

---

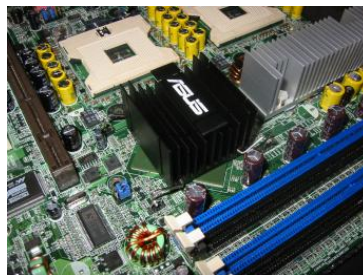
## *Systemes électroniques*

---

**Chapitre 4/5a**

***APPLICATION :***  
***LES ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE***  
***Dimensionnement***

---





# T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

<b>45.</b>	<b>DIMENSIONNEMENT DES ÉLÉMENTS D'UNE ALIMENTATION À DÉCOUPAGE .....</b>	<b>1</b>
45.1	INTRODUCTION.....	1
45.2	LES CONDENSATEURS.....	1
45.2.1	<i>Principe de fonctionnement.....</i>	<i>1</i>
45.2.2	<i>Paramètres caractéristiques d'un diélectrique.....</i>	<i>1</i>
45.2.3	<i>Modèle équivalent.....</i>	<i>2</i>
45.2.4	<i>Les principales technologies.....</i>	<i>3</i>
45.2.5	<i>Les condensateurs dans les alimentations à découpage.....</i>	<i>5</i>
45.3	LES MATERIAUX MAGNETIQUES .....	5
45.3.1	<i>Les matériaux.....</i>	<i>5</i>
45.3.2	<i>Grandeurs caractéristiques des matériaux magnétiques.....</i>	<i>5</i>
45.3.3	<i>Les matériaux magnétiques et les corps de bobines.....</i>	<i>6</i>
45.3.4	<i>Dimensionnement d'une inductance.....</i>	<i>11</i>
45.3.5	<i>Dimensionnement d'un transformateur.....</i>	<i>13</i>
45.4	LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE.....	15
45.4.1	<i>Les MOSFET.....</i>	<i>15</i>
45.4.2	<i>Les IGBT.....</i>	<i>16</i>
45.4.3	<i>Les diodes.....</i>	<i>16</i>

Bibliographie



## 45. DIMENSIONNEMENT DES ÉLÉMENTS D'UNE ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

### 45.1 INTRODUCTION

Une alimentation à découpage est essentiellement constituée, en dehors des interrupteurs statiques, de composants magnétiques fonctionnant en haute fréquence et de condensateurs. Le choix et le bon dimensionnement de ces composants est un élément essentiel lors de l'avant projet d'une alimentation à découpage.

### 45.2 LES CONDENSATEURS

#### 45.2.1 Principe de fonctionnement

Deux conducteurs séparés par un isolant constituent un condensateur.

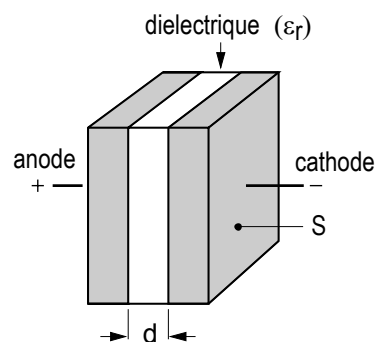


Figure 45-1 : Structure du condensateur

La valeur de ce condensateur, ou sa capacité, s'exprime de façon générale par :

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{S}{d} \quad 45.1$$

avec :

- $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$  : permittivité diélectrique ou constante diélectrique  $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-8}$  [As/Vm]
- S : surface des armatures
- d : épaisseur de l'isolant (distance entre les plaques)

La valeur de capacité étant directement proportionnelle à  $\epsilon_r$ , il est de première importance de rechercher des isolants à forte constante diélectrique.

#### 45.2.2 Paramètres caractéristiques d'un diélectrique

Les principaux paramètres d'un diélectrique sont les suivants :

- la permittivité relative du diélectrique:  $\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$ ,
- la rigidité diélectrique (k) :  
la rigidité diélectrique ainsi que l'épaisseur de l'isolant vont limiter la tension maximale d'utilisation:  $U_{\max} = k d$ . Ce paramètre est directement lié au niveau d'humidité du milieu où fonctionne le composant. L'énergie maximale stockée dans un diélectrique ne dépend que des caractéristiques du volume du diélectrique :

$$W_{\max} = \frac{1}{2} C U_{\max}^2 = \frac{1}{2} \epsilon_r \epsilon_0 \underbrace{S d}_{\text{Volume}} k^2 \quad 45.2$$

- les pertes diélectriques :  
elles sont représentatives des pertes dans le diélectrique lors de son utilisation en régime alternatif,
- la résistance d'isolement :  
le diélectrique n'a pas une résistance statique infinie (impureté, humidité...). De plus l'enveloppe du composant influe sur ce paramètre.
- la stabilité du diélectrique vis-à-vis :
  - de la température : elle dépend de la nature du diélectrique,
  - de l'humidité : elle dépend de la nature du diélectrique,
  - du temps : les propriétés du diélectrique varient dans le temps.

### 45.2.3 Modèle équivalent

Les remarques précédentes nous amènent à modéliser le condensateur de la façon suivante :

- C est la valeur du condensateur idéal,
- L est l'inductance des armatures et des connections. Elle est liée à la technologie de fabrication,
- $R_S$  est la résistance des armatures et connections. Elle rend compte également des pertes diélectriques,
- $R_I$  est la résistance représentant les défauts d'isolement. Elle dépend de la technologie de fabrication.

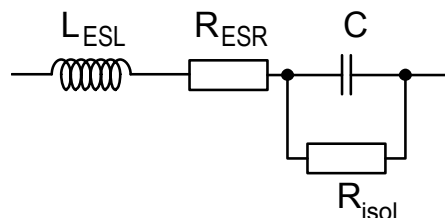


Figure 45-2 : Schéma équivalent du condensateur

$$\begin{aligned}
 Z &= sL_{ESL} + R_{ESR} + \frac{1}{sC + \frac{1}{R_{isol}}} \\
 &= \frac{s^2 L_{ESL} C + s \left( R_{ESR} C + \frac{L_{ESL}}{R_{isol}} \right) + \frac{R_{ESR}}{R_{isol}} + 1}{sC + \frac{1}{R_{isol}}} \cong \frac{s^2 L_{ESL} C + s R_{ESR} C + 1}{sC}
 \end{aligned} \tag{45.3}$$

Il est alors possible de tracer la caractéristique de l'impédance en fonction de la fréquence, où

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{45.4}$$

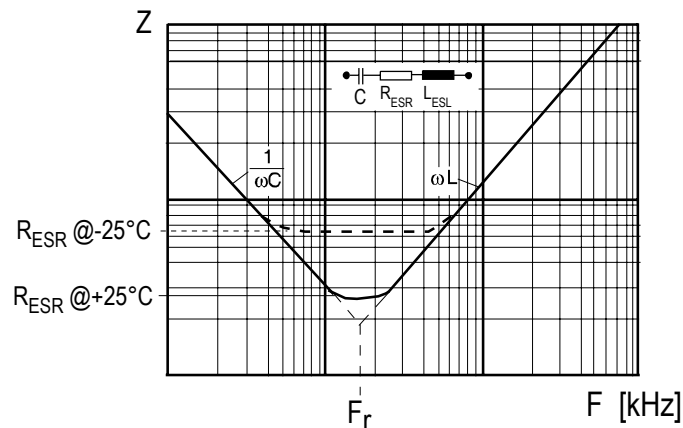


Figure 45-3 : Réponse harmonique d'un condensateur

### 45.2.4 Les principales technologies

Elles dépendent de la nature du diélectrique utilisé.

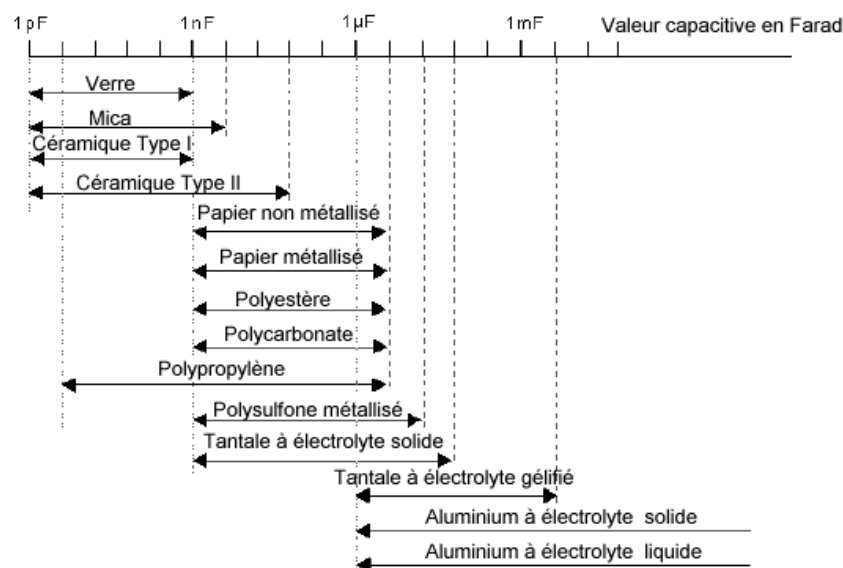


Figure 45-4 : Plage de capacité en fonction de la technologie

#### 45.2.4.1 Diélectriques plastiques.

Les armatures sont constituées par deux feuilles d'étain ou d'aluminium dont l'épaisseur (de 5µ à 40µ) est déterminée en fonction du courant traversant. Les diélectriques composites associent des films de nature différente dont les caractéristiques spécifiques se complètent. Les condensateurs films possèdent d'excellentes propriétés électriques notamment une bonne tenue en tension et en fréquence.

##### 45.2.4.1.1 Condensateurs films métallisés

Les armatures sont constituées par une couche très fine (≈0.02 µ) de zinc ou d'aluminium déposée par évaporation sous vide sur le diélectrique film synthétique ou papier (1,5 à 25 µ). L'autocicatrisation est une propriété essentielle de ces condensateurs. Lorsqu'un amorçage se produit entre les armatures dû à un défaut du diélectrique, l'arc électrique vaporise localement la

métallisation en formant un oxyde métallique isolant. Le condensateur ainsi régénéré redevient opérationnel.

La qualité des films plastiques permet de les utiliser en faible épaisseur ( $\epsilon = 2 \mu\text{m}$  à  $20\mu\text{m}$ ). Il est possible d'obtenir des résistances d'isolement très élevées et constantes dans la gamme d'utilisation de température. De plus les pertes diélectriques à fréquence élevée sont faibles.

Il existe quatre types de films plastiques :

- polystyrène,
- polyester (métallisé ou non),
- polycarbonate (métallisé ou non),
- polypropylène (métallisé ou non).

Diélectrique	Vol. factor	Facteur de dissipation [%] @ 25°C/1kHz	$R_i$ [ $M\Omega/\mu F$ ]@25°C	$T_{\max}$ [°C]	Propriétés typiques
Polyester	0.83	0.30	50000	150	Haute température
Polyester métallisé	0.47	0.45	25000	125	Petite taille Haute résistance d'isolation
Polycarbonate	3.3	0.1	100000	125	Haute stabilité
Polycarbonate métallisé	0.47	0.25	100000	125	Apte pour le haute fréquence Haute résistance d'isolation
Polypropylène	4	0.05	200000	105	Faibles pertes Haute stabilité
Polypropylène métallisé	0.67	0.1	200000	105	Apte pour le haute fréquence Haute résistance d'isolation
Polystyrène	4.7	0.025	2500000	85	Haute résistance d'isolation Faible variation de la capacité en fonction de la température

Tableau 45-1 : Propriétés principales des diélectriques plastiques

#### 45.2.4.2 Condensateurs à diélectrique chimique.

Les deux armatures en aluminium pur à 99,99 % du condensateur sont placées dans une solution électrolytique. Lorsqu'on applique une tension, une couche d'alumine isolant de très faible épaisseur se forme ( $\epsilon = 0,01 \mu\text{m}$ ), d'où la possibilité de fortes capacités. Le condensateur est polarisé, les électrodes ne jouant pas le même rôle dans l'électrolyse (Anode, Cathode). Il existe deux types d'électrolytes.

##### 45.2.4.2.1 Electrolyte Aluminium

Les constructeurs à l'heure actuelle conçoivent deux grandes familles de condensateurs, les condensateurs dits classiques et ceux dits à faible résistance série. Ces derniers sont notamment utilisés en électronique de puissance de par leur meilleure tenue en fréquences et leurs pertes joules beaucoup plus faibles.

##### 45.2.4.2.2 Electrolyte Tantale

Le métal de base est une poudre de Tantale de très fine granulométrie. Les anodes sont obtenues par compression dans des moules dont la forme la plus usuelle est cylindrique. Le corps poreux ainsi réalisé présente une grande surface par unité de volume. Ces condensateurs ont pour particularité principale une bonne tenue en fréquence.



### 45.2.5 Les condensateurs dans les alimentations à découpage.

Les condensateurs que nous rencontrons dans les alimentations à découpage remplissent deux rôles distincts : ils servent de réservoir d'énergie lors des variations de commande ou de charge, et ils servent également de condensateur de découplage ou de filtrage vis à vis du fonctionnement haute fréquence de l'alimentation. C'est pourquoi certains constructeurs ont développé une gamme de condensateurs spécifiques pour les alimentations à découpage et autres systèmes d'électronique de puissance. Ce sont les condensateurs chimiques dits à faible résistance série, qui présentent des valeurs de capacité importantes, tout en ayant une excellente tenue en fréquence. Si toutefois les performances de ces condensateurs se trouvaient insuffisantes, il est possible d'associer deux condensateurs de technologies différentes, par exemple un condensateur aluminium en parallèle avec un condensateur polypropylène.

## 45.3 LES MATERIAUX MAGNETIQUES

### 45.3.1 Les matériaux

Les matériaux utilisés en électrotechnique et en électronique de puissance sont principalement :

- l'air, réservé au domaine des très hautes fréquences et des faibles puissances,
- les tôles de fer magnétique laminées et assemblées pour constituer des circuits magnétiques, utilisés aux fréquences dites industrielles (16.66, 50, 60 et 400 Hz),
- les ferrites : Céramiques magnétiques, moulées selon la forme désirée du circuit magnétique, utilisées en électronique de puissance à haute fréquence.

### 45.3.2 Grandeurs caractéristiques des matériaux magnétiques

#### 45.3.2.1 La caractéristique magnétique (BH)

Un matériau magnétique est défini par sa caractéristique  $B=f(H)$  d'induction magnétique en fonction du champ magnétique], sa courbe de 1ère aimantation, ses différents cycles d'hystérésis (en fonction de la fréquence). La caractéristique typique d'un matériau est la suivante :

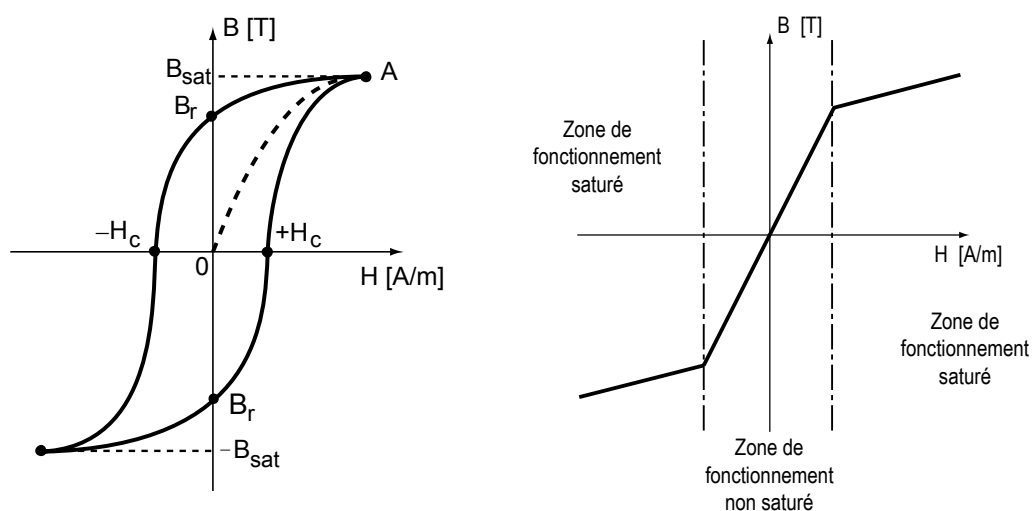


Figure 45-5 : Caractéristique BH

avec :  $B_r$  : induction rémanente  
 $H_C$  : champ coercitif  
 $OA$  : courbe de première aimantation

Cette caractéristique est fréquemment idéalisée. On sépare la zone de fonctionnement dite non saturée de la zone de fonctionnement saturée. Dans la zone de fonctionnement non saturée, on définit alors la perméabilité relative du matériau  $\mu_r$  tel que :

$$B = \mu_r \mu_0 H \quad 45.5$$

#### 45.3.2.2 Les pertes magnétiques

Un matériau ferromagnétique soumis à un champ magnétique variable est source de pertes ayant deux origines :

- Les pertes par courant de Foucault

Le matériau est soumis à un champ magnétique variable, il apparaît alors dans ce matériau des tensions induites, donc des courants induits, et donc des pertes joules. Ces pertes sont proportionnelles à :

$$P_f = \frac{(B_{\max} S f)^2}{\rho} \quad 45.6$$

avec :  $B_{\max}$  : induction maximale  
 $S$  : section du circuit magnétique  
 $f$  : fréquence de fonctionnement  
 $\rho$  : résistivité du matériau

- Pertes hystérétiques.

Elles sont dues à l'énergie mise en jeu pour parcourir le cycle d'hystérésis. Leur expression est donnée par

$$P_H = V A_{CH} f \quad 45.7$$

avec :  $V$  : volume de circuit magnétique  
 $A_{CH}$  : surface du cycle d'hystérésis du matériau  
 $f$  : fréquence de fonctionnement

### 45.3.3 Les matériaux magnétiques et les corps de bobines

Les alimentations à découpage fonctionnant à des fréquences élevées, il est impossible d'utiliser des tôles pour la réalisation des composants magnétiques, les pertes devenant trop importantes. Les fabricants utilisent donc des ferrites, mieux adaptées au fonctionnement « haute » fréquence. Ce sont des céramiques magnétiques à haute résistivité (de  $10^2$  à  $10^8 \Omega \text{ cm}$ ), donc présentant des pertes par courant Foucault particulièrement faible, et à haute perméabilité (de 2000 à 10000 environ). Leur fabrication par moulage permet de réaliser toutes formes de géométrie, permettant de réaliser une grande variété de circuits magnétiques. L'induction de saturation des ferrites est de l'ordre de 0.4 à 0.5 T. On les emploie généralement hors saturation et l'on retient  $B_{\max} = 0.3 \text{ T}$ .

Les enroulements sont bobinés sur des corps moulés dont les tailles sont directement en relation avec les circuits magnétiques

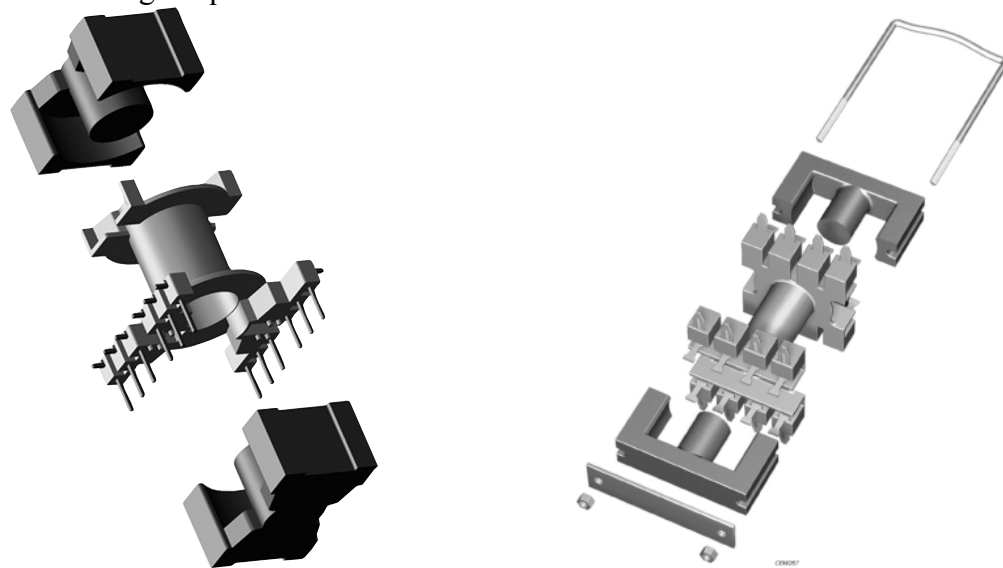


Figure 45-6 : Elément de base pour la création d'une inductance ou d'un transformateur

#### 45.3.3.1 Paramètres dimensionnels pour les enroulements

Si le courant traversant les enroulements constituant des inductances ou des transformateurs « haute » fréquence est alternatif, le courant a tendance à circuler à la périphérie du conducteur, dans une zone caractérisée par son épaisseur, appelée épaisseur de peau. Une valeur couramment admise pour l'épaisseur de peau est donnée par :

$$e_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}} \quad 45.8$$

Pour un fil de cuivre  $e_p \cong 70/\sqrt{f}$  [mm], si l'on souhaite utiliser de façon correcte le conducteur, il ne faut pas que son rayon excède l'épaisseur de peau. On peut alors calculer pour différentes fréquences l'intensité maximale admissible dans un fil, en effet la section du fil étant donné par

$$S_{fil} = \pi r^2 = \frac{I_{RMS}}{J} \quad 45.9$$

Ce qui signifie que

$$I_{RMS[MAX]} = J \pi e_p^2 \quad 45.10$$

J représente la densité de courant (généralement fixée autour de 5 A/mm<sup>2</sup>)

F [kHz]	$e_p$ [mm]	$I_{RMS[MAX]}$ [A]
5	1.0	15
10	0.7	7.5
20	0.5	4
50	0.3	1.5

100	0.22	0.8
-----	------	-----

Tableau 45-2 : Relation entre fréquence, épaisseur de peau et courants efficaces

Si le courant efficace circulant dans le bobinage est supérieur à ces valeurs limites, il est nécessaire de prévoir l'utilisation de fils divisés (ou fils de litz, fils multi brins dont chaque brin est isolé), de fils méplats ou encore de feuillard.

Chaque enroulement occupe une partie de la surface totale de la fenêtre.

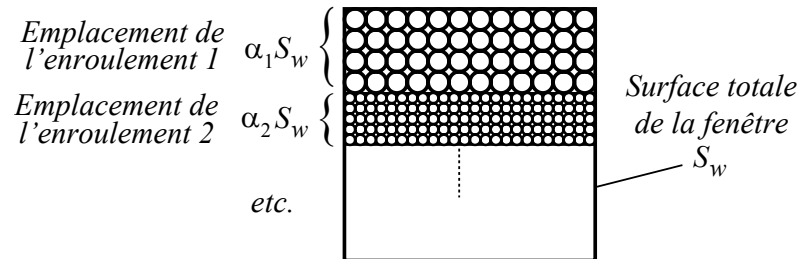


Figure 45-7 : Enroulement et remplissage

Il existe donc une contrainte sur ces surfaces

$$\sum_{j=1}^k \alpha_j = 1 \quad 0 < \alpha_j < 1 \quad 45.11$$

Il est impossible de remplir totalement la fenêtre, notamment lorsque le nombre de spires est peu élevé. On définit un coefficient dit de bobinage ou de remplissage ( $K_{bj}$ ) pour chaque enroulement  $j$

$$K_{bj} = \frac{S_{cuj}}{S_{wj}} = \frac{S_{cuj}}{\alpha_j S_w} = \frac{n_j \frac{I_{jRMS}}{J_j}}{\alpha_j S_w} \quad 45.12$$

- avec :
- $S_w$  : surface de la fenêtre pour l'ensemble des enroulements,
  - $S_{wj}$  : surface de la fenêtre de l'enroulement  $j$ ,
  - $\alpha_j$  : coefficient de contrainte sur la surface de l'enroulement  $j$ ,
  - $n_j$  : nombre de spires du l'enroulement  $j$  (il peut y en avoir plusieurs dans le cas de transformateur ou d'inductances couplées),
  - $I_{jRMS}$  : courant efficace de l'enroulement  $j$  considéré,
  - $J_j$  : densité de courant dans l'enroulement  $j$ ,
  - $S_{cuj}$  : section du fil de l'enroulement  $j$ .

Le facteur de remplissage  $K_{bj}$  est dépendant de plusieurs paramètres. On citera notamment :

- Pour des conducteurs ronds, le coefficient de remplissage  $K_{bj}$  varie entre 0.7 et 0.55. La valeur dépend de la technique de bobinage utilisée.
- L'épaisseur de l'isolant autour du conducteur provoque une diminution de  $K_{bj}$  de 65% à 95% selon le diamètre et le type d'isolant.

Le corps de la bobine supporte les enroulements. Les dimensions données permettant de définir la section de la fenêtre ( $S_w$ ) et par conséquent la surface totale prévue pour l'ensemble des enroulements.

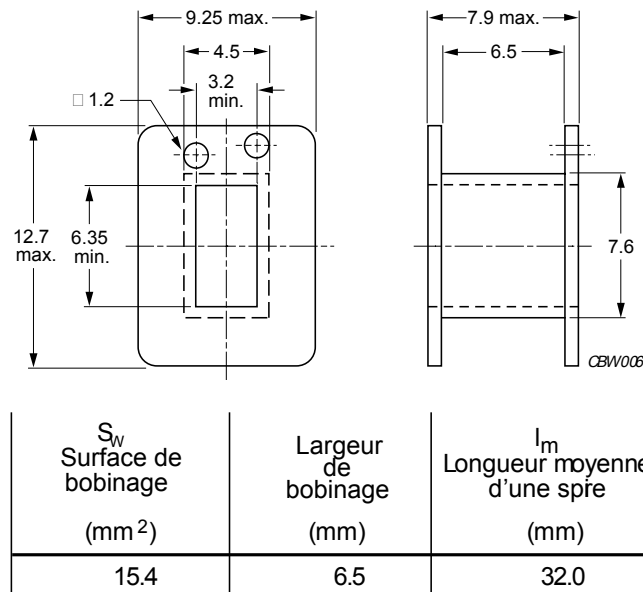


Figure 45-8 : Caractéristique du corps de bobine

#### 45.3.3.2 Paramètres dimensionnels pour le circuit magnétique

Un circuit magnétique quelconque est défini à partir des grandeurs suivantes :

- $S_w$  : surface prévue pour loger les enroulements,
- $S_f$  : sections du circuit magnétique,
- $B$  : champ d'induction magnétique,
- $H$  : champ d'excitation magnétique,
- $\delta$  : épaisseur de l'entrefer dans le cas d'une inductance,
- $N$  : nombre de spires.

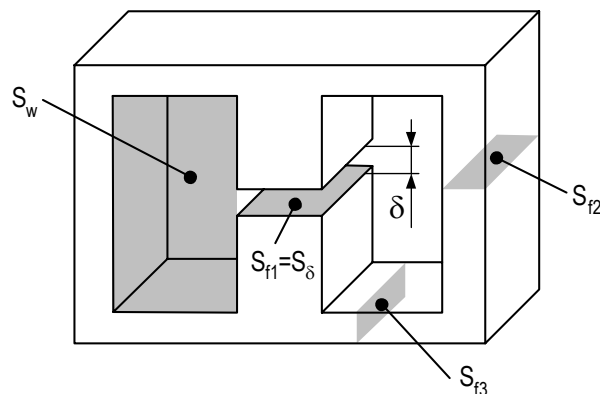


Figure 45-9 : Réponse ne fréquence d'un condensateur

La géométrie du circuit magnétique est réalisée de manière à avoir une amplitude du champ d'induction  $B$  constante dans tout le matériau. Les grandeurs équivalentes données par les fabricants sont les suivantes :

- $A_e$  : surface équivalente du circuit magnétique,
- $l_e$  : longueur équivalente du circuit magnétique,
- $V_e$  : volume équivalent du circuit magnétique,
- $\mu_e$  : perméabilité équivalente du circuit magnétique.

La reluctance équivalente du circuit magnétique est donnée par la relation

$$\mathfrak{R}_e = \frac{1}{\mu_0 \mu_e} \frac{l_e}{A_e} \quad 45.13$$

Plus formellement, pour un circuit magnétique non uniforme

$$\mathfrak{R}_e = \frac{1}{\mu_0 \mu_e} \sum \frac{l}{A} \quad 45.14$$

L'inductance propre à un enroulement j est alors être déterminée selon la relation

$$L_j = \frac{n_j^2}{\mathfrak{R}_e} = \frac{\mu_0 n_j^2}{\frac{1}{\mu_e} \sum \frac{l}{A}} \quad 45.15$$

La surface équivalente est utilisée pour déterminer le flux dans le circuit magnétique provoqué par un courant  $i_j$  circulant dans l'enroulement j.

$$B_j = \frac{\phi_j}{A_e} = \frac{\psi_j}{n_j A_e} = \frac{L_j i_j}{n_j} = \frac{\mu_0 n_j}{\frac{A_e}{\mu_e} \sum \frac{l}{A}} i_j = \frac{\mu_0 \mu_e n_j}{l_e} i_j \quad 45.16$$

Le dernier terme de la relation 45.16 ne représente rien d'autre que la loi d'Ampère

$$n_j i = H_j l_e = \frac{B_j}{\mu_0 \mu_e} l_e \quad 45.17$$

Si la section du circuit magnétique est non uniforme il faut définir l'endroit où la section est minimum. Cette section est définie comme  $A_{\min}$  et est utilisée pour le calcul du champ d'induction magnétique maximum  $B_{\max}$  et par conséquent pour s'assurer que la saturation n'est pas atteinte. C'est aussi aux endroits où la section est minimum que les pertes par hystérésis sont maximums.

Pour rendre le calcul de l'inductance encore plus simple, les fabricants donnent un facteur d'inductance du circuit magnétique  $A_L$

$$A_L = \frac{\mu_0}{\mu_e} \frac{1}{\sum \frac{l}{A}} 10^6 \quad [nH] \quad 45.18$$

L'inductance est donc définie comme

$$L_j = n_j^2 A_L \quad [nH] \quad 45.19$$

On peut montrer que l'essentiel de l'énergie est stockée dans l'entrefer. Par définition, l'expression de l'énergie électromagnétique volumique stockée dans un volume V est donnée par la relation :

$$W_{mag} = BHV \quad 45.20$$

Les fabricants de ferrite réalisent, sauf cas spéciaux, leurs circuits magnétiques de telle sorte que le champ d'induction soit constant dans tout le circuit. On peut alors en déduire l'énergie stockée dans la ferrite et l'énergie stockée dans l'entrefer :

– dans la ferrite :

$$W_{f\ mag} = BHV_f = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_r \mu_0} V_f = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \frac{V_f}{\mu_r} \quad 45.21$$

– dans l'entrefer :

$$W_{\delta\ mag} = BHV_{\delta} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} V_{\delta} \quad 45.22$$

L'énergie magnétique totale s'exprime donc par la relation suivante :

$$W_{mag} = W_{f\ mag} + W_{\delta\ mag} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \left( \frac{V_f}{\mu_r} + V_{\delta} \right) = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0 \mu_e} V_e \quad 45.23$$

En pratique  $V_f/\mu_r \ll V_{\delta}$ , ce qui signifie que la majorité de l'énergie magnétique se trouve dans l'entrefer.

Les caractéristiques des circuits magnétiques sont données par les fabricants. Un exemple est illustré à la Figure 45-10. La perméabilité équivalente est définie en fonction de l'entrefer sur la partie centrale du circuit magnétique.

Symbole	Paramètre	Valeur	Unité
$\Sigma(l/A)$	Facteur géométrique	1.37	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	Volume équivalent	559	mm <sup>3</sup>
$l_e$	Longueur équivalente	27.7	mm
$A_e$	Surface équivalente	20.2	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	Surface minimum	20.2	mm <sup>2</sup>
$m$	Masse d'un demi circuit	1.4	g

$A_L$ (nH)	$\mu_e$	Entrefer ( $\mu\text{m}$ )
63 ±5%	70	560
100 ±8%	110	310
160 ±8%	175	175
250 ±20%	275	100
315 ±20%	340	75
1950 ±25%	2130	0

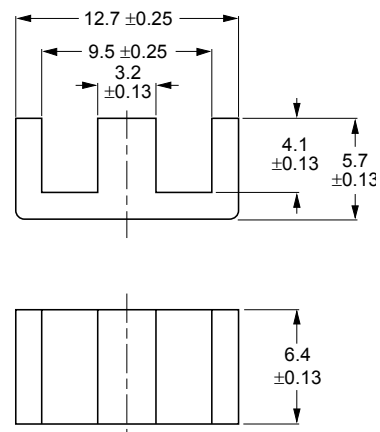


Figure 45-10 : Caractéristiques du circuit magnétique

### 45.3.4 Dimensionnement d'une inductance

#### 45.3.4.1 Energie maximale stockable dans un circuit magnétique

Par définition, l'énergie magnétique, pour un système linéaire, est définie comme

$$W_{mag\ MAX} = \frac{1}{2} L I_{MAX}^2 = \frac{1}{2} \psi_{MAX} I_{i\ MAX} = \frac{1}{2} n \phi_{MAX} I_{MAX} \quad 45.24$$

En se reportant à la Figure 45-9, on peut déterminer le flux dans l'entrefer

$$\phi_{MAX} = B_{MAX} S_f \quad 45.25$$

Le courant dans l'enroulement est fonction de la surface totale de cuivre  $K_b S_w$ , du nombre  $N$  de spires de l'enroulement et de la densité de courant  $J$

$$I_{MAX} = \frac{1}{\underbrace{K_f}_{\substack{\text{Facteur de forme} \\ K_f = \frac{I_{RMS}}{I_{MAX}}}}} \frac{K_b S_w J}{N} \quad 45.26$$

Par conséquent

$$W_{mag\ MAX} = \frac{1}{2} L I_{MAX}^2 = \frac{1}{2} \frac{1}{K_f} B_{MAX} K_b S_f S_w J \quad 45.27$$

Le terme  $S_f S_w$  est représentatif du volume du circuit magnétique.

$$S_f S_w = \frac{K_f}{B_{MAX} K_b J} L I_{MAX}^2 = \frac{I_{RMS}}{B_{MAX} K_b J} L I_{MAX} \quad 45.28$$

Pour être sûr de choisir le bon circuit magnétique, il suffit de sélectionner un pot dans le produit  $S_f S_w$  est légèrement supérieur à celui nécessaire.

#### 45.3.4.2 Procédure de recherche d'un circuit magnétique

Pour le dimensionnement d'un circuit magnétique, les grandeurs spécifiées sont les suivantes :

$\rho$	[ $\Omega\text{m}$ ]	: résistivité du conducteur,
$I_{MAX}$	[A]	: courant maximum dans l'enroulement,
$L$	[H]	: inductance,
$J$	[A/m <sup>2</sup> ]	: densité de courant,
$K_b$	[1]	: coefficient de remplissage pour l'enroulement,
$B_{MAX}$	[T]	: champ d'induction de saturation.

Nombre de spires de l'enroulement

$$N = \frac{S_{Cu}}{S_{fil}} = \frac{J K_b S_w}{I_{RMS}} \quad 45.29$$

Section du circuit magnétique (relation 45.28)

$$A_e = S_f = \frac{I_{RMS}}{B_{MAX} K_b S_w J} L I_{MAX} \stackrel{K_b S_w J = N I_{RMS}}{=} \frac{1}{N} \frac{L I_{MAX}}{B_{MAX}} \quad 45.30$$

Perméabilité équivalente du circuit magnétique  $\mu_e$ ,  $L$  doit être donné en [nH],  $l$  en [mm] et  $A$  en [mm<sup>2</sup>]



$$\mu_e = \frac{L}{N^2} \frac{10^{-6}}{\mu_0} \sum \frac{l}{A} \quad 45.31$$

La résistance de l'enroulement est donnée par la relation suivante :

$$R = \rho \frac{Nl_m}{S_{Cu}} = \rho \frac{J Nl_m}{I_{RMS}} = \rho \left( \frac{J}{I_{RMS}} \right)^2 K_b S_w l_m = \rho \left( \frac{J}{I_{RMS}} \right)^2 V_{Cu} \quad 45.32$$

### 45.3.5 Dimensionnement d'un transformateur

Pour un transformateur, la contrainte première est directement liée à la tension aux bornes de l'enroulement primaire et au temps pendant lequel la tension est appliquée. Cette intégrale donne la variation totale de flux dans le circuit magnétique (de la valeur minimum à la valeur maximum). Le champ d'induction magnétique variera de  $-B_{\max}$  à  $+B_{\max}$  ou de 0 à  $B_{\max}$ . Plus généralement on écrit  $\Delta B_{\max}$ .

$$\lambda_1 = \Delta I_{h1\max} L_{h1} = \int_{t_1}^{t_2} u_1(t) dt = \Delta B_{\max} n_1 A_e \quad 45.33$$

Les grandeurs connues lors du dimensionnement du transformateur sont :

$U_1$	[V]	:	tension aux bornes de l'enroulement primaire
$\Delta B_{\max}$	[T]	:	variation maximum du champ d'induction magnétique
$U_{jRMS}$	[V]	:	tension efficace aux bornes de chaque enroulement
$I_{jRMS}$	[A]	:	courant efficace dans chaque enroulement
$P_j$	[W]	:	Puissance moyenne de chaque secondaire
$\lambda_1$	[Vs]	:	Produit tension temps appliqué à l'enroulement primaire

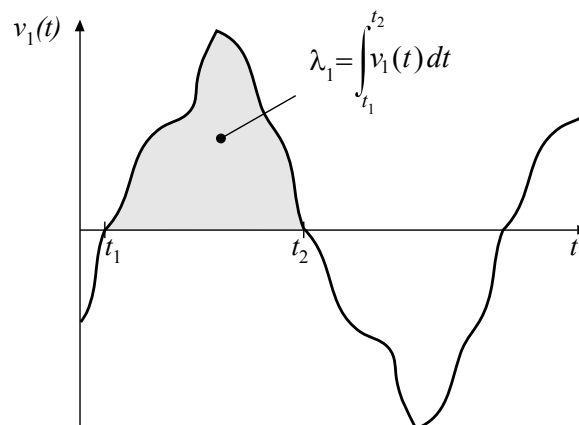


Figure 45-11 : Intégrale de la tension pour la sélection ou le dimensionnement d'un transformateur

De la relation 45.33 on en déduit la section équivalente du fer

$$A_e = \frac{\lambda_1}{n_1 \Delta B_{\max}} \quad 45.34$$

Les nombres de spires des autres enroulements sont donnés par les niveaux des tensions secondaires

$$\frac{U_1}{n_1} = \frac{U_2}{n_2} = \frac{U_3}{n_3} = \dots = \frac{U_k}{n_k} \quad 45.35$$

La section du fils de chaque enroulement dépend du courant efficace et de la densité de courant. En supposant que la densité de courant est la même pour chaque enroulement ( $J=J_j$ ), on peut écrire

$$S_{Cuj} = \frac{I_{jRMS}}{J} \quad 45.36$$

La section totale du cuivre, En supposant la même densité de courant pour tous les enroulements ( $K_b=K_j$ ), prend donc la forme suivante :

$$S_{Cu} = \sum_{j=1}^k n_j S_{Cuj} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j I_{jRMS}}{J} = \frac{n_1}{U_{1RMS}} \sum_{j=1}^k \frac{U_{jRMS} I_{jRMS}}{J} = \frac{n_1}{U_{1RMS}} \sum_{j=1}^k \frac{P_j}{J} \quad 45.37$$

Connaissant la surface totale de cuivre, il est possible de déterminer, à l'aide du coefficient de remplissage, la surface de la fenêtre pour l'ensemble des enroulements

$$S_W = K_b S_{Cu} = K_b \frac{n_1}{U_{1RMS}} \sum_{j=1}^k \frac{P_j}{J} \quad 45.38$$

Le choix d'un circuit magnétique et le corps de bobine adapté est obtenu par le produit des surfaces de la fenêtre  $S_W$  et du fer  $S_f$ .

$$S_f S_W = A_e S_W = K_b \frac{\lambda_1}{U_{1RMS} \Delta B_{\max}} \sum_{j=1}^k \frac{P_j}{J} \quad 45.39$$

Une fois le circuit magnétique sélectionné, On peut déterminer le nombre de spires de l'enroulement primaire

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{\Delta B_{\max} A_e} \quad 45.40$$

puis le nombre de spires  $n_2, n_3, \dots$  de chaque secondaires.

L'inductance magnétisante au primaire  $L_{1h}$  est directement dépendante du nombre de spire de l'enroulement et de

$$L_j = n_j^2 A_L \quad [nH] \quad 45.41$$

Pour une alimentation Flyback, le circuit magnétique sélectionné présente un entrefer dans lequel est stocké la majeure partie de l'énergie magnétique. L'inductance est donc la plus petite possible (voir relation 45.24). Pour l'alimentation Forward, le transfert d'énergie est direct. Dans ce cas il faut minimiser l'énergie magnétique en supprimant tout entrefer et par conséquent en choisissant l'inductance magnétisante maximale.

La répartition des surfaces de cuivre pour chaque enroulement est définie par

$$\alpha_m = \frac{n_m I_{mRMS}}{\sum_{j=1}^k n_j I_{jRMS}} = \frac{U_{mRMS} I_{mRMS}}{\sum_{j=1}^k U_{jRMS} I_{jRMS}} \quad 45.42$$

et finalement, la résistance de l'enroulement  $j$  est donnée par la relation suivante :

$$R_j = \rho \frac{n_j l_{ej}}{S_{Cuj}} = \rho \frac{J n_j l_{ej}}{I_{jRMS}} = \rho \left( \frac{J}{I_{jRMS}} \right)^2 K_b \alpha_j S_w l_{ej} = \rho \left( \frac{J}{I_{jRMS}} \right)^2 \alpha_j V_{Cu} \quad 45.43$$

#### 45.4 LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE

Les alimentations à découpage sont constituées, pour la partie puissance, de un ou plusieurs semiconducteurs. Les uns sont commandés (transistors) les autres sont à ouverture spontanée (diode)

##### 45.4.1 Les MOFSET

###### 45.4.1.1 Grandeurs nominales de sélection.

Dans le but de facilité la sélection d'un composant, trois paramètres et une brève description du composant sont mises en évidence.

###### Feature

- New revolutionary high voltage technology
- Worldwide best  $R_{DS(on)}$  in TO 220
- Ultra low gate charge
- Periodic avalanche rated
- Extreme  $dv/dt$  rated
- High peak current capability
- Improved transconductance
- 150 °C operating temperature

###### Product Summary

$V_{DS} @ T_{jmax}$	650	V
$R_{DS(on)}$	0.19	$\Omega$
$I_D$	20.7	A

Figure 45-12 : Description générale

###### 45.4.1.2 Tension Drain-Source : $U_{DS}$ .

La valeur  $U_{DS}@T_{jmax}$  est donnée pour une tension  $U_{GS}$  nulle (court-circuit). Cette valeur est indicative car cette tension diminue fortement avec la température de jonction  $T_j$ .

###### 45.4.1.3 Résistance Drain-Source à l'état passant: $R_{DS(on)}$ .

$R_{DS(on)}$  est une valeur typique, les conditions de mesure ne sont pas données

###### 45.4.1.4 Courant de Drain en DC : $I_D$ .

Le courant de Drain  $I_D$  est également une indication. En principe cette valeur est donnée pour une température de boîtier de  $T_C=25^\circ\text{C}$ .

###### 45.4.1.5 Référence sur les caractéristiques des MOSFET

Pour plus de renseignement sur les caractéristiques des diodes de puissance voir cours d'électronique de puissances : chapitre 7 : LE MOSFET

[http://www.iai.eivd.ch/users/mcn/Electronique\\_de\\_puissance/Chap7.pdf](http://www.iai.eivd.ch/users/mcn/Electronique_de_puissance/Chap7.pdf)

## 45.4.2 Les IGBT

### 45.4.2.1 Grandeurs nominales et caractéristiques importantes de sélection.

Dans le but de faciliter la sélection d'un composant, trois paramètres et une brève description du composant sont mises en évidence.

#### Fast S-IGBT in NPT-technology

- 75% lower  $E_{off}$  compared to previous generation combined with low conduction losses
- Short circuit withstand time – 10  $\mu$ s
- Designed for:
  - Motor controls
  - Inverter
- NPT-Technology for 600V applications offers:
  - very tight parameter distribution
  - high ruggedness, temperature stable behaviour
  - parallel switching capability

Type	$V_{CE}$	$I_C$	$V_{CE(sat)}$	$T_j$	Package
SGP20N60	600V	20A	2.4V	150°C	TO-220AB
SGB20N60					TO-263AB
SGW20N60					TO-247AC

Figure 45-13 : Description générale de l'IGBT

### 45.4.2.2 Tension Collecteur-Emetteur : $V_{CE}$ .

La valeur  $V_{CE}@T_{jmax}$  est donnée pour une tension  $V_{GE}$  nulle (court-circuit). Contrairement au MOSFET, la tension de claquage est peut dépendante de la température de jonction  $T_j$ .

### 45.4.2.3 Courant de Collecteur en DC : $I_C$ .

Le courant de Collecteur  $I_C$  est également une indication. Cette valeur est donnée pour une température de jonction  $T_j=150^\circ\text{C}$ , soit la température maximum de travail.

### 45.4.2.4 Tension Collecteur-Emetteur en conduction $V_{CE(sat)}$ .

Par la nature même de l'IGBT, cette tension  $V_{CE(sat)}$  est fortement dépendante du courant de Collecteur. Sa dépendance en fonction de la température est faible.

### 45.4.2.5 Référence sur les caractéristiques des IGBT

Pour plus de renseignement sur les caractéristiques des diodes de puissance voir cours d'électronique de puissances : chapitre 8 : L'IGBT

[http://www.iai.eivd.ch/users/mcn/Electronique\\_de\\_puissance/Chap8.pdf](http://www.iai.eivd.ch/users/mcn/Electronique_de_puissance/Chap8.pdf)

## 45.4.3 Les diodes

A partir de la topologie de l'alimentation, il est relativement simple de déterminer les courants moyens, efficaces et maximum circulant dans les diodes. Il en est de même pour les tensions aux bornes de chacune des diodes. Les diodes doivent commutés très rapidement, il faut donc les choisir dans la catégorie « ultrafast ». La charge de recouvrement doit être aussi faible que possible.

### 45.4.3.1 Grandeurs nominales et caractéristiques importantes de sélection.

Dans le but de faciliter la sélection d'un composant, les paramètres principaux et une brève description du composant sont mises en évidence.

**FEATURES AND BENEFITS**

- SPECIFIC TO "FREEWHEEL MODE" OPERATIONS: FREEWHEEL OR BOOSTER DIODE.
- ULTRA-FAST AND SOFT RECOVERY.
- VERY LOW OVERALL POWER LOSSES IN BOTH THE DIODE AND THE COMPANION TRANSISTOR.
- HIGH FREQUENCY OPERATIONS.
- INSULATED PACKAGE: TO-220AC  
Electrical insulation : 2500V<sub>RMS</sub>  
Capacitance < 7 pF

<b>I<sub>F(AV)</sub></b>	<b>12A</b>
<b>V<sub>RRM</sub></b>	<b>600V</b>
<b>t<sub>rr</sub> (typ)</b>	<b>28ns</b>
<b>V<sub>F</sub> (max)</b>	<b>1.5V</b>

*Figure 45-14 : Description générale de la diode*

Ces données sont insuffisantes pour la sélection définitive d'un composant. La description s'apparente plus à du marketing qu'à de la technique, néanmoins il est possible avec un peu d'habitude de définir à quelle catégorie appartient le composant et d'en faire une rapide comparaison avec les autres fabricants.

*45.4.3.2 Courant moyen dans le sens direct : I<sub>F(AV)</sub>.*

Il s'agit ici du courant moyen (DC) admissible dans la diode en relation avec la puissance dissipée correspondante permettant de rester, sous certaines conditions, dans l'aire de sécurité.

*45.4.3.3 Tenue en tension inverse : V<sub>RRM</sub>.*

Cette tension correspond à la limite de la tenue en tension d'une diode polarisée en inverse avant l'apparition du phénomène d'avalanche due à une ionisation par impact.

*45.4.3.4 Temps de recouvrement t<sub>rr</sub>.*

La valeur donnée par le temps de recouvrement permet une rapide estimation du comportement de la diode face aux pertes de commutation.

*45.4.3.5 Tension dans le sens direct : V<sub>F</sub>.*

La tension de passage dans le sens direct est donnée pour un courant correspondant au courant moyen I<sub>F(AV)</sub>.

*45.4.3.6 Référence sur les caractéristiques des DIODES*

Pour plus de renseignement sur les caractéristiques des diodes de puissance voir cours d'électronique de puissances : chapitre 6 : LA DIODE

[http://www.iai.eivd.ch/users/mcn/Electronique\\_de\\_puissance/Chap6.pdf](http://www.iai.eivd.ch/users/mcn/Electronique_de_puissance/Chap6.pdf)

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] LES CONVERTISSEURS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE  
*VOLUME 3 : LA CONVERSION CONTINUE – CONTINUE (2<sup>ème</sup> édition)*  
*Auteurs : Robert Bausière, Francis Labrique, Guy Segquier*  
*Chapitre 3*  
ISBN : 2-7430-0139-9
- [2] **POWER ELECTRONICS**  
*CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN*  
*Auteurs : Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins*  
*Chapitre 5*  
ISBN : 0-471-50537-4
- [3] **FUNDAMENTALS of POWER ELECTRONICS**  
*Auteur : Robert W.Erickson*  
*Chapitre 2 & 5*  
ISBN : 0-412-08541-0
- [4] **POWER SUPPLY DESIGN**  
*Seminar Topics*  
UNITRODE (TI)