

# Interférences et alimentation à découpage

Les alimentations à découpage produisent sur le réseau d'alimentation des perturbations qui, sans dispositifs de protection, dépasseraient largement les valeurs tolérées.

Une réduction des capacités de couplage ainsi que des impédances réactives disposées dans les circuits parcourus par les courants parasites, permet de réduire efficacement ces derniers.

Les alimentations à découpage n'ont malheureusement pas que des avantages. En effet, afin d'augmenter le rendement, on choisit une fréquence de travail élevée et des temps de commutation aussi courts que possible, ce qui donne lieu, dans le domaine fréquence, à un très large spectre de perturbations de forte amplitude. Ce spectre est provoqué par les flancs rapides de commutation dans l'alimentation.

Afin de mieux comprendre comment se produisent ces tensions perturbatrices, étudions plus en détail les causes de ce phénomène.

## Origine des tensions perturbatrices

Dans le régulateur à découpage, la tension redressée du réseau est transformée en un signal rectangulaire à l'aide d'une paire de transistors (système à action simple) ou de deux paires de transistors (système à double action). Voir figure 1 schéma de principe.

Les transistors de commutation sont commandés de telle façon que l'enroulement primaire du transformateur reçoive une tension positive suivie d'une tension négative. Ces transistors ne permettent pas un changement brutal et instantané de la polarité. Un retard intervient à l'enclenchement ( $T_r \sim 500$  ns) et à la coupure ( $T_f \sim 1000$  ns), de sorte que la tension qui est finalement appliquée au transformateur a une forme trapézoïdale (fig. 2).

Les modifications périodiques de l'amplitude, en fonction du temps, se traduisent dans le spectre de fréquence par une suite de valeurs discrètes que l'on détermine par l'analyse de Fourier. Pour simplifier le calcul, admettons que les temps de montée et de coupure soient égaux ( $T_r = T_f = T$ ) c'est à dire que l'onde trapézoïdale soit régulière. La formule ci-dessous permet, dans ce cas, de déterminer les coefficients de Fourier.

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

$$\text{Pour } n = 0, 1, 2, 3... \text{ avec } f = \frac{1}{T}$$

Ces coefficients de Fourier sont fonction de l'amplitude de la tension  $V$ , de la fréquence de l'onde fondamentale  $f$  et de ses harmoniques  $n$ , ainsi que du temps de montée et de chute  $\tau$ .

Introduisons dans cette formule des valeurs correspondant à un cas pratique :

$$V = 150 \text{ V} \quad \tau = 500 \text{ ns} \\ f = \frac{1}{T} = 50 \text{ kHz} \quad n = 1 \text{ à } 1000$$

En portant les résultats dans un diagramme en échelle log-log, on obtient l'image ci-dessous.

Etant donné que l'onde trapézoïdale que nous venons de considérer présente une amplitude symétrique par rapport au temps, le terme relatif au courant continu ( $n = 0$ ) est nul. Seules des lignes apparaissent dans le spectre pour  $n$  entier et impair ( $n = 1, 3, 5$  etc).

Dans la figure 3, on constate que jusqu'à l'harmonique 13, les valeurs d'amplitude décroissent dans le spectre à raison de  $-20$  db/décade et que au-delà la décroissance est de  $-40$  db/décade. La fréquence critique à laquelle le changement de pente se produit est donnée par

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

Cette fréquence critique dépend donc de la fréquence  $f$  et du temps de montée  $\tau$ . Si nous introduisons dans cette formule les valeurs de l'exemple ci-dessus, on obtiendra  $n = 13$ , c'est à dire une fréquence critique de 650 kHz.

En résumé, on constate que les phénomènes de commutation sont à l'origine des tensions parasites produites par une alimentation à découpage. La tension commutée, la fréquence de commutation ainsi que le temps de commutation (raideur des flancs des impulsions) caractérisent les valeurs du spectre de perturbation. Ces

# Interférences

valeurs décroissent linéairement lorsque la fréquence augmente (formule) jusqu'à une fréquence

$$\frac{1}{n \cdot f} - 20 \text{ dB/décade}$$

quance critique au-delà de laquelle la décroissance est quadratique lorsque la fréquence augmente

$$\frac{1}{n^2 \cdot f} - 40 \text{ dB/décade}$$

Plus les temps de commutation seront courts, plus les flancs de montée et de chute seront rapides et plus la fréquence critique dans le spectre sera repoussée vers les fréquences élevées. L'amplitude des parasites augmentera, ce qui aggravera les problèmes liés à leur influence. Par ailleurs, il faut remarquer que les flancs raides conduisent à un rendement élevé de l'alimentation puisque les pertes augmentent avec les temps de commutation.

L'analyse de Fourier permet de décomposer un signal quelconque en une série d'ondes sinusoïdales de fréquences discrètes et d'amplitude définie.

En appliquant cette analyse à l'exemple précité (voir fig. 3) il est possible de transposer l'onde trapézoïdale dans le domaine fréquence. Pour 150 kHz ( $n = 3$ ) on trouve une onde purement sinusoïdale à 150 kHz de 7,885 V d'amplitude ( $7,885 \text{ V} = 138 \text{ dB}/1 \mu\text{V}$ ).

Considérons l'exemple suivant :

$$f = 150 \text{ kHz} \quad \tau = 500 \text{ ns}$$

$$n = 3 \quad v = 150 \text{ V}$$

Dans le schéma équivalent de l'élément de commutation, on peut admettre dans le domaine fréquence, une source de tension sinusoïdale avec  $f = n \cdot 50 \text{ kHz}$  et une amplitude qui correspond au coefficient de Fourier. L'ensemble de toutes ces sources de tension fournit le spectre de tensions parasites. La question est de savoir par quels moyens ces tensions parasites produites par l'élément de commutation se propagent dans le câble réseau et comment on peut les mesurer.

## Propagation des tensions parasites

Afin d'expliquer comment les tensions parasites se propagent, examinons le schéma du système de commutation dans une alimentation à découpage (fig. 4).

Les collecteurs des transistors T1 et T2 sont branchés en permanence au potentiel + V. Au cours des phases de la commutation leurs émetteurs passent alternativement des potentiels 0 à + V.

Par contre les émetteurs des transistors T3 et T4 sont toujours raccordés au potentiel  $\phi$  tandis que leurs collecteurs passent alternativement de 0 à + V. Remarquons que les transistors encapsulés en boîtier TO-3 ont toujours leur collecteur relié au boîtier.

C'est la raison pour laquelle ce type de transistors doit être isolé de son radiateur. On utilise à

cet effet des rondelles isolantes en céramique, en plastique ou en mica, c'est à dire des matériaux qui présentent d'une part une bonne conductibilité thermique et d'autre part un pouvoir isolant élevé avec une valeur  $\epsilon_r$  relativement importante. Cette rondelle isolante peut être considérée comme une capacité dont la valeur est avant tout déterminée par ses dimensions géométriques et par son coefficient diélectrique.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\text{surface (pF)}}{\text{Epaisseur}}$$

$$\text{avec } \epsilon_0 = 8,855 \text{ pF/m}$$

Dans le cas d'un boîtier TO-3, la surface est d'environ 500 mm<sup>2</sup>.

Dans le tableau qui suit, on trouvera les valeurs calculées et mesurées de la capacité constituée par une rondelle isolante, ceci pour différents matériaux.

Rondelle Isol.pr boit. T03	Epaisseur d/mm	$\frac{F}{2}$ mm	$\epsilon_r$	C. Val. calcul pF	C. Val. mesurée pF
Mica	0,1	5 000	3,5	155	160
Plastique	0,2	2 500	4,2	93	96
Céramique	2,0	250	9	20	23

Fig. 5 Valeur de capacité de différents matériaux isolants pour les boîtiers TO-3.

Nous avons défini que les collecteurs des transistors T3 et T4 (voir fig. 4) devaient être isolés et présentent les valeurs de capacité précitées, par rapport au radiateur.

Par suite de cette capacité de couplage, chaque saut de tension lors de la commutation donne lieu à un courant de 45 mA valeur de crête dans le domaine temps et à un courant sinusoïdal de 1,1 mA dans le domaine fréquence. La différence entre ces deux domaines est la suivante : dans le domaine temps on considère l'ensemble du spectre, tandis que dans le domaine fréquence, seule une ligne unique du spectre est prise en considération.

Comme nous le verrons plus loin, la mesure des tensions parasites est une évaluation du spectre, c'est-à-dire une caractérisation du domaine fréquence qu'il nous semble utile d'examiner plus en détail.

Dans l'exemple de la figure 6, un courant parasite  $i_{CK}$  s'écoule au travers de la capacité de couplage  $C_K$  entre le radiateur et le boîtier de l'appareil. Ce dernier est relié à la terre de protection du réseau par borne de masse, ce qui permet au courant parasite de se propager (fig. 7).

Le courant parasite  $i_{CK}$  provoque une chute de tension sur les résistances du réseau artificiel qui représente l'impédance du réseau. Cette chute de tension est mesurée par un équipement approprié en  $\text{dB}/1 \mu\text{V}$ .

La tension perturbatrice enregistrée est dénommée tension en mode commun (fig. 8) car elle est mesurée par rapport au potentiel de la terre (perturbation asymétrique).

La part du courant parasite qui circule exclusivement dans les conducteurs de phase et de neutre provoque dans le réseau artificiel une

# Interférences

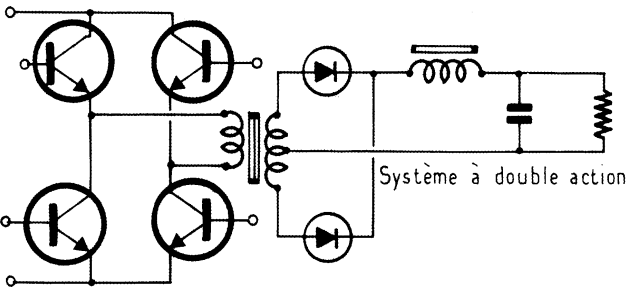
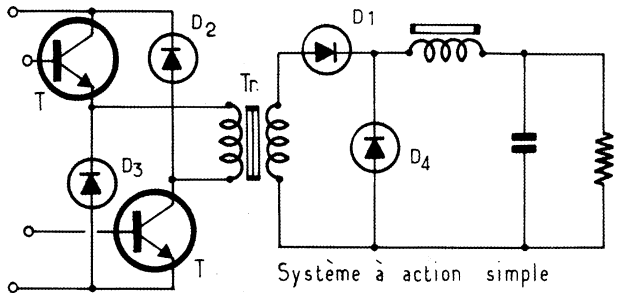


Fig. 1 Schéma de principe.

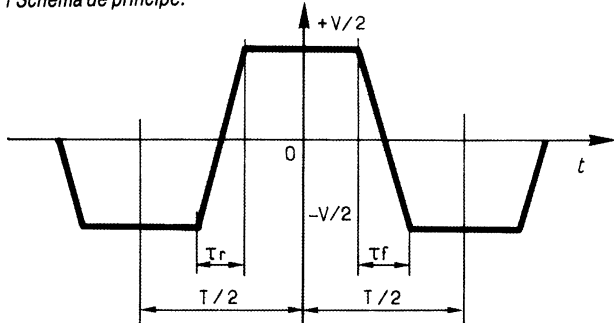


Fig. 2. Onde trapézoïdale dans le domaine temps.

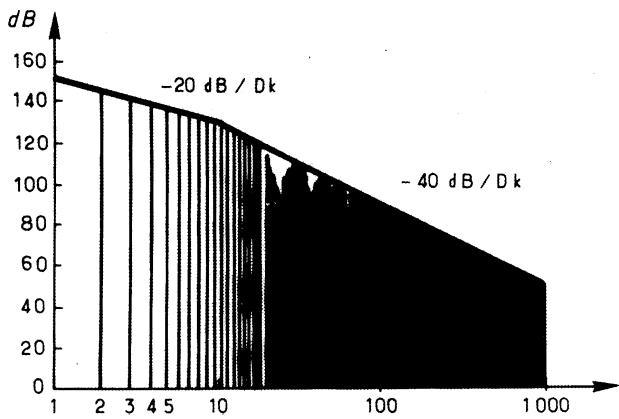


Fig. 3. Spectre d'une onde trapézoïdale régulière  
 $V = 150 \text{ v}$ , avec  $f = 30 \text{ KHz}$ ,  $\tau = 500 \text{ ns}$

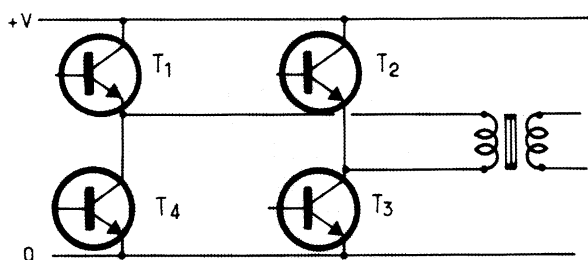
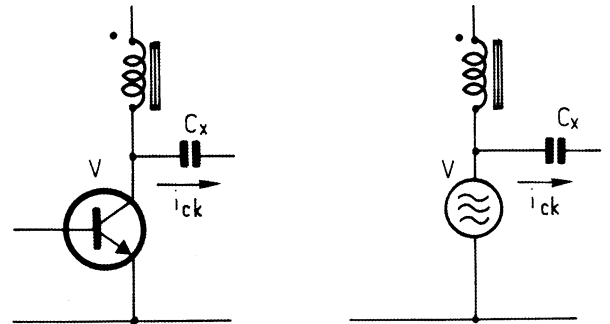


Fig. 4 Etage de commutation d'une alimentation à découpage.



Domaine temps

pour  $V = 150 \text{ v}$   
 $\tau = 500 \text{ ns}$   
 $C_k = 150 \text{ pF}$

$i_{ck} = 45 \text{ mA}$

Domaine fréquence

pour  $V = 150 \text{ v}$   
 $\tau = 500 \text{ ns}$   
 $f = 50 \text{ kHz}$   
 $n = 3 (150 \text{ kHz})$   
 $C_n = 7,885$   
 $C_k = 150 \text{ pF}$   
 $i_{ck} = 1,1 \text{ mA}$

Fig. 6 Comparaison entre domaine temps et domaine fréquence.

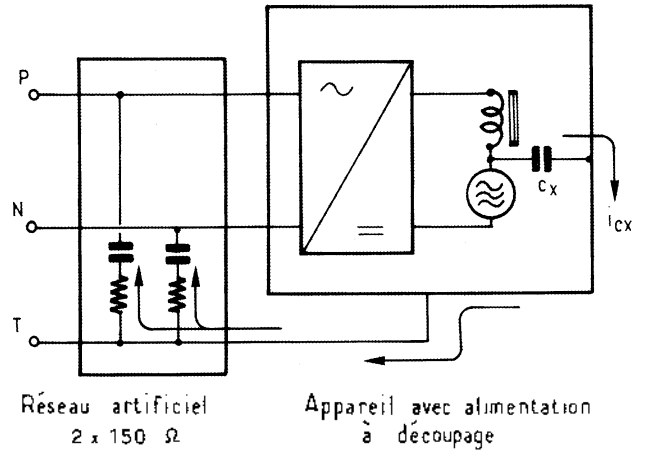


Fig. 7 Cheminement asymétrique du courant parasite.

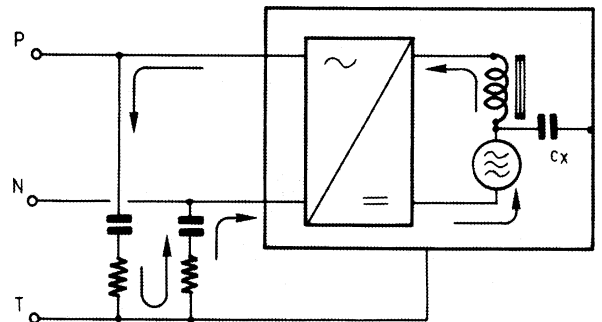


Fig. 8 Cheminement symétrique du courant parasite.

# Interférences

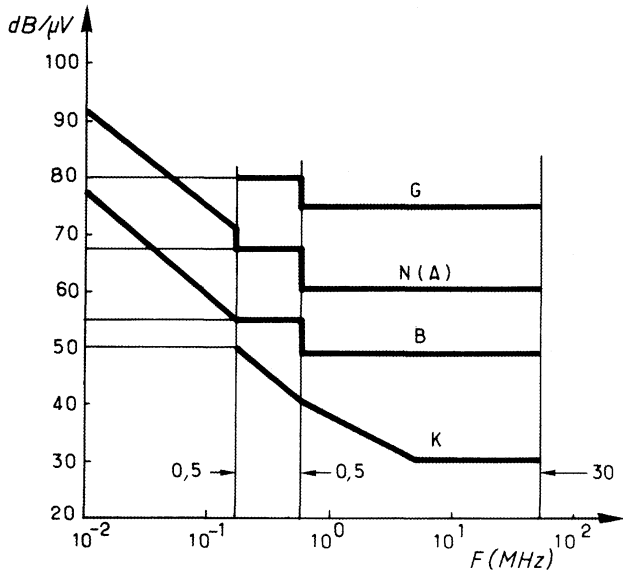


Fig. 9 Valeur maximale admissible des tensions parasites (adb/μV)

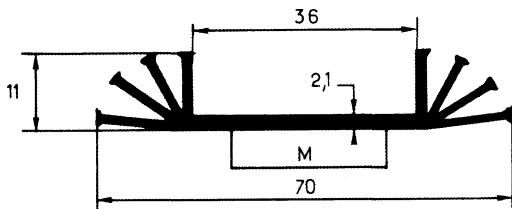


Fig. 10 Dimensions d'un profil de radiateur WA 116.

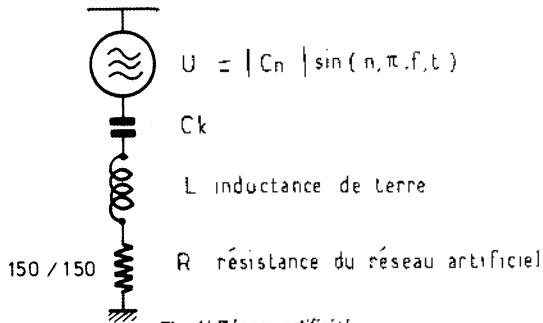


Fig. 11 Réseau artificiel.

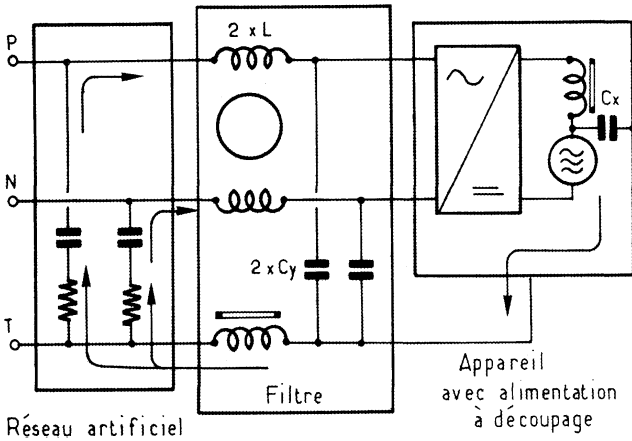


Fig. 12 Filtre agissant contre les courants parasites asymétriques.

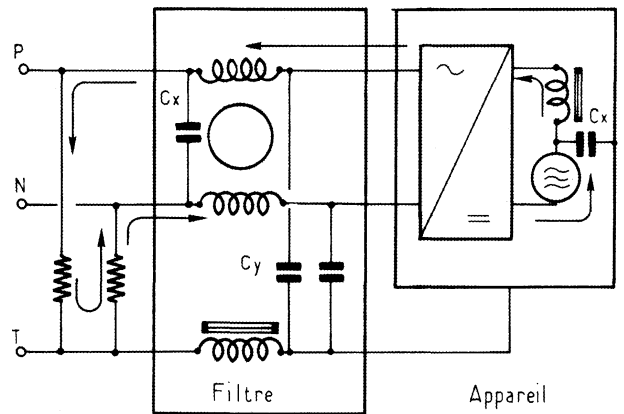


Fig. 13 Cheminement du courant perturbateur symétrique.

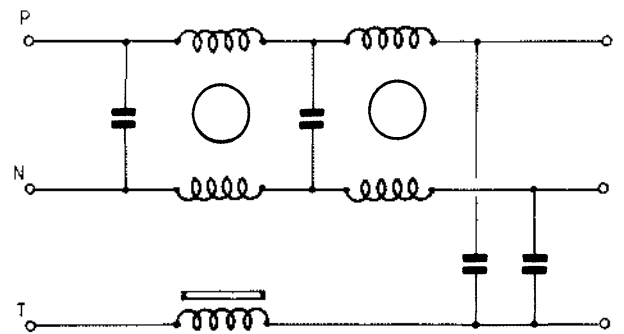


Fig. 14 Filtre à 2 étages.

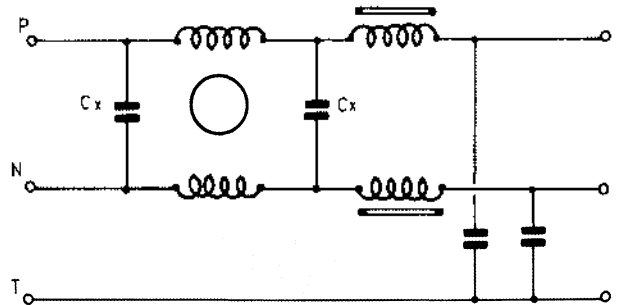


Fig. 15 Filtre à deux étages avec bobines à noyau droit.

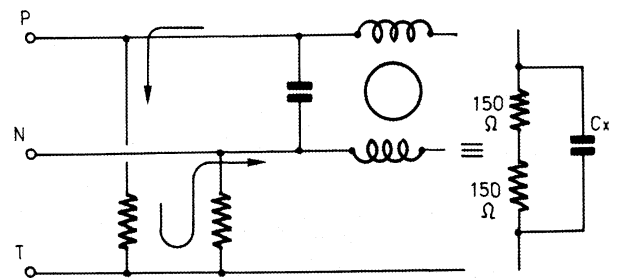


Fig. 16 Effet de shunt du condensateur Cx.

chute de tension dénommée tension en mode différentiel (perturbation symétrique).

## Mesure des tensions parasites

Les courants parasites haute fréquence qui s'écoulent au travers du réseau artificiel provoquent une chute de tension aux bornes des résistances de  $150 \Omega$ . Cette tension est mesurée en  $\text{dB}/1\mu\text{V}$  à l'aide d'un voltmètre sélectif.

Un tel voltmètre agit en principe comme un récepteur de radio. La largeur de bande (la fenêtre de fréquence) présente pour le domaine de  $150 \text{ kHz}$  à  $30 \text{ MHz}$  une largeur de  $9 \text{ kHz}$ . On déplace cette fenêtre dans le domaine à mesurer, ce qui permet une lecture de la valeur moyenne de chaque ligne de spectre.

Les mesures effectuées à l'aide d'un voltmètre sélectif sont soumises aux normes établies par le CISPR qui a fixé des valeurs limites à ne pas dépasser (fig. 9).

Etant donné que ces mesures correspondent à une évaluation du spectre, il est avantageux de suivre, dans le domaine fréquence, les phénomènes qui en découlent.

Selon l'exemple de la figure 6, un courant parasite de  $1,1 \text{ mA}$  à  $150 \text{ kHz}$  circule en mode asymétrique. Ce courant provoque dans le réseau artificiel une chute de tension de :

$$U = R \cdot i_{ck} = 75 \cdot 1,1 \text{ mA} = 82,5 \text{ mV} = 98 \text{ dB}$$

Ce résultat correspond à la valeur affichée par le récepteur de mesure. Selon le CISPR, prescription I, la valeur tolérée à  $150 \text{ kHz}$  n'est cependant que de  $54 \text{ dB}$  (degré de perturbation N-12  $\text{dB}$ ). Il faut donc rechercher les mesures appropriées qui permettront d'abaisser la valeur de cette tension parasite.

## Intervention à la source même des perturbations

La méthode la plus efficace est celle qui consiste à agir sur les perturbations directement à la source.

Comme nous l'avons vu, l'origine des perturbations, dans une alimentation à découpage, est localisée au niveau des transistors qui travaillent avec des temps de commutation très courts et dont les boîtiers (collecteurs) sont soumis cycliquement à de grandes différences de potentiel. Dans le schéma équivalent, l'origine des parasites est constituée par une source de tension qui fournit des tensions sinusoïdales d'amplitude  $C_n$ . Ces tensions constituent les harmoniques supérieurs de la fréquence fondamentale.

$$C_n = \frac{V}{2 n^2 \pi^2 f^2 T}$$

Les moyens suivants s'offrent à nous pour agir sur les parasites à la source :

— Réduction de la tension  $V$ . Conséquence : diminution de la puissance disponible.

— Allongement des temps de commutation. Conséquence : augmentation des pertes et diminution du rendement.

— Réduction de la fréquence de commutation. Conséquence : transformateur plus volumineux ; rapport Watt/Volume plus défavorable.

L'application des mesures ci-dessus permettrait de réduire les tensions parasites à la source, toutefois, les avantages spécifiques aux alimentations à découpage seraient remis en question.

Il est à constater que les récents développements d'alimentation à découpage, à l'aide de composants MOSFET de puissance, vont dans la direction opposée : des temps de commutation encore plus courts et une fréquence plus élevée.

Il n'est donc pas pensable de réduire les tensions parasites en agissant directement à la source. Il faut même s'attendre à l'avenir à des tensions parasites encore plus élevées.

## Réduction de la capacité de couplage

Le pas suivant consiste à réduire la capacité de couplage à une valeur aussi faible que possible. Cette capacité est une fonction de la constante diélectrique et du rapport surface/distance.

$$C_k = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{F \text{ (Farad)}}{d}$$

Pour que la capacité reste faible, il faut choisir un isolant épais avec une faible constante diélectrique  $\epsilon_r$  et un bon coefficient thermique.

Selon la figure 5, c'est la rondelle en céramique qui présente la plus faible valeur de capacité ( $20 \text{ pF}$ ). De telles rondelles sont toutefois très chères. De plus, par suite de la fragilité du matériau de base, elles risquent de se casser soit lors du montage ou ultérieurement en service.

## Mesures touchant au radiateur

Une autre méthode efficace consiste à isoler le radiateur par rapport au boîtier (terre de protection) et à le monter à une distance suffisante de ce boîtier. A titre d'exemple, prenons un profil de radiateur WA 116 de  $130 \text{ mm}$  de long (fig. 10), monté à la distance  $X$  de la paroi du boîtier. La capacité de couplage entre le radiateur et le boîtier est de :

$$\text{distance } X = 1 \text{ mm} \quad C_k = 80 \text{ pF}$$

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

Entre le collecteur et le boîtier, la capacité de couplage résultante sera de :

$$C_{k\text{total}} = 150 \text{ pF en série avec } 4 \text{ pF} = 3,98 \text{ F}$$

En reprenant les valeurs de la figure 6, la nouvelle valeur du courant sera :

$$i_{ck} = |C_n| \cdot 2 \pi n f \cdot C_{k\text{total}} = 29 \mu\text{A}$$

Ce courant parasite donne lieu à la chute de

# Interférences

tension suivante sur les résistances du réseau artificiel :

$$U = R \cdot i_{ck} = 75 \cdot 29 \mu A = 2,2 \text{ mV} \hat{=} 67 \text{ db/1 } \mu V$$

Cet exemple démontre comment une mesure simple et peu coûteuse (montage du radiateur sur des entretoises isolées) permet de réduire la capacité de couplage et d'abaisser d'env. 30 db le courant parasite.

## Montage d'une inductance de terre

Le courant parasite à haute fréquence en mode asymétrique, utilise le conducteur de terre pour se propager dans le réseau. En plaçant dans l'appareil une inductance de terre, immédiatement après l'entrée du réseau (fig. 11), cette réactance inductive s'oppose au courant parasite asymétrique et nous obtenons le diviseur de tension suivant, dans lequel interviennent les résistances du réseau artificiel :

Le rapport de division se calcule selon la formule :

$$A = 2 \cdot n \cdot \pi f \frac{L}{R} + 1$$

Dans le cas des valeurs pratiques suivantes :

$$\begin{array}{ll} L = 250 \mu F & f = 50 \text{ kHz} \\ n = 3 & R = 75 \end{array}$$

on obtient  $A = \pi + 1 \hat{=} 12 \text{ db}$

## Utilisation d'un filtre réseau

Le fait d'intercaler un filtre entre le réseau et l'appareil permet d'atténuer encore plus efficacement les parasites asymétriques.

Le schéma d'un filtre réseau à un étage comporte, en principe, une inductance toroïdale à compensation de courant à deux enroulements l'un pour la phase et l'autre pour le conducteur du neutre, ainsi que deux condensateurs branchés, l'un entre la phase et la terre, l'autre entre le neutre et la terre (fig. 12).

Selon les besoins, l'inductance de terre peut être intégrée au filtre. L'inductance totale de la bobine à compensation de courant s'oppose aux courants parasites asymétriques. De plus, les condensateurs Y forment un shunt capacitif par rapport aux résistances du réseau artificiel. Rappelons que la valeur de ces condensateurs Y est limitée : selon qu'il s'agit d'un appareil mobile ou monté à demeure, ou encore d'un équipement de traitement de données, les valeurs des courants de défaut ne doivent pas dépasser les valeurs prescrites (0,75 mA pour les appareils mobiles, 3,5 mA pour les appareils montés à demeure ainsi que pour les appareils de traitement de donnée, 40  $\mu A$  pour les appareils médicaux). Lors du dimensionnement des bobines à compensation de courant, il faut s'assurer que les pointes de courant élevées qui se produisent fréquemment au primaire des alimentations à découpage ne provoquent pas la saturation du noyau magnétique.

Toute saturation conduirait à une perte d'inductance, c'est à dire à une réduction de l'efficacité de la bobine contre les perturbations asymétriques. Deux mesures permettent d'éviter l'apparition d'une saturation précoce : limiter les différences entre les enroulements de la bobine à compensation de courant et réduire le flux de fuite à une valeur minimale.

Les enroulements bifilaires permettent de limiter le flux de fuite à env. 1 % du flux principal. Par comparaison avec un noyau bobiné normalement, un enroulement bifilaire permet d'augmenter le courant de 3 à 4 fois, avant d'atteindre la saturation.

## Cas des perturbations symétriques

Le courant perturbateur symétrique ne s'écoule, contrairement au courant asymétrique, que par les conducteurs de phase et de neutre (fig. 13).

Dans le filtre de la figure 15, c'est le condensateur X qui agit principalement contre les parasites symétriques en tant que shunt haute fréquence des deux résistances du réseau artificiel. Etant donné que le courant parasite symétrique ne circule que dans les conducteurs de phase et de neutre, les champs créés dans la bobine toroïdale se compensent et seule l'inductance de fuite de la bobine à compensation de courant atténue ce type de perturbations. Comme nous venons de voir, cette bobine doit être réalisée à l'aide d'un enroulement bifilaire afin d'éviter des effets de saturation. On réduit donc l'inductance de fuite qui aurait eu une influence favorable sur l'atténuation des parasites symétriques.

Pour obtenir malgré tout une atténuation suffisante des courants symétriques, il faut fréquemment connecter une seconde bobine, bobine à compensation de courant, immédiatement après la première. Cette seconde bobine sera réalisée avec des enroulements non bifilaires (fig. 14).

Lorsque les parasites symétriques l'emportent sur les parasites asymétriques, il faut insérer dans les conducteurs de phase et de neutre des bobines à noyau droit qui ne perdent pas leur inductance par suite de saturation ou de compensation (fig. 15).

Le condensateur Cx agit comme shunt pour les résistances du réseau artificiel (fig. 16).

L'impédance résultante Z est donnée par la formule suivante :

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

Plus la valeur du condensateur Cx sera élevée, plus l'impédance sera faible, ce qui conduira à une réduction des chutes de tension sur les résistances du réseau artificiel.

J. L de Francisco  
(Schaffner)