{ mV} \approx 67 \text{ dB}/\text{mV}$.

Cet exemple montre comment, grâce à une mesure simple et bon marché (montage du dissipateur de chaleur sur des pièces d'espacement isolantes) on peut réduire d'environ 30 dB la capacité de couplage et, avec elle, le courant perturbateur couplé capacitivement.

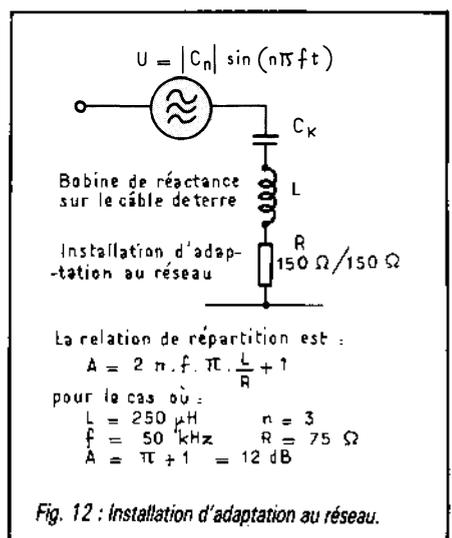


Fig. 12 : Installation d'adaptation au réseau.

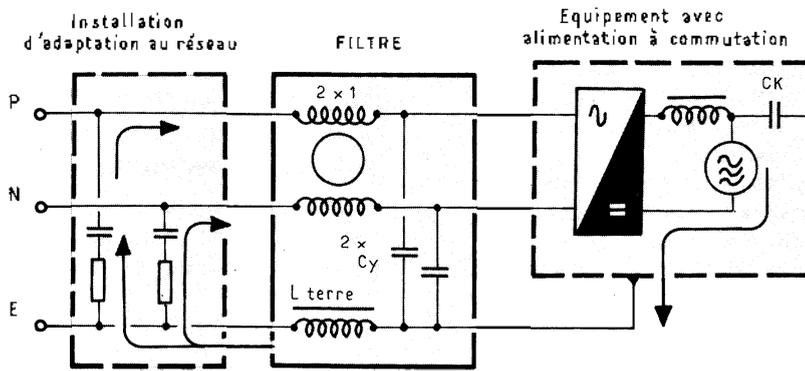


Fig. 13 : Filtre de suppression des courants perturbateurs asymétriques.

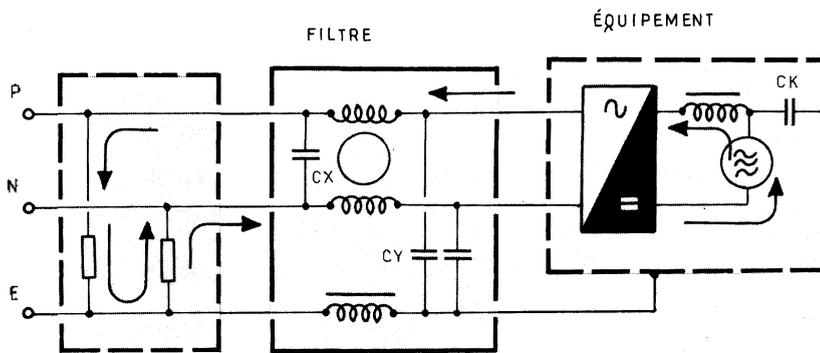


Fig. 14 : Parcours asymétrique d'interférence.

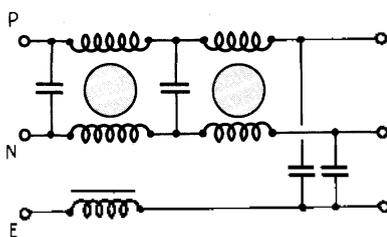


Fig. 15 : Filtre à deux étages.

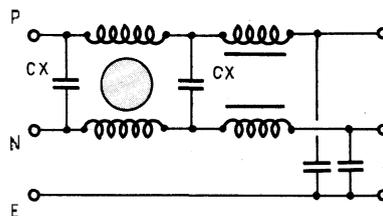


Fig. 16 : Filtre à deux étages avec bobine de réactance à noyau en forme de tige.

Incorporation d'une bobine de réactance sur le câble de terre

Le courant perturbateur asymétrique à haute fréquence passe dans l'alimentation de réseau par le câble de terre.

Si l'on place une bobine de réactance immédiatement au point d'entrée du câble dans l'équipement, la réactance inductive s'oppose alors au courant perturbateur asymétrique et, avec les résistances de l'installation d'adaptation au réseau on obtient

la division de tension suivante illustrée par la figure 12 :

Suppression avec un filtre de réseau

Si l'on place un filtre de réseau entre l'alimentation de réseau et l'équipement (fig. 13) on contribue à atténuer efficacement les perturbations asymétriques. Le circuit de base d'un filtre à un étage consiste en une bobine de réactance, à noyau annulaire, compensée en courant avec un enroulement dans le conducteur

de phase et un dans le conducteur neutre, ainsi que deux capacités de drainage entre la phase, resp. le neutre et la terre.

Selon nécessité, la bobine de réactance du câble de terre peut être intégrée dans le filtre. L'inductance totale de la bobine de réactance de suppression compensée en courant agit contre le courant perturbateur asymétrique.

En outre, les condensateurs Y forment une capacité en parallèle à travers les résistances de l'installation d'adaptation au réseau.

La valeur des condensateurs Y est limitée. Selon l'application à laquelle l'équipement est destiné, la valeur maximale admissible du courant de fuite est définie pour une installation fixe ou mobile et pour un équipement d'ordinateur. Lorsque l'on dimensionne la bobine de réactance, compensée en courant, il faut accorder de l'attention aux courants de crête élevés, tels qu'ils ne saturent pas le matériau magnétique.

Le résultat de cette saturation est une perte d'inductance et, par conséquent, une perte d'efficacité de la bobine de réactance contre les perturbations asymétriques.

Une saturation prématurée peut être évitée si la bobine de réactance compensée en courant est enroulée de telle sorte que le champ parasite et les différences de bobinage soient limités au maximum.

Les enroulements bifilaires ont un flux de dispersion égal à environ 1 % du flux principal. Contrairement aux noyaux bobinés courants, un noyau à enroulement bifilaire sature donc 3 à 4 fois le courant de l'autre noyau.

Suppression d'un parcours symétrique de perturbations

Contrairement au parcours asymétrique, le parcours symétrique (fig. 14) de perturbation a lieu seulement via la phase et le neutre.

Dans le circuit de filtre de la figure 14, les condensateurs sont principalement efficaces contre les interférences symétriques en tant que dérivation HF en paral-

Circuits

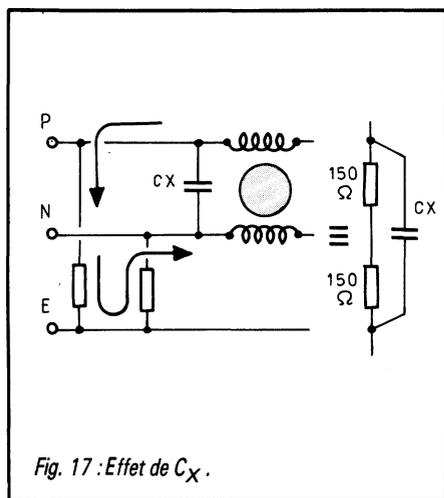


Fig. 17 : Effet de C_X .

lèle à travers les deux résistances de l'installation d'adaptation au réseau.

Etant donné que la composante symétrique d'interférence ne circule que dans la phase et le neutre, les champs du noyau toroïdal se compensent mutuellement et seule l'inductance de dispersion de la bobine de réactance compensée agit pour atténuer le courant perturbateur symétrique.

Comme nous l'avons vu précédemment, en raison de la saturation du noyau, celui-ci doit être enroulé de façon bifilaire, ce qui fait que l'on perd en grande partie l'avantage de l'inductance de dispersion.

Pour obtenir une atténuation suffisante, il faut donc souvent placer après lui une bobine de réactance (fig. 15) compensée en courant, mais non enroulée de façon bifilaire.

Lorsque l'on a surtout des perturbations symétriques, il faut utiliser une bobine de réactance à noyau en forme de tige (fig. 16), dans les lignes de phase et de neutre, qui maintient leur inductance au lieu de la perdre par compensation ou saturation.

L'impédance qui en résulte est de :

$$Z = \frac{2 R}{2 R \cdot \omega \cdot C_X + 1}$$

Plus le condensateur X est grand, plus l'impédance est petite et plus est petite également la chute de tension à travers les résistances de l'installation d'adaptation au réseau,

Etude réalisée à partir d'une note d'application SCHAFFNER ELEKTRONIK A.G.



LA LIAISON

Série 120 : connecteurs pour câble plat

Connecteurs à déplacement d'isolant (CAD) intermariables avec la DIN 41612 standard et la VG 95324.

- disponibles avec accessoires, outils d'insertion, utilisant le câble plat gauge AWG 28
- connecteurs mâles livrables avec ou sans éjecteurs, polarisation intégrée
- connecteurs femelles terminaux ou de traversée.

Jumpers, harnais, limandes réalisés selon spécifications requises.



CB 1063