

L'aluminium anodisé peut être employé sous forme de fils ou de bandes, toutefois certaines précautions doivent être prises : il faut notamment veiller à ne pas dépasser l'effort maximal de traction admissible pour ne pas rompre la continuité de l'isolation du fil.

#### 4.3.3 Les autres matériaux

L'emploi de nouvelles technologies peut amener à utiliser des alliages à base de métaux nobles tels que l'or et l'argent : cas des bobinages réalisés en technologie céramique sérigraphiée.

#### 4.3.4 Éléments de technologie complémentaires

##### 4.3.4.1 Conducteur en température

Pour les métaux cités, on peut remplacer la loi complexe de variation de la résistance en fonction de la température par l'expression :

$$R = R_0 [1 + \alpha (\theta - \theta_0)]$$

où  $R$  et  $R_0$  représentent les valeurs de résistance aux températures respectives  $\theta$  et  $\theta_0$  et  $\alpha$  le coefficient de température.

##### 4.3.4.2 Conducteur en haute fréquence

Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant continu, la densité de courant est uniforme sur toute la section du conducteur.

La résistance de ce même conducteur parcouru par un courant alternatif haute fréquence augmente avec la fréquence.

###### a) Conducteur isolé

À fréquence élevée, on considère en première approximation que le courant circule en surface sur une épaisseur  $\delta$  appelée profondeur de pénétration : c'est l'effet de peau. Cette profondeur de pénétration est définie par la relation :

$$\delta = \left( \frac{\pi \cdot \mu \cdot f}{\rho} \right)^{-1/2}$$

En pratique, pour les métaux tels que  $\mu = \mu_0$ , la profondeur de pénétration  $\delta$  en fonction de la fréquence vaut en première approximation :

$$\delta = \frac{b}{\sqrt{f}}$$

avec :  $\delta$  en mm,  $f$  en Hz, et  $b$  donné dans le tableau 10.

L'effet de peau doit absolument être pris en compte lors de la conception des éléments bobinés et du câblage d'un convertisseur statique. Pour réduire la résistance en haute fréquence il faut utiliser un conducteur dont l'épaisseur est petite devant la profondeur de pénétration.

En pratique, on utilise des conducteurs en forme de ruban ou bien du fil divisé (fil de Litz).

Pour le fil divisé, le calcul de la résistance en alternatif ne peut pas être effectué avec les formules précédentes car il ne s'agit pas d'un conducteur isolé mais d'un groupe de conducteurs.

###### b) Groupe de conducteurs

Si l'on considère plusieurs conducteurs proches les uns des autres, les expressions du paragraphe précédent ne sont plus valables.

En effet, les champs magnétiques générés par les différents conducteurs et les champs de fuite dus aux influences magnétiques agissent sur les courants circulant dans les autres conducteurs.

Ainsi, à l'effet de peau se superpose un effet de proximité (cf. § 6) entre conducteurs qui provoque encore une augmentation de la

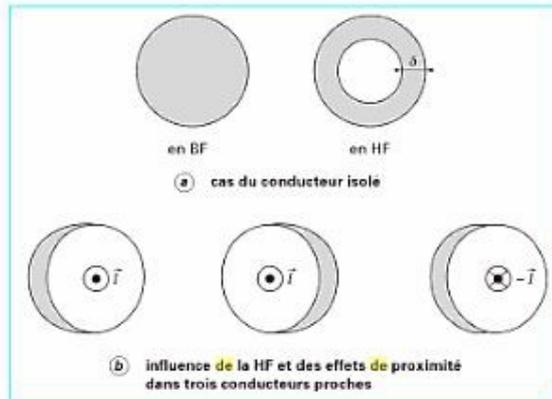


Figure 24 - Répartition du courant dans des conducteurs proches

résistance en haute fréquence et par voie de conséquence des pertes dans le conducteur (figure 24).

Le fil divisé est constitué par un toronnage de brins fins isolés. Le pas de toronnage doit être suffisamment petit pour que tous les brins soient soumis, sur la longueur du câble, aux mêmes champs permettant ainsi que le courant se répartisse uniformément dans tous les brins.

De par la construction du fil divisé, la réduction des pertes en haute fréquence devient néanmoins inopérante au-delà de quelques mégahertz en raison de l'apparition de pertes diélectriques dans les isolants de brins.

## 5. Technologies de bobinages

Les manières de réaliser les bobinages sont multiples :

- soit en utilisant différentes structures ;
- soit en utilisant différentes technologies.

### 5.1 Différentes structures de bobinage

#### 5.1.1 Bobinage dit concentrique

Les bobinages utilisent toute la longueur des jambes du circuit magnétique et sont réalisés en une ou plusieurs couches successives (figure 25).

L'inductance de fuite est d'autant plus faible que le bobinage est long. Elle peut être diminuée en alternant des couches de primaires et de secondaires.

La capacité dynamique est d'autant plus grande que le bobinage est long. Elle est diminuée en augmentant l'isolant.

Dans le cas où  $N$  enroulements secondaires créent une haute tension  $V_s$ , la tension d'isolement à tenir est  $V_s/N$ .

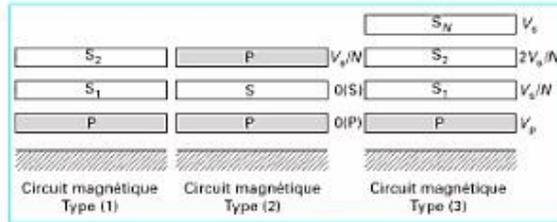


Figure 25 – Différentes configurations de bobinages concentriques

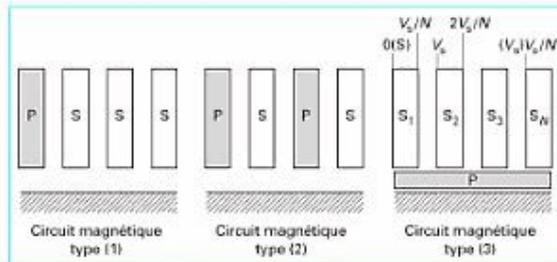


Figure 26 – Exemples de dispositions de bobinages en galettes

### 5.1.2 Bobinage en galettes

Les bobinages utilisent une partie ou toute de la hauteur disponible et sont disposés côte à côte dans la longueur du circuit magnétique.

Plusieurs dispositions sont possibles (figure 26).

Si un bobinage de type (3) (figure 26) est utilisé pour réaliser un transformateur haute tension :

- l'inductance de fuite sera forte vis-à-vis du primaire (faible largeur du bobinage);
- l'isolement à tenir sera important  $(N-1) V_2/N$ .

### 5.1.3 Bobinage à nid d'abeilles

Il est réalisé par le va-et-vient latéral de la spire lors de son enroulement sur le mandrin de bobinage. Le nombre de va-et-vient par tour est appelé vague (on parle de demi-vague, simple vague, double vague). On définit le pas par le rapport du nombre de tours du mandrin de bobinage au nombre de vagues qu'il faut faire pour juxtaposer deux spires voisines. Ce type de bobinage est utilisable jusqu'aux environs de 2 MHz. Pour coller les spires, il faudra utiliser des vernis spéciaux à séchage rapide dont les pertes HF et la permittivité sont faibles pour éviter la diminution du coefficient de surtension.

Lorsque l'on réalise des transformateurs HF avec bobinages nid d'abeilles, on aura intérêt à exécuter les divers bobinages sur des supports coulissants, pour permettre le réglage de la mutuelle inductance et faciliter l'accord du circuit.

### 5.1.4 Bobinage au « pas de pèlerin »

À haute fréquence, il est préférable de bobiner en une seule couche. Si on doit bobiner en plusieurs couches, il sera nécessaire d'utiliser la technique du « pas de pèlerin » (figure 27), qui permet en jouant sur la succession des spires par un phénomène de type va-et-vient de réduire les capacités dynamiques.

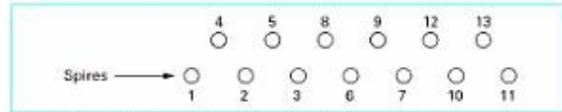


Figure 27 – Technique du pas de pèlerin (exemple de succession des spires)

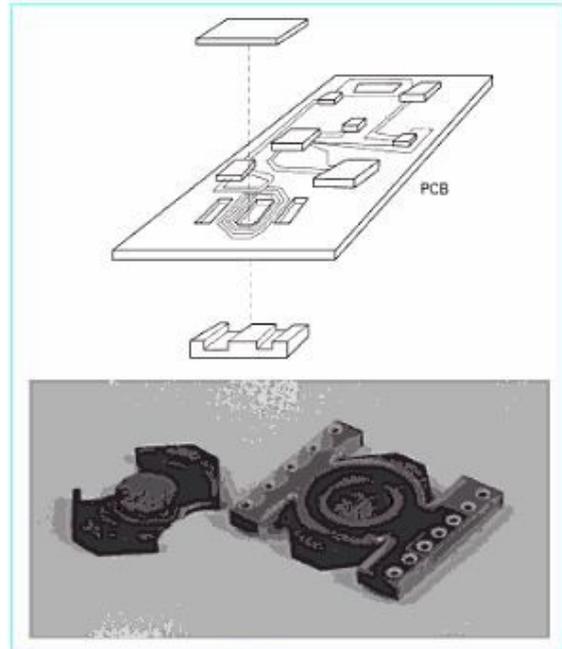


Figure 28 – Transformateur de puissance en technologie circuit imprimé multicouche

### 5.1.5 Bobinage « deux fils en main »

Afin d'obtenir une inductance de fuite minimale, on bobine côte à côte une spire de primaire et une spire de secondaire. Dans cette configuration, la capacité répartie sera importante.

Une variante de cette technique est l'utilisation d'un câble blindé pour réaliser le transformateur (primaire réalisé avec l'âme, secondaire réalisé avec la masse).

## 5.2 Nouvelles technologies

### 5.2.1 Technologie circuit imprimé multicouche

Les spires sont réalisées sur chacune des couches du circuit imprimé et les connexions en série ou en parallèle se font par des trous enterrés ou débouchants métallisés (figure 28).

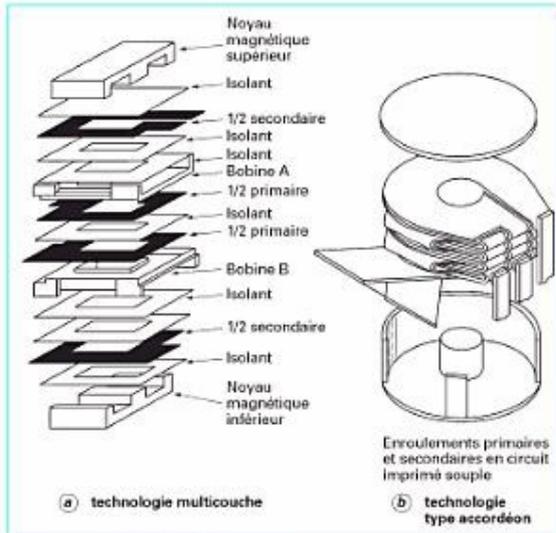


Figure 29 - Technologies planar

Cette technologie permet différents types d'empilage des enroulements primaires et secondaires, et l'optimisation du couple capacité statique et inductance de fuite.

Cette conception présente plusieurs avantages :

- l'utilisation de circuits magnétiques standards uniquement rectifiés en hauteur;
- la très grande homogénéité de fabrication avec une reproductibilité à ± 5 % de l'inductance de fuite;
- l'intégration du transformateur de puissance au routage du circuit imprimé d'une carte électronique;
- une réduction de coût série du transformateur.

Par contre, les problèmes de dissipation thermique peuvent limiter, dans certains cas, la puissance volumique transmise.

### 5.2.2 Technologie multicouche

Pour des puissances supérieures à 100 W, la technologie par clinquant est préférée. Les spires sont obtenues par gravure chimique du cuivre et isolées par un diélectrique prédécoupé.

Cette technologie facilite l'imbrication des enroulements primaire(s) et secondaire(s) associée à une mise en série ou en parallèle des conducteurs (figure 29 a).

### 5.2.3 Technologie type accordéon

Elle peut mixer l'utilisation de clinquants et de circuits imprimés souples multicouches (figure 29 b).

### 5.2.4 Technologie céramique sérigraphiée

Dans la course à la miniaturisation, cette technologie de bobinage permet d'améliorer la dissipation thermique tout en conservant les avantages de la technologie circuit imprimé multicouche.

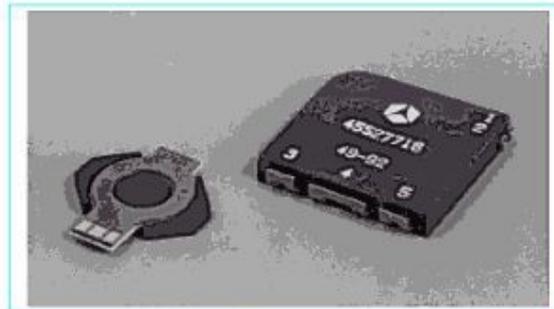


Figure 30 - Transformateur de puissance 100 W, hauteur 5 mm

Les conducteurs sont généralement réalisés à l'aide de pâte sérigraphiée à base d'argent ou de cuivre; les épaisseurs de sérigraphie sont calculées pour atteindre les valeurs de résistances ciblées. L'isolement qui sépare les enroulements est assuré, soit par un verre diélectrique, soit par le substrat lui-même (figure 30).

## 6. Optimisation des bobinages

### 6.1 Calcul des éléments parasites

À haute fréquence, les champs électromagnétiques et électrostatiques sont présents en tout point du bobinage. Leurs actions sur les conducteurs et les isolants peuvent être décrites au niveau des schémas équivalents par :

- les inductances de fuite et la variation de la résistance des enroulements;
- les capacités parasites (ainsi qu'une résistance représentant les pertes dans les isolants).

#### 6.1.1 Calcul de l'impédance de fuite

Pour étudier ces phénomènes, une bonne connaissance du champ  $H$  en tout point du bobinage est nécessaire.

Il faut faire les hypothèses suivantes :

- le problème est unidimensionnel ( $H$  ne dépend que d'une dimension) et la distribution des courants est uniforme;
- les effets de bords sont ignorés.

L'énergie stockée dans le bobinage (figure 31) est :

$$W = Z I^2 = \rho \frac{\ell_1 N^2 I^2}{\eta s h} \left[ m M + m (m^2 - 1) \frac{D}{3} \right]$$

- avec
- $Z$  impédance de fuite ramenée en série du côté du bobinage considéré,
  - $I$  courant dans chaque conducteur,
  - $\rho$  résistivité,
  - $\ell_1$  longueur de la spire,
  - $\eta$  foisonnement :  $N a / h$ ,
  - $N$  nombre de spires du bobinage considéré,

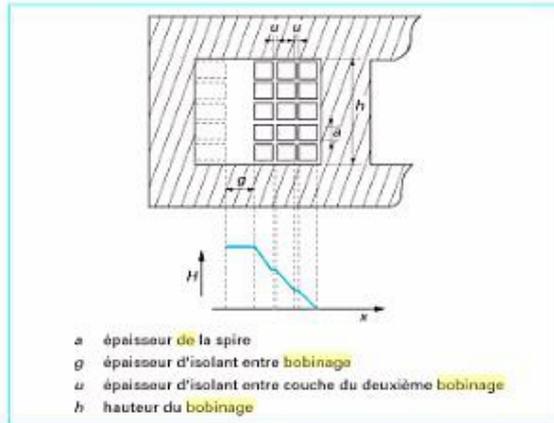


Figure 31 – Schéma du bobinage

- a épaisseur de la spire
  - g épaisseur d'isolant entre bobinages
  - u épaisseur d'isolant entre couche du deuxième bobinage
  - h hauteur du bobinage
- 
- a épaisseur de la spire,
  - h longueur de la fenêtre,
  - m nombre de couches,
  - $M = \alpha a \coth(\alpha T)$ ,
  - $D = 2\alpha a \tanh\left(\alpha \frac{a}{2}\right)$ ,
  - $\alpha = (j\omega\mu_0\eta/\rho)^{1/2}$

Cette expression tient compte de l'énergie stockée :  
 — dans les couches de conducteurs ;  
 — dans les couches d'isolants et entre les couches de conducteurs.

Ce calcul devra être fait pour tous les enroulements et pour l'énergie stockée entre enroulements.

Cette énergie peut être schématisée :  
 — par une ou des inductances de fuite ;  
 — par un réseau schématisant l'évolution de la résistance en fréquence (cf. § 3.3.1.2).

**6.1.1.1 Inductance de fuite**

Une formule simplifiée de l'inductance de fuite peut être obtenue pour un bobinage prenant en compte le champ magnétique dans plusieurs enroulements (figure 32).

L'inductance ramenée en série dans un bobinage ayant N spires s'exprime par :

$$L_1 = \mu_0 \frac{\ell_1}{hG^2} N^2 \left( \frac{a_1 + a_2}{3} + g \right)$$

avec G nombre de galettes

Cette inductance peut être aussi ramenée en série sur d'autres bobinages.

- Pour diminuer l'inductance de fuite, il faut :
- avoir un bobinage le moins haut possible (diminuer  $a_1$ ,  $a_2$  et  $g$ ) ;
  - avoir un bobinage le plus long possible (augmenter  $h$ ) ;
  - diminuer le nombre de spires ;
  - scinder le bobinage (augmenter G).

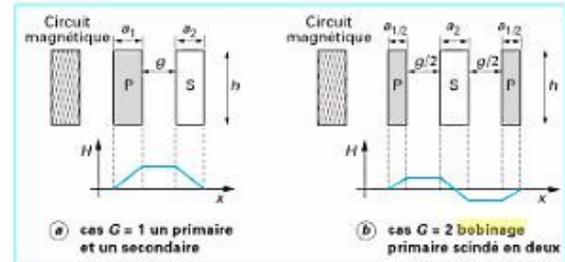


Figure 32 – Schéma des bobinages à plusieurs enroulements

**6.1.1.2 Pertes dans les conducteurs**

Les pertes dans les conducteurs en HF présentent deux composantes (cf. § 4.3) :

- pertes par effet Joule ;
- pertes par courants de Foucault ou hautes fréquences.

Les courants de Foucault (Eddy currents) ont deux origines :

- les courants induits par le flux du champ H créé par le conducteur lui-même (qui chassent le courant vers la surface du conducteur : c'est l'effet de peau) ;
- les courants induits par le flux créé par des éléments extérieurs (autres conducteurs du même ou d'un autre bobinage, entrefer, etc. : c'est l'effet de proximité).

Des abaques (par exemple, ceux de Lloyd H. Dixon Jr), à partir de l'épaisseur du conducteur utilisé (vis-à-vis de l'épaisseur de peau) et du nombre de couches du bobinage, donnent des valeurs approchées des résistances en HF.

Pour diminuer ce rapport, il faudra dimensionner un bobinage suivant les règles utilisées pour diminuer l'inductance de fuite et utiliser les conducteurs adaptés.

**6.1.2 Calcul de la capacité parasite**

La détermination des capacités dynamiques du transformateur se réduit au calcul de l'énergie électrostatique stockée entre deux couches successives d'un bobinage. Ce calcul ne peut pas s'effectuer en considérant le bobinage comme un condensateur plan ou même cylindrique car chaque point d'une couche (spire) est à un potentiel différent du point voisin (spire suivante).

On considère deux couches successives d'un bobinage de hauteur h, de longueur de spire moyenne  $\ell_1$  et séparée par un isolant d'épaisseur g (figure 33).

Ces deux couches peuvent être assimilées à deux plaques de surface équivalente séparées par la même épaisseur d'isolant si cette épaisseur g est petite devant le rayon r de la couche (toujours vrai dans un transformateur de puissance).

Si la répartition des potentiels par couche est linéaire en fonction de x, l'énergie stockée dans un condensateur formé de deux surfaces concentriques ( $\ell_{sp} dx$ ) séparée d'une épaisseur e vaut :

$$dW = \frac{1}{2} \epsilon \frac{\ell_{sp}}{e} dx (\delta V_x)^2$$

- avec
- $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  permittivité absolue du diélectrique situé entre les deux plaques,
  - $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$  permittivité du vide,
  - $\delta V_x$  différence de potentiel entre les deux plaques,
  - e épaisseur de l'isolant,
  - $\ell_{sp}$  largeur

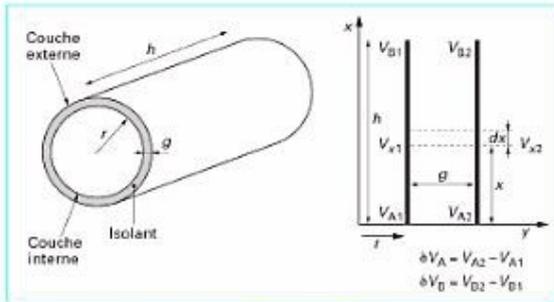


Figure 33 - Deux couches d'un bobinage et plaques équivalentes (écran, masse mécanique)

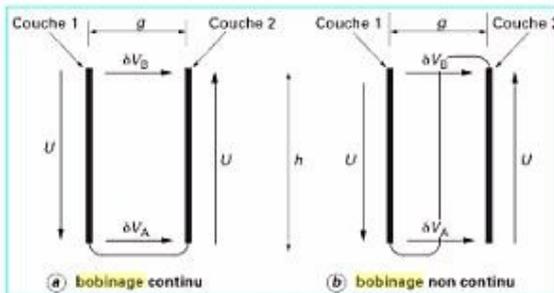


Figure 34 - Deux couches avec bobinage continu et non continu

Les énergies stockées sont donc de la forme :

$$W = \frac{1}{6} \epsilon \frac{\epsilon_{sp} h}{g} (\delta V_A^2 + \delta V_A \delta V_B + \delta V_B^2)$$

Elles peuvent être schématisées par une ou des capacités parasites placées :

- en parallèle aux bornes d'un bobinage;
- en parallèle aux bornes de plusieurs bobinages.

Si l'ensemble de ces énergies est schématisé par une capacité aux bornes d'un enroulement soumis à une tension  $V$ , le calcul donne :

$$C_d = \frac{\epsilon}{3V^2} \sum \frac{\epsilon_{sp} h}{g} (\delta V_A^2 + \delta V_A \delta V_B + \delta V_B^2)$$

où la somme est étendue à toutes les parties du bobinage où deux couches de conducteurs (ou une couche de conducteur et un écran ou une masse) sont en regard.

Pour diminuer cette capacité, il faut :

- augmenter les distances entre couches  $g$  (donc augmenter la longueur du bobinage);
- diminuer les sections de bobinage en regard ( $\epsilon_{sp} h$ );
- modifier le rapport de transformation;
- utiliser le bobinage non continu (figure 34).

En effet, si l'on considère deux couches avec un bobinage continu on a :

$$\delta V_A = 0 \text{ et } \delta V_B = 2U$$

et la capacité dynamique ramenée sous une tension  $2U$  vaut :

$$C_d = \epsilon \frac{\epsilon_{sp} h}{g} \frac{1}{3}$$

Par contre, si l'on considère deux couches avec un bobinage non continu on a :

$$\delta V_A = \delta V_B = U$$

et la capacité dynamique ramenée sous une tension  $2U$  vaut :

$$C_d = \epsilon \frac{\epsilon_{sp} h}{g} \frac{1}{4}$$

Il est donc possible de réduire la capacité dynamique entre deux couches de 33 % en adoptant un bobinage non continu.

Un autre élément doit être étudié en ce qui concerne les phénomènes électrostatiques : les pertes dans les diélectriques.

C'est un phénomène mal connu surtout en haute fréquence; dans la précédente géométrie, les pertes  $P_d$  peuvent être évaluées par l'expression :

$$P_d = \frac{1}{3} \epsilon \frac{h \epsilon_{sp}}{g} (\delta V_A^2 + \delta V_A \delta V_B + \delta V_B^2) \omega \tan \delta$$

## 6.2 Pertes et échauffement

Les deux principaux modes de refroidissement sont :

- la dissipation par conduction; le calcul de l'échauffement est effectué en prenant en compte toutes les résistances thermiques, des constituants et interfaces;
- la dissipation par convection où l'échauffement  $\Delta\theta$  est estimé par l'expression :

$$\Delta\theta = K \left( \frac{\text{pertes totales}}{\text{surface d'échange}} \right)^{0,8}$$

avec  $K$  : 445 pour l'échauffement superficiel dans l'air,

$K$  : 85 pour l'échauffement superficiel d'un composant immergé dans l'huile

Pour les petits composants, la propagation thermique à l'intérieur des bobinages est suffisamment bonne pour que l'on puisse négliger la chute de potentiel thermique à travers les isolants.

Dans le cas où cette approximation n'est plus possible, il faudra ajouter la chute thermique à travers les différents isolants.

Le concepteur devra étudier une mécanique qui répond aux contraintes d'environnement mécanique et améliore l'évacuation des calories générées par les différentes pertes (dans le circuit magnétique, dans les conducteurs et dans les isolants).

## 7. Tendances

L'évolution des composants magnétiques est marquée d'un point de vue économique par une érosion continue des prix et, d'un point de vue technique par la montée en fréquence et la miniaturisation de manière à accompagner l'évolution du niveau d'intégration des convertisseurs dans les domaines grand public et professionnel.