



HAL
open science

COMPOSANTS PASSIFS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE (magnétiques et capacitifs)

Bernard Multon

► **To cite this version:**

Bernard Multon. COMPOSANTS PASSIFS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE (magnétiques et capacitifs). Master. France. 2015, pp.90. cel-01246811

HAL Id: cel-01246811

<https://cel.hal.science/cel-01246811>

Submitted on 19 Dec 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



COMPOSANTS PASSIFS
(magnétiques et capacitifs)
DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

1991-2015

Bernard MULTON

École normale supérieure de Rennes

Département de Mécatronique

1- Introduction

- La conversion statique d'énergie nécessite l'utilisation de composants passifs :
- pour le stockage d'énergie à l'échelle de la période de découpage : inductances et condensateurs,
 - pour l'isolation galvanique, l'adaptation des niveaux, voire la mesure : transformateurs.

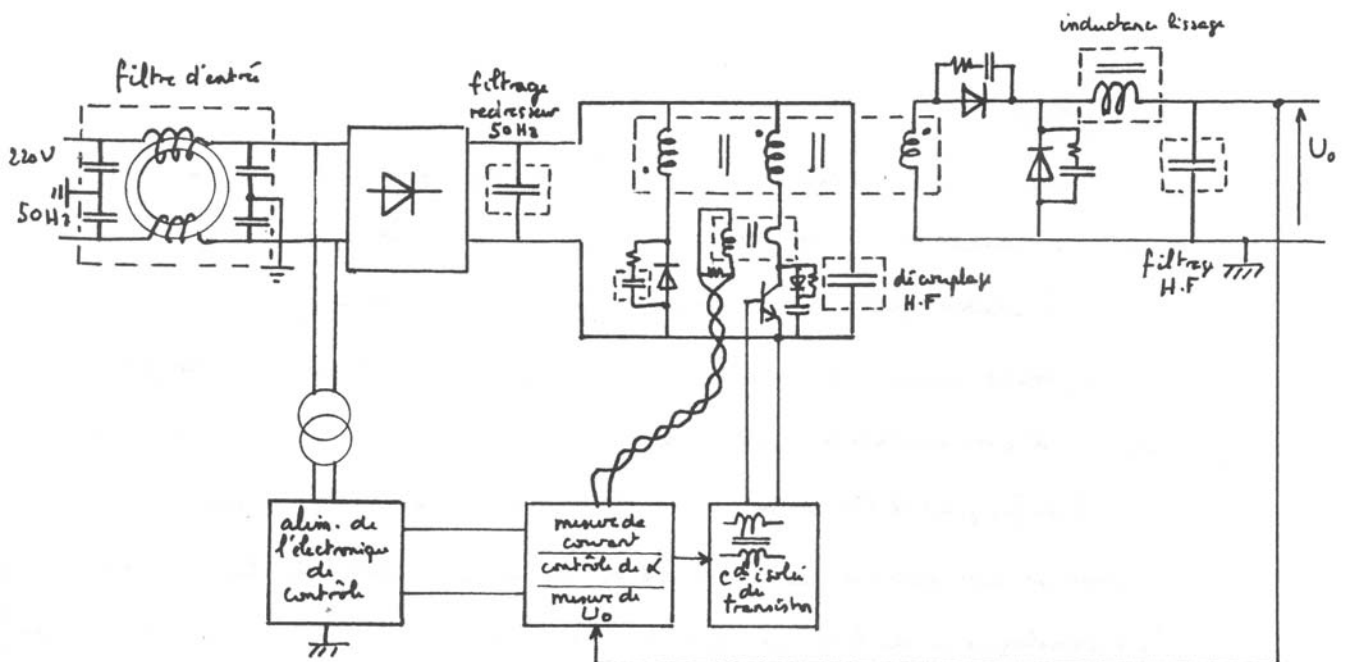
Les **composants magnétiques** existent sur catalogue mais ne sont pas toujours adaptés à une application précise. En outre, ils sont très coûteux et occupent un volume non négligeable. Leur optimisation est un passage obligé pour minimiser le coût et l'encombrement global du convertisseur. C'est pourquoi il est fréquent, dans une entreprise, d'être amené à les dimensionner pour en prescrire la fabrication à un sous-traitant, voire à les fabriquer.

Les **condensateurs de puissance** quant à eux doivent être choisis au mieux selon les applications ; les technologies de diélectriques sont nombreuses ainsi que les procédés de fabrication. En outre, les caractéristiques des condensateurs disponibles sont nombreuses et évolutives, il est important de bien connaître les paramètres de choix ainsi que les principales particularités des technologies en présence.

Le contrôle et la commande des convertisseurs nécessitent souvent une isolation galvanique, on peut alors faire appel aux composants magnétiques :

- transformateurs d'intensité pour la mesure de courants variables (la composante continue éventuelle n'est pas transmise mais peut être généralement retrouvée) ;
- les transformateurs d'impulsions (modèles réduits des transformateurs de puissance) utilisés pour transmettre à la fois une information de commande et son énergie, ce que ne permet pas le photocoupleur avec lequel on le compare souvent. Ce dernier a besoin d'une alimentation (isolée bien sûr) en sortie pour permettre l'exploitation de l'information.

La figure 1.1 montre dans un exemple d'alimentation forward à un seul interrupteur les composants magnétiques et les condensateurs utilisés.



Composants magnétiques et condensateurs dans une alimentation à découpage

2 Les composants magnétiques

2.1 Rappels élémentaires d'électromagnétisme

Les principales grandeurs utiles sont :

- l'induction magnétique notée B en Tesla T
- l'intensité du champ magnétique notée H en A/m
- Le flux par spire (grandeur magnétique) noté φ en weber Wb
- Le flux total (grandeur électrique) noté Φ en volt.seconde (V.s) ou weber Wb
- La perméabilité notée μ (dans le vide $\mu = \mu_0 = 4.\pi.10^{-7}$ H/m)

Dans un matériau magnétique doux $\mu = \mu_r.\mu_0$ où μ_r est la perméabilité relative.

Les principales relations reliant les grandeurs magnétiques sont :

$B = \mu.H$
$\varphi = B.S$
$\oint H.dl = n.i$

Dans un milieu linéaire (air ou milieu ferromagnétique non saturé).
Sinon μ peut être une fonction de B ou de H mais alors attention à son utilisation.

S est la section du tube de flux (l'induction B est aussi appelée densité de flux par les anglo-saxons)

Analogies circuit magnétique / circuit électrique

Réductance $\mathcal{R} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\ell}{S}$ unité Henry⁻¹ (H⁻¹)

résistance $R = \frac{\ell}{S}$

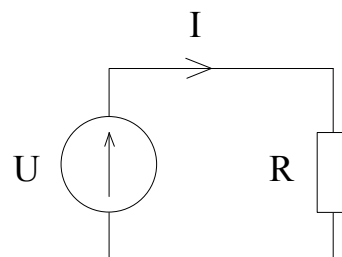
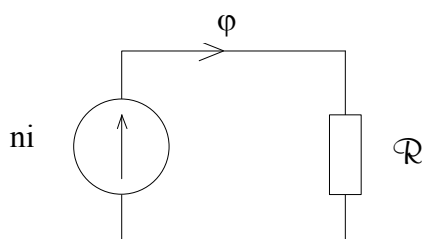
Perméance $\mathcal{P} = \frac{1}{\mathcal{R}}$ unité H

conductance $G = \frac{1}{R}$

$ni = \mathcal{R}.\varphi$

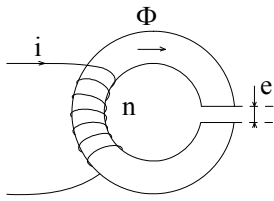
loi d'Ohm $U = R.i$

ni est la d.d.p magnétique



La perméance des circuits ferrite est généralement notée A_L par les fabricants qui fournissent également des grandeurs dimensionnelles équivalentes (correspondant à celles d'un tore idéal) : ℓ_e la longueur effective et S_e la section effective. Ces grandeurs permettent d'effectuer des calculs rapidement sans avoir à se préoccuper d'une géométrie souvent complexe. La perméance du circuit magnétique peut alors se calculer par : $A_L = \mu_e \cdot \mu_0 \frac{S_e}{\ell_e}$. ou μ_e est la perméabilité relative effective.

Cas des circuit avec entrefer, exemple : tore



Section S
 longueur moyenne du circuit magnétique ℓ
 perméabilité relative : μ_r

$$\text{réluctance du "fer"} : \mathcal{R}_f = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot \frac{\ell}{S}$$

$$\text{réluctance de l'entrefer} : \mathcal{R}_e = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{e}{S}$$

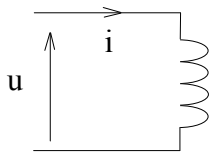
La réluctance totale est égale à la somme des deux réluctance, où l'on suppose que le tube de flux, dans l'entrefer, conservait la section du fer (pas d'épanouissement des lignes de champ), approximation valable si e est faible devant le diamètre de la section du tore (environ $1/10^{\text{ème}}$), sinon l'épanouissement des lignes de champ conduit à un accroissement de la section apparente dans l'entrefer.

Tension induite dans une inductance

Lors d'une variation de flux $\frac{d\phi}{dt}$ (cas d'un flux forcé) ou du courant i (cas d'un courant imposé), on observe aux bornes des n spires supposées embrasser le même flux, une tension induite :

$$e = \frac{d\phi}{dt} = n \frac{d\phi}{dt} \text{ en convention récepteur.}$$

Lorsque ce flux est produit par le courant propre de la bobine, on parle d'auto-induction :

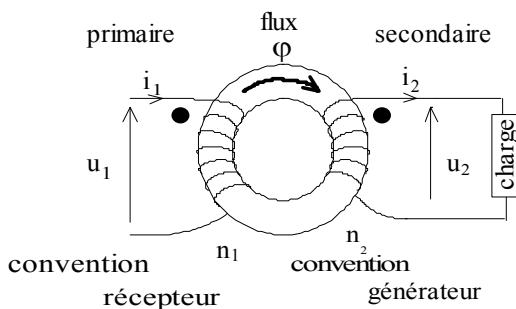


$$u = n \frac{d\phi}{dt} \quad \text{or} \quad \phi = \frac{ni}{\mathcal{R}} \Rightarrow \quad u = \frac{n^2}{\mathcal{R}} \frac{di}{dt}$$

Le coefficient $\frac{n^2}{\mathcal{R}}$ est noté L et appelé inductance propre de la bobine : $L = \frac{n^2}{\mathcal{R}} = n^2 \phi$

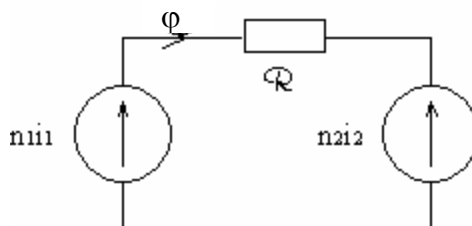
Une inductance pure est donc caractérisée (en convention récepteur) par l'équation : $u = L \frac{di}{dt}$

Circuit magnétique avec enroulements couplés : transformateur



On notera les conventions utilisées et le repérage des enroulements (« bornes homologues »). Le courant i_1 est orienté de telle façon qu'il produit un flux positif s'il est positif. Quant à i_2 , la convention générateur ayant été retenue pour le secondaire, il produit ici un flux négatif (si sa valeur est positive). On peut représenter le fonctionnement magnétique par le schéma équivalent ci-dessous :

$$\text{d'où : } \boxed{n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 = \mathcal{R} \cdot \phi}$$



D'une façon générale, le repérage des bornes homologues (convention fondamentale) est fait de telle manière qu'un courant entrant vers le point d'un bobinage produira un flux de même signe quel que soit le bobinage.

Il en résulte que si u_1 est la tension (variable) orientée vers le point du bobinage 1, la tension u_2 induite orientée vers le point du bobinage 2 est en phase avec u_1 .

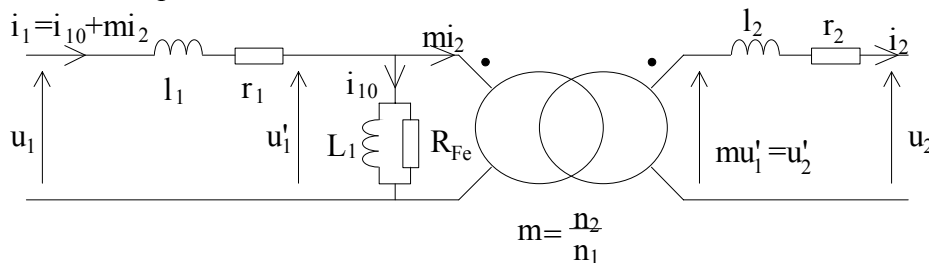
Selon ces conventions : $n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathcal{R} \cdot \varphi$ et $u_2(t) = + \frac{n_2}{n_1} \cdot u_1(t)$

Dans le cas d'un circuit magnétique parfait ($\mathcal{R} = 0$ ou $\mu \rightarrow \infty$) :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = 0 \quad \text{donc} \quad n_1 i_1 = n_2 i_2$$

Schéma équivalent

En considérant une perméabilité non infinie du circuit magnétique ($\mathcal{R} \neq 0$), les flux de fuites ainsi que les pertes énergétiques (cuivre et fer), quel que soit le mode d'alimentation du transformateur (sinusoïdal ou autre) pourvu que la tension u_1 soit sans composante continue, on peut utiliser le schéma équivalent suivant :



Dans lequel i_{10} est le courant magnétisant, parfois également noté i_μ .

Les ampères-tours sont liés par la relation : $n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 = \mathcal{R} \cdot \varphi = n_1 \cdot i_{10}$

$$u'_1 = n_1 \frac{d\varphi}{dt} \qquad u'_2 = n_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

$L_1 = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}}$ inductance propre vue côté primaire. Elle représente l'énergie stockée dans le circuit magnétique commun qui vaut : $W_{mag} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot i_{10}^2$, elle est généralement saturable.

(Notons qu'elle pourrait être vue côté secondaire : $L_2 = \frac{n_2^2}{\mathcal{R}} = m^2 L_1$, dans ce cas on ne mettrait pas L_1 sur le schéma),

R_{Fe} représente les pertes fer : $P_{Fe} \approx \frac{U_{1eff}^2}{R_{Fe}}$ (valable pour une fréquence et une forme de tension données)

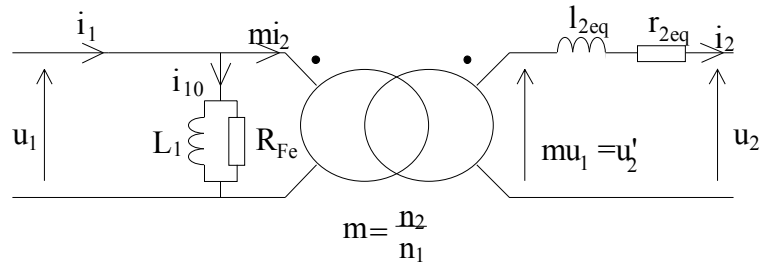
r_1 et r_2 sont les résistances des enroulements primaires et secondaires

l_1 et l_2 sont les inductances de fuites de ces enroulements, les flux de fuites correspondants sont :

$$\Phi_{f1} = l_1 i_1 \qquad \Phi_{f2} = l_2 i_2$$

Si $r_1 i_1 + l_1 \frac{di_1}{dt} \ll u_1$, on a $u'_1 \approx u_1$. On dit que le **flux est forcé** $\varphi \approx \frac{1}{n_1} \int u_1 dt$, alors le

schéma équivalent peut se simplifier :



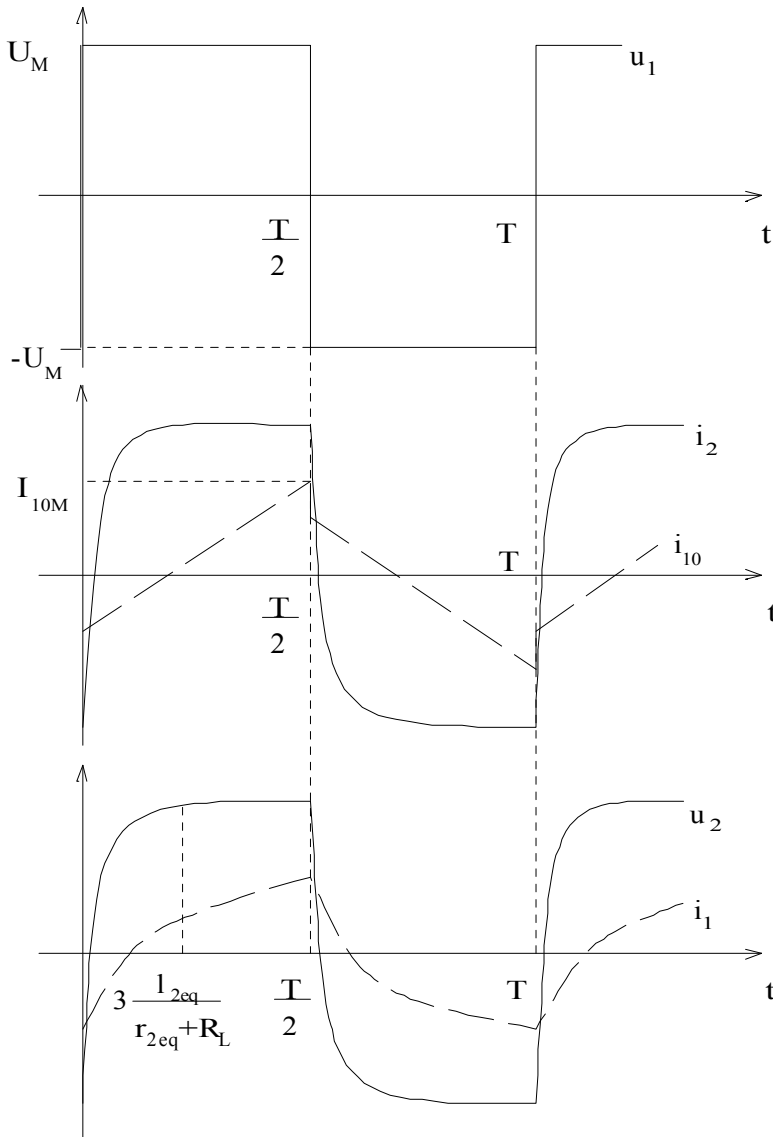
Ce mode d'alimentation est généralement obtenu lorsque l'alimentation est en tension et lorsque le circuit magnétique n'est pas trop saturé, sans quoi l'augmentation correspondante du courant magnétisant ne respecte plus l'approximation.

à flux forcé

$$l_{2eq} = l_2 + m^2 l_1 \quad r_{2eq} = r_2 + m^2 r_1$$

la chute de tension dans le transformateur vaut : $l_{2eq} \frac{di_2}{dt} + r_{2eq} i_2 = dU_2$

Allure des formes d'onde sous tension carrée et courant bidirectionnel :



Secondaire chargé par une résistance R_L .

$$I_{2M} = \frac{m U_M}{r_{2eq} + R_L}$$

En négligeant i_{RFe} devant i_{10} on aurait :

$$u_1 = L_1 \frac{di_{10}}{dt}$$

$$\Rightarrow i_{10} = \frac{1}{L_1} \int u_1 \cdot dt$$

$$\text{avec: } \overline{i_{10}} = 0$$

$$\Rightarrow U_M = L_1 \frac{2I_{10M}}{T}$$

$$\Rightarrow I_{10M} = \frac{U_M}{4L_1} T$$

$$U_{2M} = \frac{R_L}{r_{2eq} + R_L} m \cdot U_M$$

$$i_1 = i_{10} + m i_2$$

$$\Rightarrow I_{1M} = I_{10M} + m I_{2M}$$

Conservation de l'énergie magnétique dans les circuits à plusieurs enroulements

En particulier lors des commutations de semi-conducteurs modifiant les connexions électriques d'un composant magnétique, il ne peut y avoir de discontinuité de l'énergie magnétique emmagasinée dans le circuit magnétique sans surtension importante. La continuité de l'énergie magnétique se traduit par une continuité de flux ϕ et ainsi :

- de l'unique courant dans un circuit à un seul enroulement (inductance) ;
- de la somme algébrique (repérage par rapport aux bornes homologues) des ampères-tours dans un circuit à plusieurs enroulements, puisque : $\Sigma nI = \mathcal{R} \cdot \phi$

Dans le cas d'un transformateur, le flux (où l'énergie) est représenté par le courant magnétisant i_{10} seul (généralement vu du primaire). Rappelons que, pour fonctionner, le circuit magnétique (C.M.) d'un transformateur a besoin d'être magnétisé, comme sa réluctance n'est pas nulle (perméabilité non infinie et entrefers de contact entre les différentes parties), il y a une énergie stockée : $W_{\text{mag}} = \sum \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \Delta \text{Vol}$, où ΔVol sont les éléments de volume du C.M. Bien

sûr cette énergie s'exprime également macroscopiquement par : $W_{\text{mag}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\phi_1^2}{L_{10}} = \frac{1}{2} \cdot L_{10} \cdot i_{10}^2$.

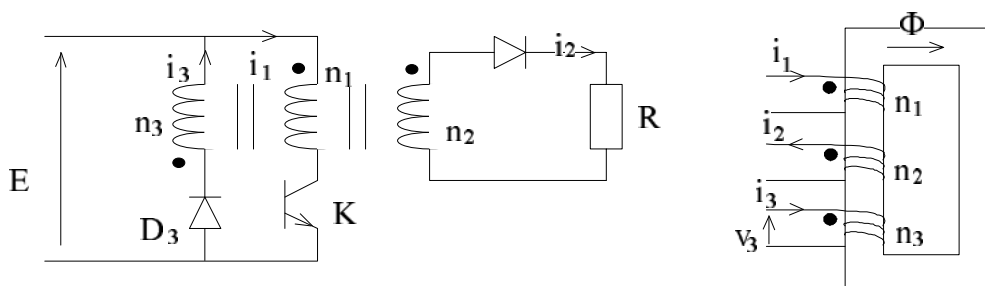
En régime de flux forcé, l'apparition d'une tension induite lors des variations de flux donne naissance à des courants dans les enroulements secondaires s'ils sont chargés, les ampères-tours correspondants sont compensés par l'apparition d'un courant primaire (en plus du courant magnétisant) tel que : $n_1 \cdot (i_1 - i_{10}) = n_2 \cdot i_2$ donc : $n_1 \cdot i_1 - n_1 \cdot i_{10} - n_2 \cdot i_2 = 0$ (s'il n'y a qu'un secondaire et selon les conventions de signe définies au début du chapitre).

En cas d'ouverture totale du circuit primaire, les ampères-tours $n_1 i_{10}$ sont conservés à l'instant de coupure comme le flux ϕ . Cette conservation peut se traduire par l'apparition d'un courant secondaire i_{20} (magnétisant) si cela est permis par les connexions secondaires et tel que :

$n_1 \cdot i_{10} + n_2 \cdot i_{20} = \mathcal{R} \cdot \phi_0 = C^{\text{te}}$ (toujours selon les conventions de signe retenues). Pratiquement, il faut aussi prendre en compte, à un deuxième niveau d'approximation, l'énergie emmagasinée dans les bobinages et dans l'air environnant (fuites) : les courants i_2 et $m \cdot i_1$ ne peuvent pas non plus subir de discontinuité. Notons seulement que dans la plupart des cas les énergies de fuites sont très inférieures à l'énergie stockée dans le circuit magnétique commun.

Exemple : alimentation à découpage forward à un seul transistor

Il existe un autre enroulement permettant la circulation d'un courant i_{30} tel que : $n_3 \cdot i_{30} - n_1 \cdot i_{10} = 0$ (ici i_{30} est orienté vers le point).



à $t=0$ on ouvre K et i_1 s'annule

$$i_{10}(0^-) = I_{10M}$$

En l'absence de 3^{ème} enroulement, pour conserver l'énergie et donc le flux, il faudrait :

$$-n_2 i_2 = n_1 i_{10} \quad \text{or, c'est impossible à cause de la diode secondaire (} i_2 \text{ ne peut devenir négatif)}$$

Le 3^{ème} enroulement garantit la continuité de l'énergie : $n_3 i_3 = n_1 i_{10}$ (D_3 conduit)

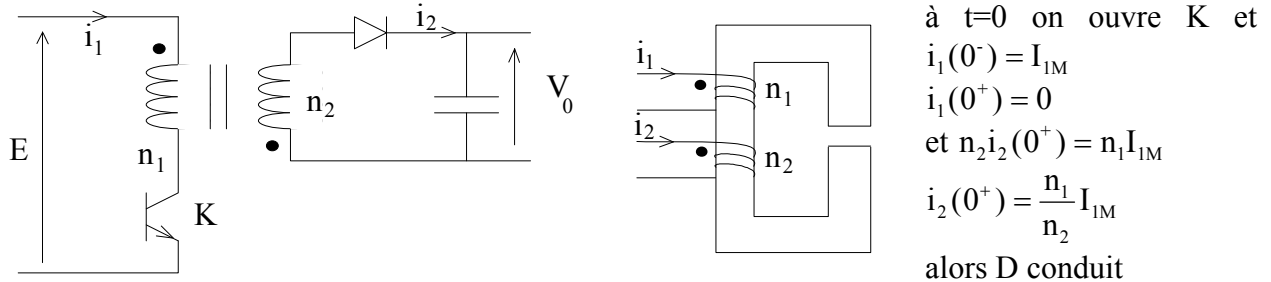
ainsi
$$i_3(0^+) = \frac{n_1}{n_3} I_{10M}$$

On peut également voir, durant cette phase de récupération de l'énergie magnétique stockée, l'enroulement n_3 comme une inductance magnétisante $L_3 = \frac{n_3^2}{\mathcal{R}} = \left[\frac{n_3}{n_1} \right]^2 \cdot L_1$ chargée initialement avec un courant $i_3(0^+)$. Sachant que D_3 conduit, on applique une tension $v_3 = -E$ et l'inductance L_3 se décharge sous cette tension, c'est la démagnétisation du circuit magnétique.

Règle de conservation du flux ou des ampères-tours magnétisants : la continuité des ampères-tours magnétisants correspond à la continuité de l'énergie magnétique représentée par le flux φ . Lors d'une commutation, le courant qui apparaît éventuellement dans un autre enroulement a le signe de celui qui traversait l'enroulement précédent en considérant des courants orientés "en direction des bornes homologues".

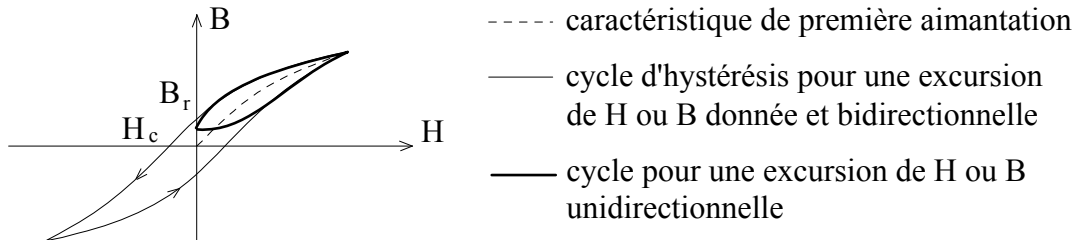
Dans le cas d'une inductance couplée (ex. : alimentation flyback), il n'y a pas d'ambiguïté car l'énergie stockée dans le circuit magnétique n'est pas parasite, comme dans le cas d'un transformateur, mais c'est cette énergie qui assure le transfert du primaire vers le secondaire. Dans ces conditions, un seul enroulement ne peut conduire à la fois. A la commutation, la règle précédente de conservation doit également être respectée.

Exemple : alimentation flyback (le composant magnétique est fondamentalement une inductance, mais avec deux enroulements)



Milieu saturable : matériau magnétique doux

Les matériaux magnétiques ont une caractéristique $B=f(H)$ non linéaire.



La surface du cycle $B(H)$ correspond aux pertes fer volumiques (Foucault, hystérésis) et dépend de B_M , de la fréquence, de la température et du type de fonctionnement bidirectionnel ou unidirectionnel (les inductances de lissage, les transformateurs d'alimentations à découpage à courant unidirectionnel fonctionnent à champ unidirectionnel).

2.2 Les matériaux magnétiques

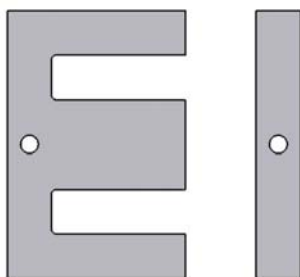
Dans les alimentations à découpage, on utilise le plus souvent des **ferrites doux**. Dans les années 1980, des **matériaux magnétiques amorphes** (par exemple fer-nickel) ont été développés, la structure amorphe offre une plus grande résistivité que la cristalline, sur la base des mêmes alliages (fer-nickel ou fer-cobalt). Le procédé de réalisation (refroidissement rapide 10^6 °C/s) conduit à une production de bandes de très faible épaisseur. Les matériaux amorphes permettent d'avoir des pertes fer plus faibles que les ferrites ou de travailler à des inductions plus élevées à même fréquence. Dans les années 1990, sont apparus les **matériaux magnétiques nanocristallins**. Ils dérivent des précédents : des grains de 10 à 20 nm naissent dans une structure amorphe. Il en résulte une diminution du champ coercitif et des pertes par hystérésis, la résistivité est moins élevée que celle des amorphes ($100 \cdot 10^8 \Omega \cdot m$) mais la faible épaisseur des bandes (de l'ordre de 20 μm) limite les courants de Foucault à des niveaux faibles. Cependant leur prix est plus élevé que celui des ferrites et la structure feuilletée des circuits magnétiques limite les formes possibles, alors que les circuits ferrites sont moulés. On trouve quelques circuits pré-assemblés dans le commerce (ex. Vacumschmelze, Allied Signal, Aperam-Imphy...).

Le tableau ci-dessous donne un bilan des caractéristiques des différents matériaux doux disponibles :

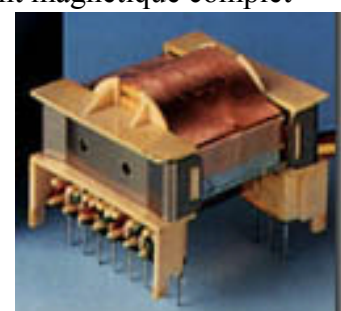
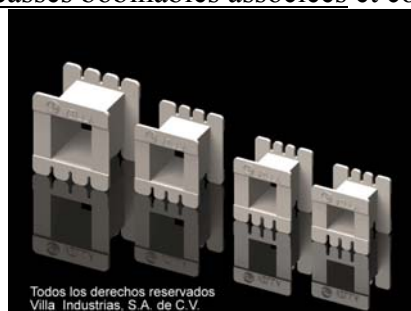
Propriétés générales des matériaux ferromagnétiques doux					
Matériau	Pertes en W/kg (// B_{max} en Hz/T)	Induction à saturation (T)	Perméabilité relative maximale	Domaines d'application	
Tôle d'acier faiblement allié	7,0 (50/1,5)	2,1	6 500	Basses fréquences (50 Hz - 1 kHz) Électrotechnique lourde : Transformateurs Machines électriques	
Tôle Fe-Si 3 % à grains non orientés (NO)	2,65 (50/1,5)	2,0	9 000		
Tôle Fe-Si 3 % à grains orientés (GO)	0,84-1,25 (50/1,5-50/1,7)	2,0	42 000		
Tôle Fe-Si 3 % (GO) à haute perméabilité (HiB)	0,72-1,00 (50/1,5-50/1,7)	2,0	49 000		
Fe-Si 6,5 % NO	0,75 (50/1,5)	1,4/1,7	20 000		
Amorphes FeSiB Metglas 2605-S2	0,2 (50/1,4)	1,56	100 000		
Nanocristallins de type Nanoperm	0,15 à 0,25 (50/1,4)	1,5 à 1,7	50 000 à 150 000		
Ferrites (MnZn)	100 (100 k/0,2)	0,5	7 000		Hautes fréquences (1-500 kHz) Électronique de puissance Capteurs ...
Alliages cristallins Fe-Ni (teneur en Ni variée)	100 (100 k/0,2)	0,8 à 1,6	5 000 à 10 000		
Amorphes FeSiBCr Metglas 2605-S3A	70 (100 k/0,2)	1,41	20 000		
Amorphes à base cobalt	40 (100 k/0,2)	0,6 à 1,2	25 000		
Nanocristallins de type Finemet	40 (100 k/0,2)	1,25	20 000		

Source : **Techniques de l'Ingénieur** article D2150,
« Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins », J.C. PERRON.

Exemples de tôles EI, carcasses bobinables associées et composant magnétique complet



doc. Villa Industrias



Exemples de circuits magnétiques moulés en ferrites

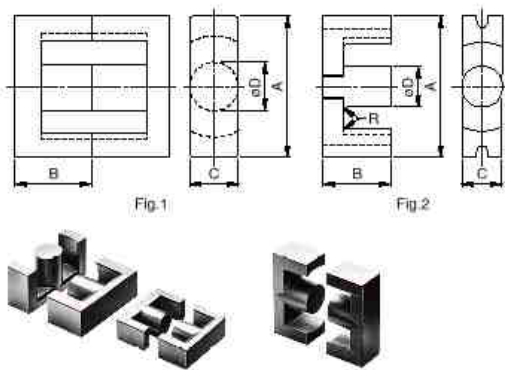
La figure suivante montre quelques types de circuits magnétiques ferrite proposés par TDK.



Divers circuits ferrites



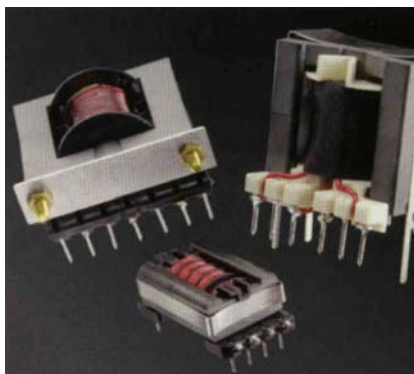
Pots RM



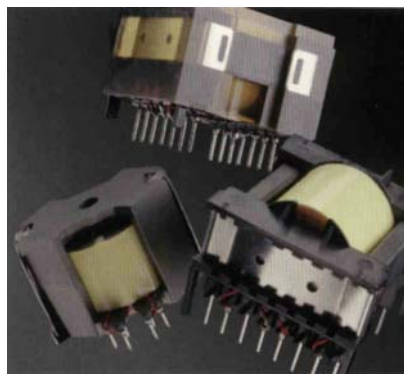
Type	Fig.	Dimensions (mm)				Ae (mm ²)	le (mm)	Weight (g)
		A	B	C	øD			
ETD19	1	19.6±0.5	13.65±0.15	7.4±0.2	7.4±0.2	41.3	54.6	14
ETD24	1	24.4±0.6	14.45±0.15	8.5±0.4	8.5±0.2	56.3	61.9	20
ETD29	1	29.8±0.8	15.8±0.15	9.5±0.3	9.5±0.3	73.6	70.6	28
ETD34	1	34.2±0.8	17.3±0.2	10.88±0.38	10.8±0.3	97.1	78.6	40
ETD39	1	39.1±0.9	19.8±0.2	12.58±0.38	12.5±0.3	125	92.1	60
ETD44	1	44±1	22.3±0.2	14.9±0.5	14.8±0.4	175	103	94
ETD49	1	48.7±1.1	24.7±0.2	16.4±0.5	16.3±0.4	213	114	124
EC70	2	70±1.7	34.5±0.15	16.4±0.4	16.4±0.4	279	144	256
EC90	2	90±1.8	45±1.3	30±1	30±1	624	216	698
EC120	2	120±2	50.5±1	30±1	30±1	753	250	780

Circuits ETD et EC

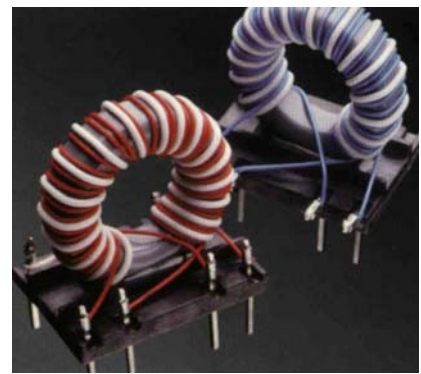
Exemples de composants magnétiques :



Circuits E

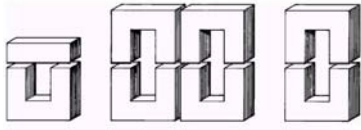
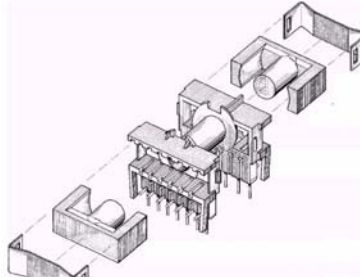
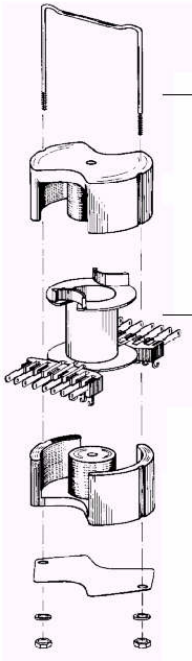
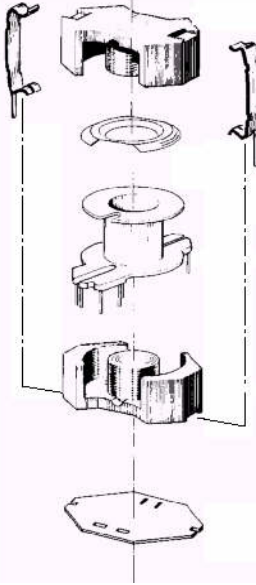
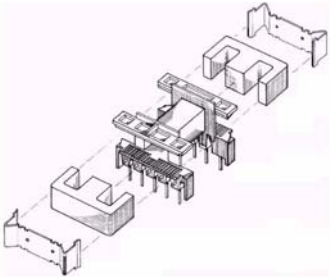
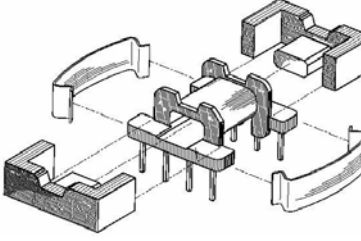


Pots



Tores

Assemblages :

 <p>Noyaux U, I</p>	 <p>ensemble à noyau ETD</p>	 <p>ensemble pot PM</p>	 <p>ensemble pot RM</p>
 <p>ensemble à noyaux E</p>	 <p>ensemble à noyau EFD</p>		

Ci dessous, on donne les caractéristiques d'un matériau ferrite Ferroxcube (ex. Philips) 3F4 optimisé pour les fréquences comprises entre 500 kHz et 2 MHz :

3F4 SPECIFICATIONS

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.1 mT	900 $\pm 20\%$	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	≈ 1700	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m	≥ 350	mT
	100 °C; 10 kHz; 250 A/m	≥ 300	mT
P _V	100 °C; 1 MHz; 30 mT	≤ 200	kW/m ³
	100 °C; 3 MHz; 10 mT	≤ 320	kW/m ³
ρ	DC; 25 °C	≈ 10	Ωm
T _C		≥ 220	°C
density		≈ 4700	kg/m ³

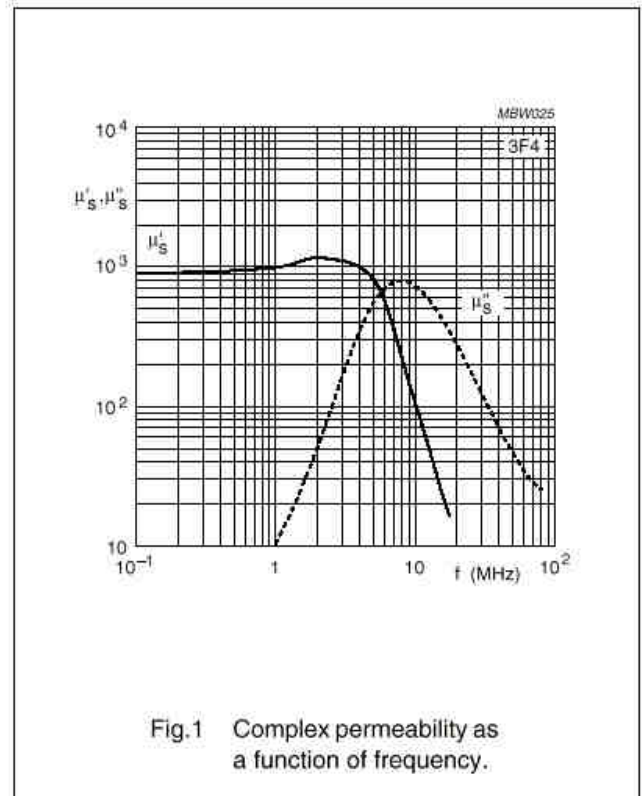


Fig.1 Complex permeability as a function of frequency.

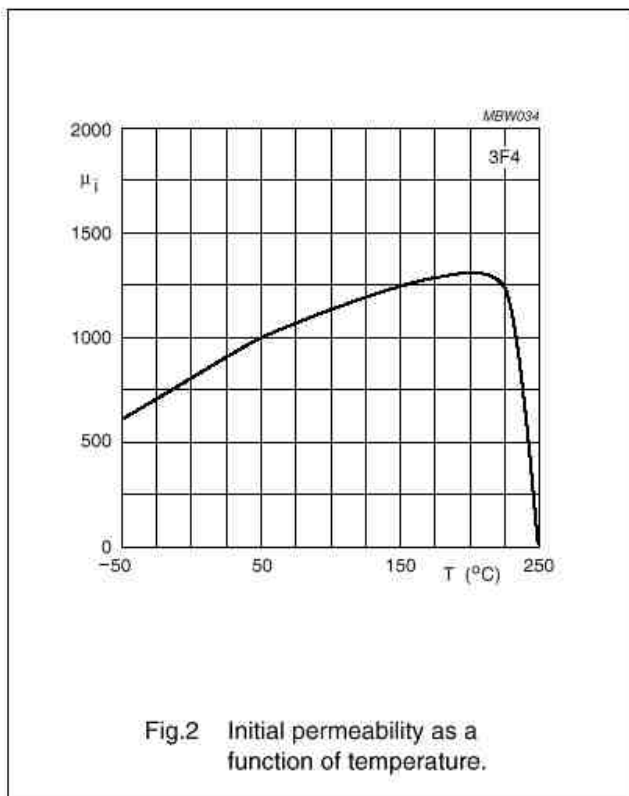


Fig.2 Initial permeability as a function of temperature.

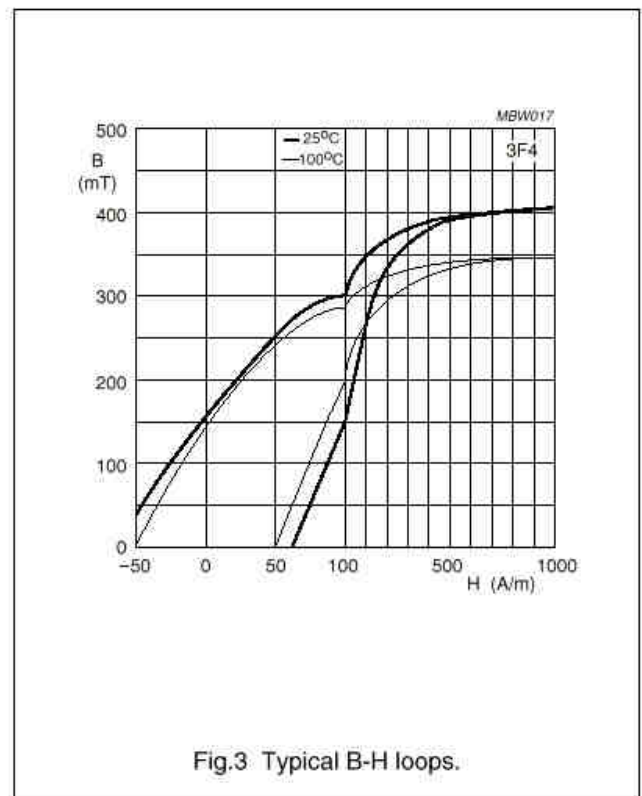
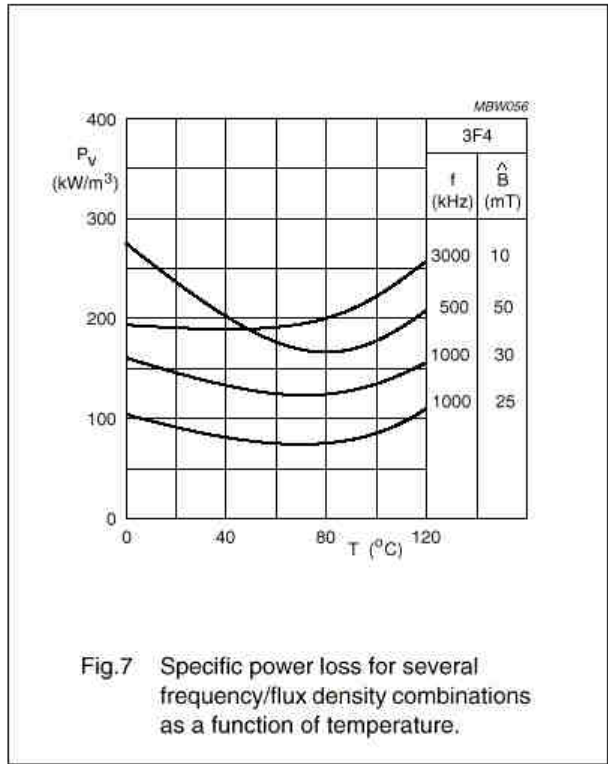
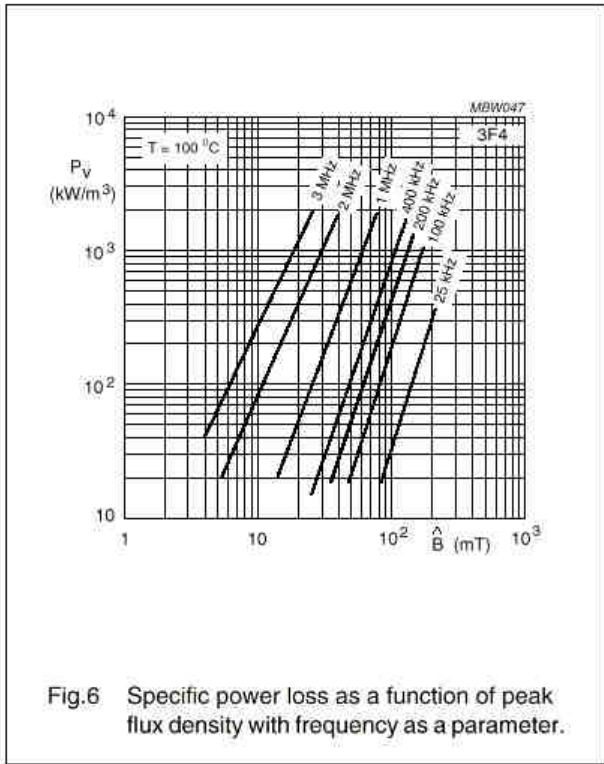
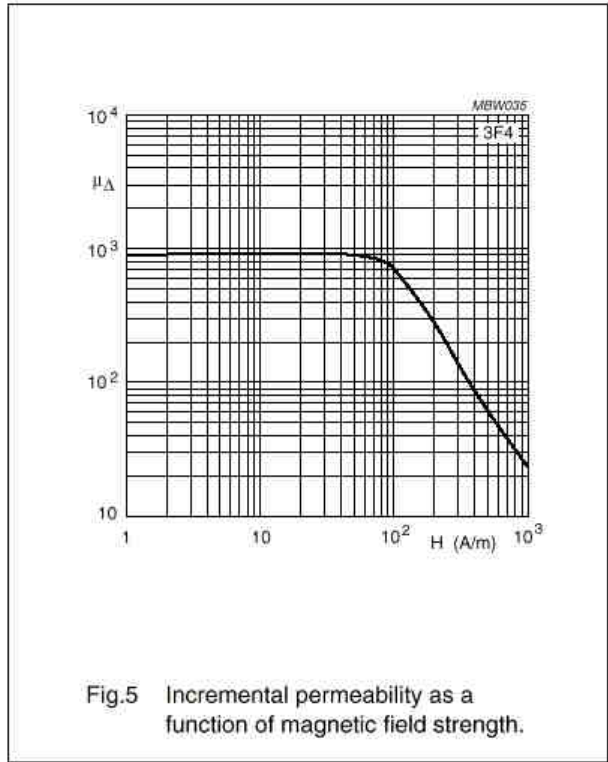
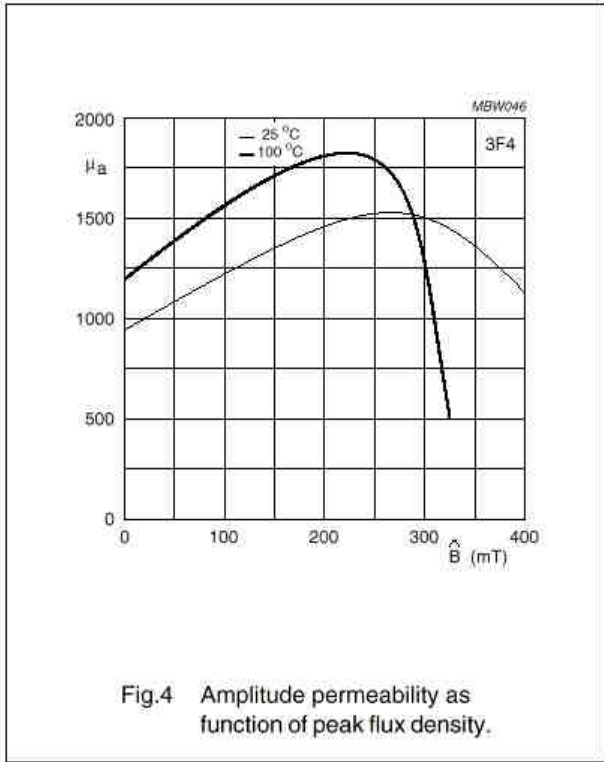


Fig.3 Typical B-H loops.



μ_a : perméabilité d'amplitude $\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_M}{H_M}$

μ_i : perméabilité initiale (pente à l'origine de la courbe de première aimantation)

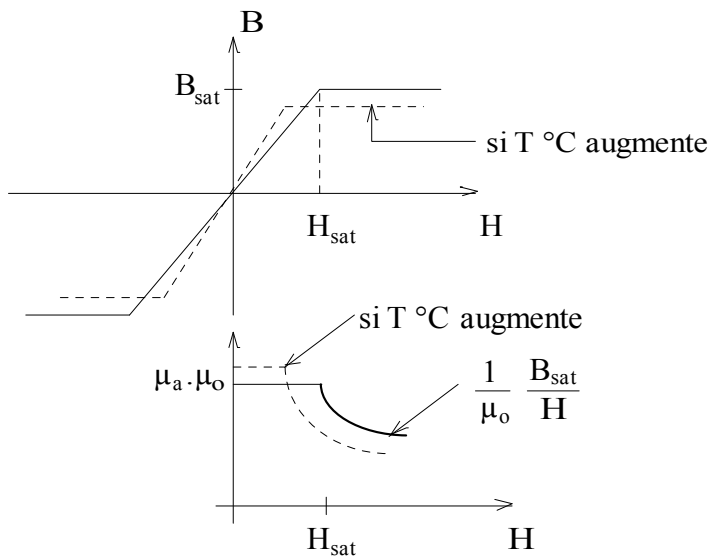
On remarquera l'influence de la température sur l'induction de saturation, la perméabilité et les pertes.

La perméabilité décroît pour $B \geq 0,2 \text{ T}$ à 25°C
 $B \geq 0,15 \text{ T}$ à 100°C

Les pertes sont données en alimentation à flux forcé sinusoïdal et bidirectionnel. En unidirectionnel, pour la même induction maxi on peut environ diviser par deux les pertes.

Modélisation simplifiée de la caractéristique magnétique

Généralement, on idéalise la caractéristique magnétique de la manière suivante (le phénomène d'hystérésis n'est pris en compte qu'en post-calcul pour l'évaluation des pertes fer) :



Ainsi, une inductance réalisée sur circuit magnétique n'est pas constante (en la définissant comme le rapport du flux total sur le courant) si on dépasse l'induction de saturation (cas d'une inductance ou de l'inductance magnétisable L_1 d'un transformateur).

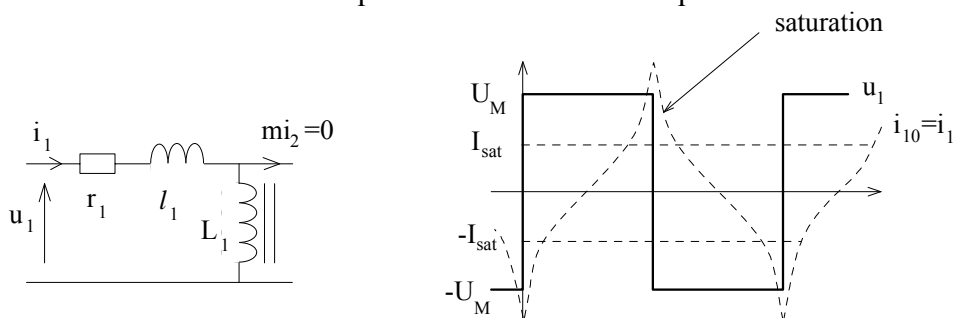
Si $B > B_{sat}$ L décroît :

$$L \approx \frac{n^2}{l} \mu_a \cdot S$$

L'influence de la température vaut pour les ferrites.

Ce phénomène peut avoir des conséquences importantes sur le fonctionnement du système notamment des courants anormalement élevés dans le cas des alimentations à flux forcé.

Exemple : transformateur à vide à fréquence inférieure à la fréquence nominale.



Si on réduisait encore la fréquence avec la même tension, le courant crête tendrait vers $\frac{U_M}{r_1}$

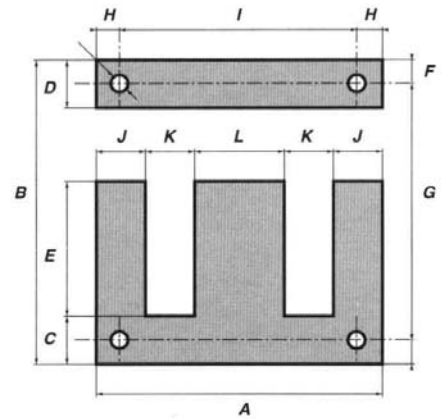
$$\text{Soit } I_{\text{sat}} = \frac{H_{\text{sat}} \cdot l}{n_1}$$

si $-I_{\text{sat}} \leq i_{10} \leq I_{\text{sat}}$ $L_1 = \text{Cte}$ au delà, L_1 diminue

Tôles Fer-Silicium

Pour des fréquences moyennes ou encore pour des fréquences élevées mais avec de faibles ondulations d'induction, on peut utiliser des tôles fer-silicium.

Il existe des dimensions normalisées pour les tôles de faibles dimensions. La figure ci-contre montre les définitions des dimensions des tôles E-I. Le tableau ci-dessous donne un tableau de caractéristiques dimensionnelles de telles tôles valables, pour différentes épaisseurs (couramment 0,35 et 0,5 mm) et différentes qualités magnétiques (grains orientés ou non, différentes teneurs en silicium) :



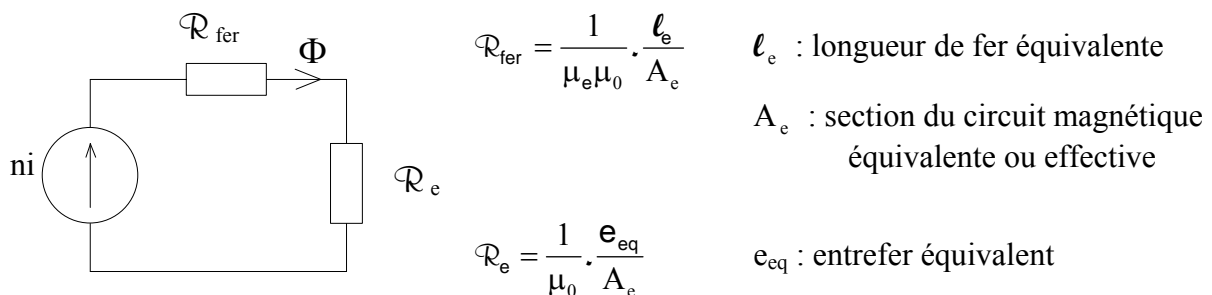
Désignation	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	Trous
EI 30	30	25	5	5	5	5	10						
EI 38	38,4	32	6,4	6,4	6,4	6,4	12,8						
EI 38 X	38,4	32	6,4	6,4	6,4	6,4	12,8	3,2		2,5	19,2		2
EI 41 X	41	33	6	6	6	8	13	3		3	20,5		2
EI 42	42	35	7	7	7	7	14	3,5	35	3,5			4
EI 42 X	42	35	7	7	7	7	14	3,5		3	21		2
EI 48	48	40	8	8	8	8	16	4	40	3,5			4
EI 48 X	48	40	8	8	8	8	16	4		3	24		2
EI 52,5	52,5	43,75	8,75	8,75	8,75	8,75	17,5	4,375	43,75	3,5			4
EI 52,5 X	52,5	43,75	8,75	8,75	8,75	8,75	17,5	4,375		3	26,25		2
EI 54	54	45	9	9	9	9	18	4,5	45	3,5			4
EI 54 X	54	45	9	9	9	9	18	4,5		3	27		2
EI 60	60	50	10	10	10	10	20	5	50	3,5			4
EI 60 X	60	50	10	10	10	10	20	5		3	30		2
EI 66	66	55	11	11	11	11	22	5,5	55	4,5			4
EI 66 X	66	55	11	11	11	11	22	5,5		3	33		2
EI 75	75	62,5	12,5	12,5	12,5	12,5	25	6,25	62,5	4,5			4
EI 78	78	65	13	13	13	13	26	6,5	65	4,5			4
EI 78/16	78	65	13	13	13	13	26	6,5	65	4,5		37,4	4
EI 78/20	78	65	13	13	13	13	26	6,5	65	4,5		37	4
EI 84	84	70	14	14	14	14	28	7	70	4,5			4
EI 90	90	75	15	15	15	15	30	7,5	75	4,5			4
EI 96	96	80	16	16	16	16	32	8	80	5,5			4
EI 96/G	96	80	16	16	16	16	32	8	80	6			4
EI 1055	104,78	87,31	17,46	17,46	17,46	17,46	34,93	8,73	87,31	5,5			5
EI 120	120	100	20	20	20	20	40	10	100	6,6			4
EI 1200	120	100	20	20	20	20	40	10	100	6,6			5
EI 126	126	105	21	21	21	21	42	10,5	105	6,5			4
EI 135	135	112,5	22,5	22,5	22,5	22,5	45	11,25	112,5	7,5			4
EI 150 N	150	125	25	25	25	25	50	12,5	125	8			4
EI 180	180	150	30	30	30	30	60	15	150	8,5			4

Ces circuits existent pour des tailles également plus petites (ex. EI 18) ou plus grandes (ex EI 250).

Aussi si μ est grand (cas des matériaux magnétiques - μ_r : 1000 à 100 000, sachant que B est généralement limitée par la saturation ou les pertes) on stocke beaucoup moins d'énergie dans un volume donné que dans l'air. On pourrait alors réaliser des inductances à air, mais leur rayonnement électromagnétique est source de perturbations, de pertes fer incontrôlées dans l'environnement et de courants de Foucault dans le bobinage lui-même (conducteurs soumis à des niveaux d'induction élevés). On préfère souvent, pour ces raisons, utiliser un circuit magnétique avec entrefer (prévu par construction ou aménageable par cale magnétique). Dans ce cas, le circuit magnétique a pour fonction de canaliser le champ vers l'entrefer où l'essentiel de l'énergie sera emmagasiné, les conducteurs du bobinage étant alors soumis à de faibles niveaux de champ, celui de fuites.

Dans certains cas, l'entrefer est fractionné pour réduire les effets d'épanouissement des lignes de champ (fuites) et leurs effets néfastes sur les pertes par courants induits dans les bobinages. On peut aussi utiliser des matériaux à faible perméabilité (de 10 à 200 environ), dits à « entrefer réparti » qui permettent de répartir uniformément l'énergie stockée dans tout le circuit magnétique sans la laisser se disperser aux alentours.

Tous les circuits magnétiques avec entrefer peuvent se caractériser par le schéma simplifié équivalent suivant où ni est la force magnétomotrice globale :



où l_e , A_e et μ_e sont des caractéristiques spécifiées.

Pratiquement, $\frac{l_e}{\mu_e} \ll e_{eq}$ si le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui signifie que l'énergie stockée dans le « fer » est négligeable devant celle stockée dans l'air.

La perméance est aussi fournie par le constructeur du noyau, elle est notée A_L (dans le cas de circuits magnétiques avec entrefer par construction, on précise « avec entrefer » : "with airgap"), il s'agit bien sûr de l'inverse de la réluctance : $A_L = \frac{1}{R_{Fe}}$.

L'entrefer magnétique équivalent e_{eq} vaut $2e$ (e : entrefer mécanique) dans les circuits (1) et (3) car le flux traverse 2 fois une épaisseur d'air e .

Une autre caractéristique importante est celle de la carcasse de bobinage :

- Surface bobinable (winding space) : A_w (Winding Area) (en français: S_b) elle permet d'avoir la place disponible pour le bobinage compte tenu des distances d'isolement entre les joues de la carcasse et le noyau magnétique.
- Longueur moyenne d'une spire : l_w ou (l_b) elle permet de calculer approximativement la résistance de la bobine.

Voir caractéristiques du pot RM14 ci-jointes.

Calcul de l'énergie maximale stockable

dans un circuit magnétique avec sa carcasse bobinable

- pour des raisons de saturation et plus souvent de pertes fer, l'induction B est limitée à une valeur B_M (de l'ordre de 0,2 à 0,3T dans les ferrites). Les pertes volumiques sont limitées par les échauffements au même titre que la densité de courant dans le cuivre.

$$\varphi_M = \frac{nI_M}{\mathcal{R}_{\text{fer}} + \mathcal{R}_e} \quad \text{et} \quad \varphi_M \leq B_M \cdot A_e \Rightarrow nI_M \leq B_M \cdot A_e (\mathcal{R}_{\text{Fe}} + \mathcal{R}_e) \quad (1)$$

Pour des raisons d'échauffement et éventuellement de chute de tension, la densité de courant J est limitée à une valeur J_M de l'ordre de 3 à 15 A/mm² selon les dimensions. La densité volumique de pertes par effet Joule s'exprime par : $\rho \cdot J^2$ où ρ est la résistivité.

Par exemple : avec 10 A/mm² et $\rho = 2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ (cuivre à 80°C), on obtient : 2 kW/dm³ soit 230 W/kg.

La densité de courant dépend essentiellement des conditions de dissipation et des dimensions. Plus le composant est petit, à conditions de refroidissement données, plus il peut accepter une densité de courant élevée, il en est de même pour la densité de pertes magnétiques. En effet, la surface d'échange thermique avec l'environnement est relativement plus favorable dans les petits composants que dans les plus gros. Il s'agit d'un effet d'échelle bien connu en génie électrique et qui conduit à des rendements nécessairement plus élevés dans les gros systèmes.

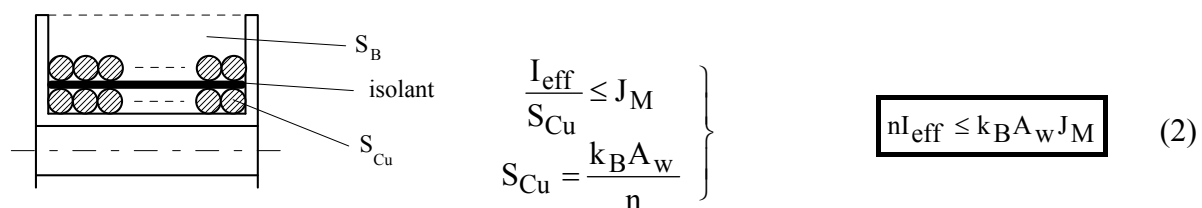
Soit k_B un coefficient de remplissage du bobinage :

$$k_B = \frac{S_{\text{tCu}}}{A_w} = \frac{n \cdot S_{\text{Cu}}}{A_w}$$

où S_{tCu} est la section totale nette de cuivre et S_{Cu} est la section de cuivre des conducteurs du bobinage à n spires.

Ce coefficient tient compte des isolants (fil émaillé), des isolants éventuels entre couches de cuivre, de la forme des conducteurs, etc. ...

En général : $0,3 \leq k_B \leq 0,6$



$$\left. \begin{array}{l} \frac{I_{\text{eff}}}{S_{\text{Cu}}} \leq J_M \\ S_{\text{Cu}} = \frac{k_B A_w}{n} \end{array} \right\} \quad \boxed{n I_{\text{eff}} \leq k_B A_w J_M} \quad (2)$$

Soit $\boxed{k_i = \frac{I_M}{I_{\text{eff}}}}$ (3) un facteur de forme du courant

Si le courant est alternatif sinusoïdal : $k_i = \sqrt{2}$

Dans le cas d'un courant triangulaire autour d'une composante continue (inductance de lissage), le calcul est développé dans les pages qui suivent.

Documentation (Ferroxcube/Philips) du pot RM14

RM cores and accessories

RM14/I

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.353	mm ⁻¹
V_e	effective volume	13900	mm ³
l_e	effective length	70.0	mm
A_e	effective area	198	mm ²
A_{min}	minimum area	168	mm ²
m	mass of set	≈74	g

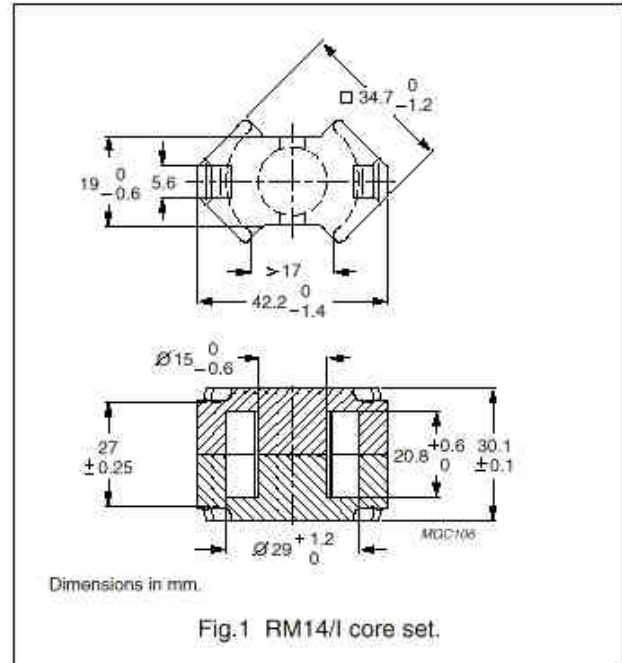


Fig.1 RM14/I core set.

Core sets for general purpose transformers and power applications

Clamping force for A_L measurements, 80 ±20 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μ m)	TYPE NUMBER
3C90	250 ±3%	≈70	≈950	RM14/I-3C90-A250
	315 ±3%	≈88	≈700	RM14/I-3C90-A315
	400 ±3%	112	≈550	RM14/I-3C90-A400
	630 ±5%	≈177	≈250	RM14/I-3C90-A630
	1000 ±5%	≈281	≈150	RM14/I-3C90-A1000
	7100 ±25%	≈1990	≈0	RM14/I-3C90
3C94	250 ±3%	≈70	≈950	RM14/I-3C94-A250
	315 ±3%	≈88	≈700	RM14/I-3C94-A315
	400 ±3%	112	≈550	RM14/I-3C94-A400
	630 ±5%	≈177	≈250	RM14/I-3C94-A630
	1000 ±5%	≈281	≈150	RM14/I-3C94-A1000
	7100 ±25%	≈1990	≈0	RM14/I-3C94
3C96	6200 ±25%	≈1740	≈0	RM14/I-3C96
3F3	250 ±3%	≈70	≈950	RM14/I-3F3-A250
	315 ±3%	≈88	≈700	RM14/I-3F3-A315
	400 ±3%	112	≈550	RM14/I-3F3-A400
	630 ±5%	≈177	≈250	RM14/I-3F3-A630
	1000 ±5%	≈281	≈150	RM14/I-3F3-A1000
	5700 ±25%	≈1600	≈0	RM14/I-3F3

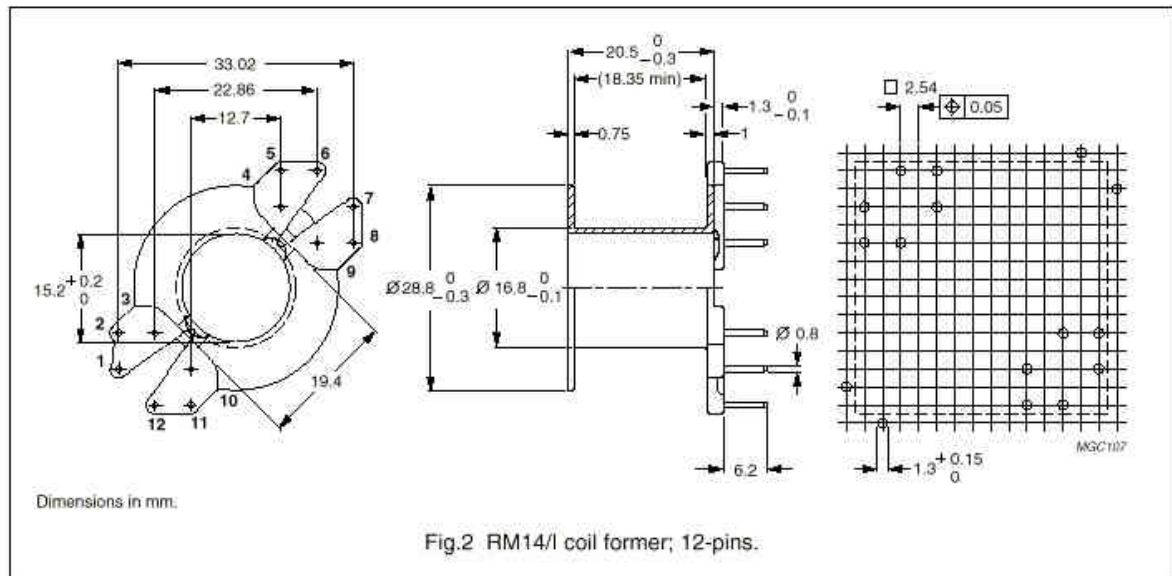
Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; B̄ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̄ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̄ = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B̄ = 50 mT; T = 100 °C
3C90	≥315	≤1.67	≤1.76	-	-
3C94	≥315	-	≤1.55	=6.0	=3.5
3C96	≥315	-	=1.2	=4.5	=2.5
3F3	≥315	-	≤1.55	-	≤2.65

COIL FORMERS

General data

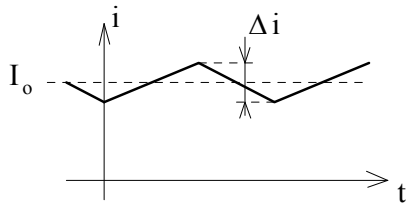
PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	phenolformaldehyde (PF), glass reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E167521(M)
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated
Maximum operating temperature	180 °C, "IEC 60085" class H
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1



Winding data for 12-pins RM14/I coil former

NUMBER OF SECTIONS	NUMBER OF PINS	PIN POSITIONS USED	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	WINDING AREA (mm ²)	WINDING WIDTH (mm)	TYPE NUMBER
1	10	1, 2, 3, 4, 6, 7, 9, 10, 11, 12	71	112	18.4	CSV-RM14-1S-10P
1	12	all	71	112	18.4	CSV-RM14-1S-12P

**Exemples :
inductance de lissage d'une alimentation forward**



$$I_M = I_0 + \frac{\Delta i}{2}$$

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{I_0^2 + \frac{(\Delta i)^2}{12}}$$

soit $\tau_i = \frac{\Delta i}{I_0}$ le taux d'ondulation

$$k_i = \frac{1 + \frac{\tau_i}{2}}{\sqrt{1 + \frac{\tau_i^2}{12}}}$$

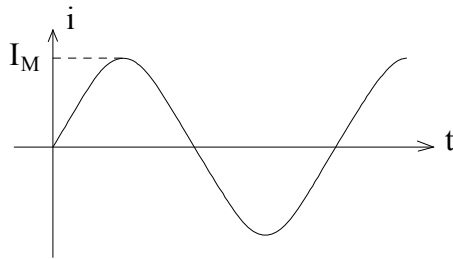
si $\Delta_i = 10\%$ $k_i = 1,05$

20 % $k_i = 1,1$

30 % $k_i = 1,15$

40 % $k_i = 1,19$

Inductance d'une alimentation à résonance série



$$k_i = \sqrt{2}$$

Alors, l'énergie maximale stockable $W_M = \frac{1}{2} L I_M^2$ peut s'exprimer en fonction de toutes ces grandeurs :

$$\left. \begin{array}{l} (1) \\ (2) \\ (3) \end{array} \right\} \Rightarrow W_M = \frac{1}{2} \frac{n^2}{\mathcal{R}_{Fe} + \mathcal{R}_e} \cdot \frac{B_M \cdot A_e (\mathcal{R}_{Fe} + \mathcal{R}_e)}{n} \cdot k_i \frac{k_B \cdot A_w \cdot J_M}{n}$$

$$W_M = \frac{1}{2} \cdot k_B \cdot k_i \cdot B_M \cdot J_M \cdot A_e \cdot A_w$$

On remarque ainsi que, pour une application donnée, à induction maximale et densité de courant données, l'énergie maximale est proportionnelle au produit $A_e \cdot A_w$ dits « *produit des aires* » (section effective du circuit magnétique x section bobinable).

Ainsi, on peut rapidement trouver le circuit magnétique (noyau) dont le produit des aires sera supérieur ou égal à la valeur calculée.

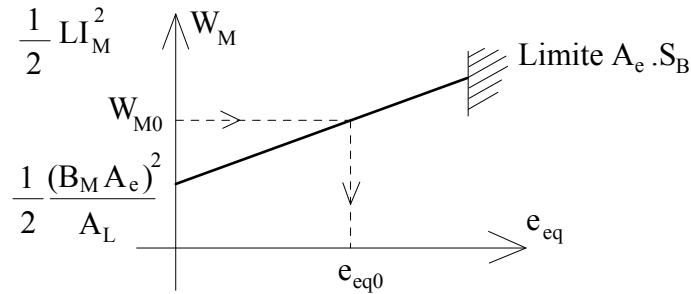
Une fois retenu le noyau qui respecte la condition sur le produit des aires, il reste à déterminer le nombre de spires et la valeur de l'entrefer.

Détermination de la valeur de l'entrefer et du nombre de spires

Une fois le circuit magnétique choisi, il reste à déterminer e et n .

$$W_M = \frac{1}{2} LI_M^2 = \frac{1}{2} \frac{n^2}{\mathcal{R}_{Fe} + \mathcal{R}_e} \cdot \left[\frac{B_M \cdot A_e (\mathcal{R}_{Fe} + \mathcal{R}_e)}{n} \right]^2 = \frac{1}{2} (B_M \cdot A_e)^2 (\mathcal{R}_{Fe} + \mathcal{R}_e)$$

$$W_M = \frac{1}{2} (B_M \cdot A_e)^2 \left(\frac{1}{A_L} + \frac{1}{\mu_0 A_e} e_{eq} \right)$$



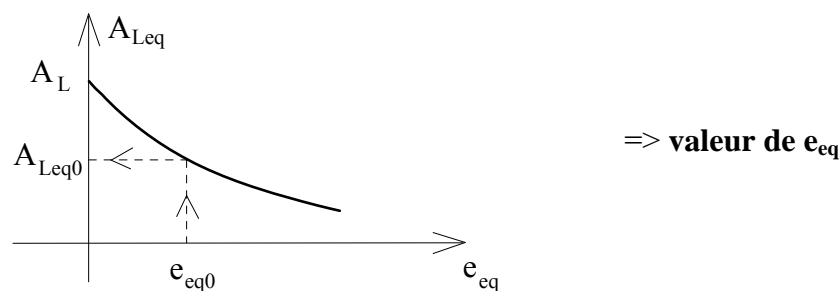
La plupart du temps, l'énergie magnétique stockée dans l'entrefer est largement dominante, l'expression se simplifie :

$$W_M = \frac{1}{2} \frac{B_M^2}{\mu_0} A_e \cdot e_{eq}$$

On choisit donc e_{eq} en fonction de l'énergie maximale, alors :

$$L = \frac{n^2}{\mathcal{R}_{Fe} + \mathcal{R}_e} \quad A_{Leq} = \frac{1}{\mathcal{R}_{Fe} + \mathcal{R}_e} = \frac{1}{A_L^{-1} + \frac{1}{\mu_0} \frac{e_{eq}}{A_e}}$$

et avec l'hypothèse précédente : $A_{Leq} \cong \mu_0 \cdot \frac{A_e}{e_{eq}}$



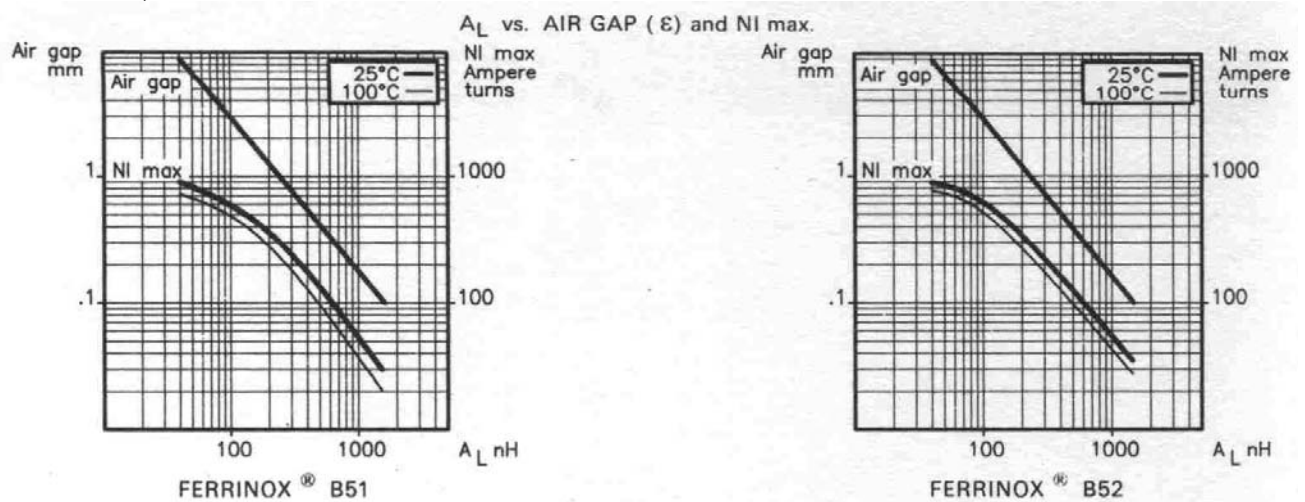
Ce calcul donne une estimation par défaut de la perméance. En effet, l'épanouissement des lignes de champ au voisinage de l'entrefer donne une perméance d'entrefer plus élevée que celle calculée par la méthode précédente. On sous estime donc l'inductance qui sera réellement obtenue.

alors $n = \sqrt{\frac{L}{A_{Leq}}}$ \Rightarrow valeur de n

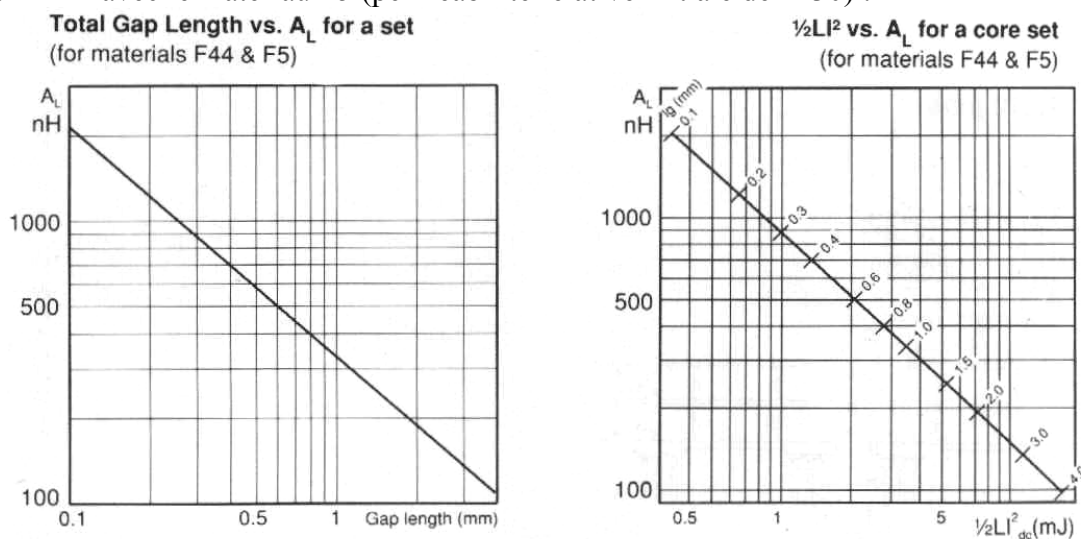
Pour obtenir l'entrefer souhaité, on peut sélectionner un circuit magnétique avec l'entrefer adéquat ou placer une cale amagnétique entre les deux parties du circuit magnétique. Dans ce cas, il faut bien faire attention à la définition de l'entrefer : « total gap length » signifie 2 fois l'entrefer mécanique lorsque le circuit magnétique est du type pot, U ou E.

Dans le cas des pots, les fabricants proposent généralement un entrefer pré-usiné sur la jambe centrale. Ils sont alors directement spécifiés en valeur de perméance, comme c'est le cas dans la documentation précédente de Philips pour le pot RM14 : on trouve alors, selon la valeur de cet entrefer des perméances comprises entre 250 nH et 1 μ H.

Certains fabricants (ici Thomson Passive Component) donnent les caractéristiques $N_{I\text{Max}}$ et $A_{L\text{eq}}=f(e)$ permettant de déterminer e et n . La figure suivante donne les courbes de la perméance et des ampères-tours maximaux en fonction de l'entrefer du pot RM14 (matériaux B50 et B52) :



D'autres (comme ici MMG) fournissent également la courbe de la perméance en fonction de l'énergie emmagasinée en courant continu paramétrée en valeur d'entrefer. Par exemple pour le pot RM14 avec le matériau F5 (perméabilité relative initiale de 1430) :



Pour la sélection du noyau, la plupart des fabricants donnent les courbes de $LI_M^2=f(e)$ pour leurs différents circuits magnétiques.

Influence du taux d'ondulation du courant sur la valeur du produit des aires requis

On peut en effet se demander s'il est avantageux d'avoir un taux d'ondulation élevé qui permet de minimiser la valeur de L mais qui conduit à un courant crête plus élevé, sachant que l'énergie croît avec le carré du courant maxi et avec L.

Considérons le cas d'une inductance de lissage dont les deux grandeurs de définition sont le courant moyen I_0 qui la traverse et le taux d'ondulation $\tau_i = \frac{\Delta i}{I_0}$.

La valeur de l'inductance nécessaire pour obtenir le taux d'ondulation recherché dépend du montage de la tension d'alimentation et du rapport cyclique de hachage. Elle est inversement proportionnelle au taux d'ondulation lui-même :

$$L = \frac{k}{\Delta i} = \frac{k}{\tau_i \cdot I_0}$$

L'énergie maximale à stocker dans l'inductance vaut :

$$W_{\max} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_M^2$$

Le courant maximal vaut : $I_M = I_0 \cdot \left(1 + \frac{\tau_i}{2}\right)$

et le courant efficace s'exprime par : $I_{\text{eff}} = I_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{\tau_i^2}{12}}$

Le produit des aires nécessaire $A_e \cdot S_b$ est proportionnel à $L \cdot I_M \cdot I_{\text{eff}}$ donc :

$$A_e \cdot S_b \propto L \cdot I_M \cdot I_{\text{eff}} = I_0 \cdot \frac{\left(1 + \frac{\tau_i}{2}\right)^2 \cdot \sqrt{1 + \frac{\tau_i^2}{12}}}{\tau_i \cdot \left(1 + \frac{\tau_i}{2}\right)} = I_0 \cdot \frac{1 + \frac{\tau_i}{2}}{\tau_i} \cdot \sqrt{1 + \frac{\tau_i^2}{12}}, \text{ si on appelle : } \beta = \frac{1 + \frac{\tau_i}{2}}{\tau_i} \cdot \sqrt{1 + \frac{\tau_i^2}{12}}$$

τ_i	2 (limite de conduct. discontin.)	1	0,5	0,2
β	1,15	1,56	2,53	5,5

Ainsi, du point de vue du volume du circuit magnétique, il est plus avantageux d'accepter une ondulation de courant importante. En limite de conduction continue, le produit des aires requis est 4,8 fois plus faible qu'avec un taux d'ondulation de 20%. Il faut cependant noter que cette analyse a été faite à densité de courant et induction maximale constantes ; or si l'on accepte un plus grand taux d'ondulation les pertes magnétiques augmentent et les deux paramètres précédents doivent être réduits (voir §2.4.2), ce qui diminue l'avantage.

Cas de l'inductance couplée d'une alimentation flyback

en mode discontinu :

$$P = \eta \cdot f \cdot \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 \quad (\eta : \text{rendement})$$

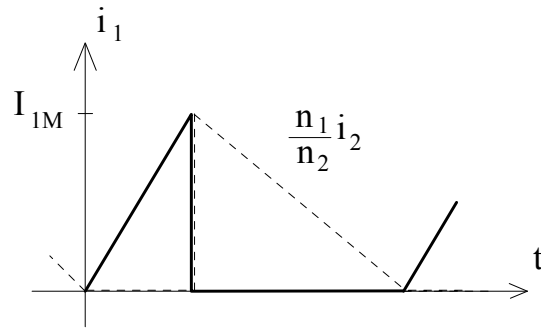
ici, il y a deux enroulements séparés par une couche isolante (respect des normes d'isolement) donc k_B est un peu plus faible que dans le cas d'une inductance seule.

$$n_1 I_{1\text{eff}} = n_1 I_M \sqrt{\frac{\alpha}{3}}, \quad n_2 I_{2\text{eff}} = n_1 I_M \sqrt{\frac{1-\alpha}{3}}$$

si $J_1 = J_2 = J$:

$$S_{Cu} = k_B A_w = \frac{n_1 I_{1eff} + n_2 I_{2eff}}{J}$$

$$k_B A_w = \frac{n_1 I_M}{J} \frac{\sqrt{\alpha} + \sqrt{1-\alpha}}{\sqrt{3}}, \text{ alors}$$



$$P = \eta \cdot f \cdot \frac{\sqrt{3}}{2(\sqrt{\alpha} + \sqrt{1-\alpha})} \cdot k_B \cdot A_w \cdot A_e \cdot B_M \cdot J$$

($\sqrt{\alpha} + \sqrt{1-\alpha}$ passe par un maximum $\sqrt{2}$ pour $\alpha = 1/2$ et tend vers 1 pour $\alpha \rightarrow 0$ ou $\alpha \rightarrow 1$)

Calcul de la chute de tension dans une inductance

la résistance vaut environ :

$$r_L = n \cdot \rho \frac{l_B}{S_{Cu}} \quad (S_{Cu} = \frac{I_{eff}}{J})$$

$$\Delta u_L = r_L \cdot \langle i_L \rangle$$

Puissance dissipée

pertes Joule : $P_J = r_L \cdot I_{eff}^2$

pertes fer : on peut les estimer d'après les courbes de pertes fournies.

Elles dépendent de la fréquence et de l'excursion d'induction B

Les courbes données correspondent à une induction sinusoïdale bidirectionnelle ce qui n'est pas le cas dans les inductances de lissage. On peut estimer les pertes fer en divisant par 2 la valeur donnée et en considérant que les valeurs de B données correspondent à B.

Exemple avec un pot RM14 en matériau 3F4 (courbes de pertes fournies) :

$$f=100 \text{ kHz} \quad \tau_i = 0,2 \quad B_M = 0,2 \text{ T}$$

$$\Delta B \approx \frac{2 \tau_i}{2 + \tau_i} B_M = 0,04 \text{ T}$$

d'après la documentation fournie (page 10)

on lit : environ 15 kW/m^3 à 100 kHz à $0,04 \text{ T}$

(si on avait pris, sans se poser de questions : $B_{max} = 0,2 \text{ T}$ on aurait trouvé 2000 kW/m^3)

alors, pour un volume de 13900 mm^3 (volume effectif du RM14, page 17), on obtient : 210 mW

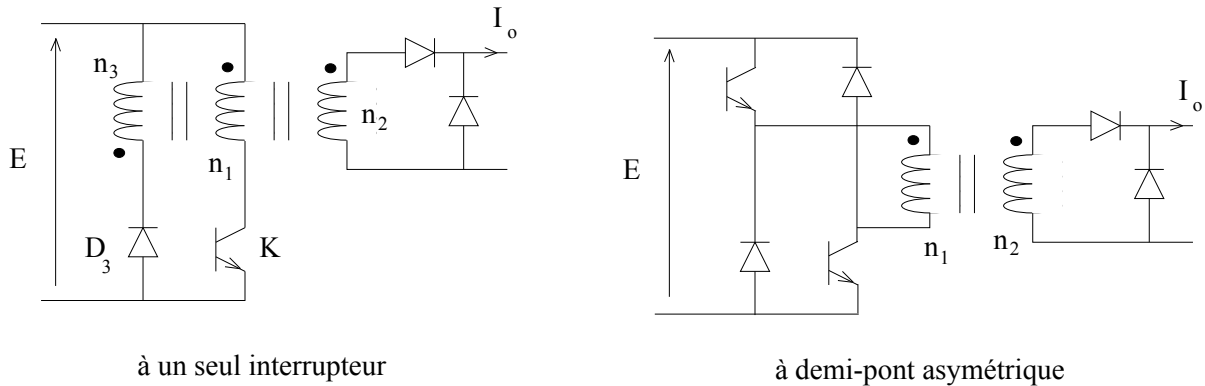
Il arrive fréquemment que l'on sorte des courbes fournies par le fabricant. Dans ce cas, on peut supposer, en première approximation, que les pertes croissent avec le carré de l'induction. En ce qui concerne la fréquence, il arrive que le fabricant propose une formule d'Epstein :

$$P_{fe} \cong K \cdot B_M^\alpha \cdot f^\beta$$

3.2 Pré-sélection du noyau d'un transformateur

Les caractéristiques des circuits magnétiques sont celles étudiées précédemment. Dans un transformateur, il n'y a généralement pas d'entrefer car on souhaite un courant magnétisant minimal (L_1 maxi).

3.2.1 Alimentations forward à flux unidirectionnel



En première approximation, négligeons la place occupée par l'enroulement de démagnétisation n_3 du montage à un seul interrupteur : les deux montages sont alors équivalents.

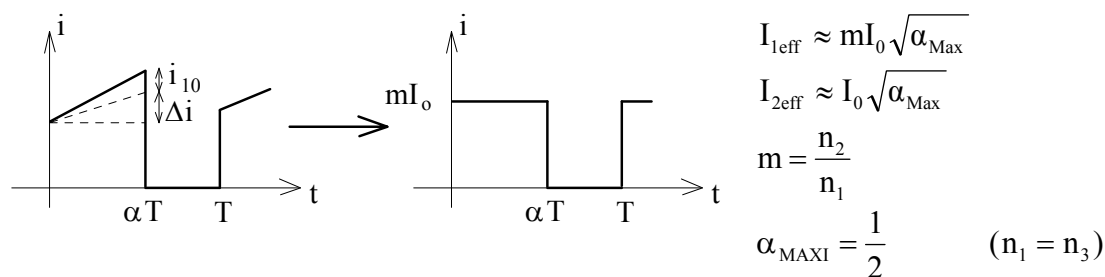
La contrainte d'induction maximale se traduit par :

$$\boxed{\frac{E \cdot \alpha_{\text{Max}} \cdot T}{n_1} \leq B_M \cdot A_e} \quad F = \frac{1}{T} \text{ fréquence de découpage}$$

La limite de place bobineable conduit à : $n_1 \frac{I_{1\text{eff}}}{J_1} + n_2 \frac{I_{2\text{eff}}}{J_2} \leq k_B \cdot A_w$

(J_1 peut être différente de J_2 selon la place du bobinage : intérieur ou extérieur)

si on néglige le courant magnétisant I_{10} devant mI_2 (au fonctionnement nominal) ainsi que l'ondulation Δi du courant I_0



$$\boxed{2 \cdot n_2 \cdot \sqrt{\alpha_{\text{Max}}} \cdot I_0 \leq k_B \cdot A_w \cdot J_{\text{eq}}} \quad \text{avec } J_{\text{eq}} = \frac{2 \cdot J_1 J_2}{J_1 + J_2}$$

En négligeant les pertes, la puissance convertie vaut : $P = \alpha_{\text{Max}} \cdot m \cdot E \cdot I_0$

$$\text{alors } P = \frac{k_B}{2 \sqrt{\alpha_{\text{Max}}}} B_M \cdot J_{\text{eq}} \cdot A_e \cdot A_w \cdot F \quad \text{avec } \alpha \cong \frac{1}{2} \text{ à } P_{\text{max}}$$

$$\text{soit : } \boxed{P_{\text{max}} = \frac{k_B}{\sqrt{2}} \cdot F \cdot B_M \cdot J_{\text{eq}} \cdot A_e \cdot A_w}$$

$k_B \approx 0,2$ à $0,3$ selon le diamètre des conducteurs (épaisseur relative d'émail), le nombre d'enroulements et l'espace de séparation entre primaire et secondaire (contraintes d'isolement). En prenant en compte le rendement, comme nous l'avons fait pour le flyback, on peut écrire ;

$$A_e \cdot A_w \geq \frac{P_{\max} \cdot \sqrt{2}}{\eta \cdot k_B \cdot F \cdot B_M \cdot J_{\text{eq}}}$$

Cette expression laisse penser qu'à produit des aires donnés, la puissance croît proportionnellement à la fréquence. Ceci n'est vrai que si l'induction maximale peut être maintenue. Or, il n'en est rien aux hautes fréquences car les pertes magnétiques volumiques doivent être maintenues à une valeur thermiquement acceptable. Ainsi, c'est en réalité le produit $B_M \cdot f$ qui est limité (cf §3.5.2b).

Calcul du nombre de spires

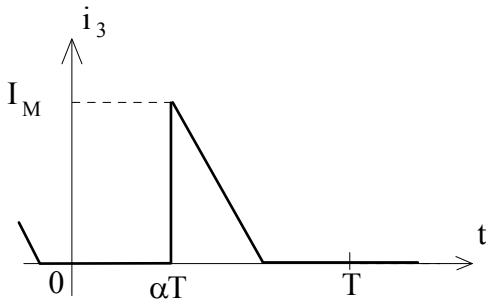
$$n_1 \geq \frac{\alpha_{\text{MAX}} \cdot E}{B_M \cdot A_e \cdot F}$$

$n_2 = m \cdot n_1$ où m a été déterminé compte tenu des chutes de tension (résistives et empiètement) dans le transformateur, dans le redresseur de sortie et dans l'inductance de lissage.

section des conducteurs

$$S_{\text{Cu1}} = \frac{I_{\text{1eff}}}{J_1} \quad S_{\text{Cu2}} = \frac{I_{\text{2eff}}}{J_2}$$

dans le cas de l'enroulement de démagnétisation



$$\Rightarrow S_{\text{Cu3}} = \frac{I_{\text{3eff}}}{J_3} = \frac{E \cdot \alpha_{\text{MAX}}}{n_1^2 \cdot A_L \cdot F \cdot \sqrt{6}}$$

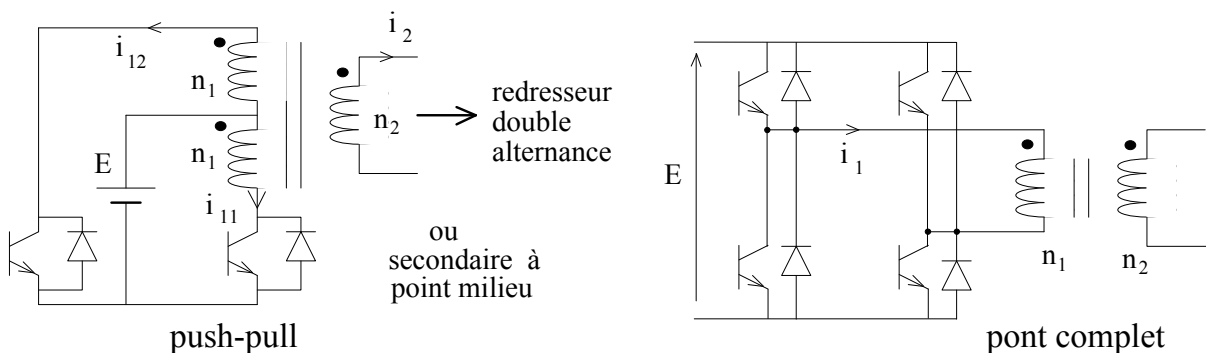
si $n_3 = n_1$

$$I_{\text{3eff}} = I_M \sqrt{\frac{1-\alpha}{3}}$$

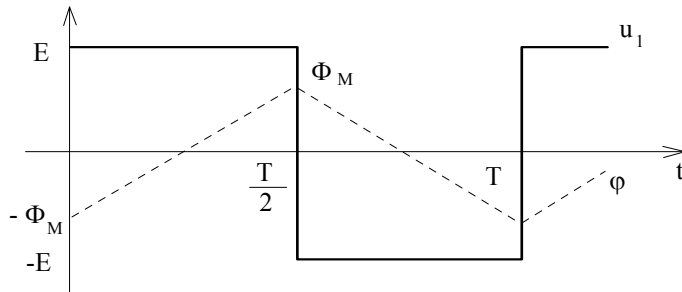
soit pour $\alpha = 1/2$ (pire des cas) : $I_{\text{3eff}} = \frac{I_M}{\sqrt{6}}$

avec $I_M = \frac{E}{L_1} \alpha T$ et $L_1 = n_1^2 \cdot A_L$

3.2.2 Structures forward à flux bidirectionnel



Il existe un troisième montage dit en demi-pont avec source à point milieu. Les fonctionnements de ces trois montages diffèrent quelque peu, sauf à la puissance maximale où l'on applique une tension "pleine onde". Ici encore, en première approximation, on négligera le courant magnétisant devant le courant mi_2 .



$$\varphi = \frac{1}{n_1} \int u_1 dt$$

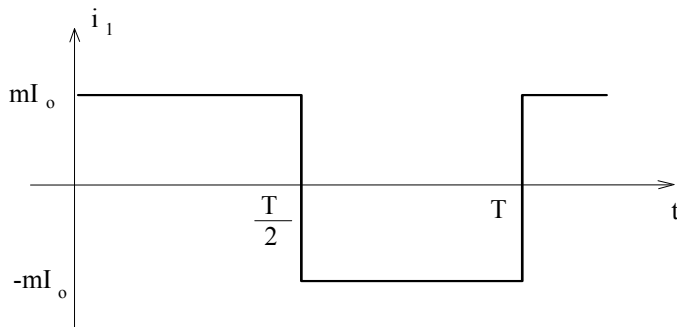
$$E = n_1 \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = n_1 \frac{2\varphi_M}{T/2}$$

On suppose que $\langle u_1 \rangle = 0$, condition nécessaire pour qu'il n'y ait pas de composante continue de courant magnétisant.

alors :

$$E = 4.n_1.B_M.A_e.F$$

(Remarque : il s'agit de la formule de Boucherot appliquée à une alimentation en tension carrée)



Dans le cas de montages à primaire unique

$$k_B A_w \geq n_1 \frac{I_{1eff}}{J_1} + n_2 \frac{I_{2eff}}{J_2}$$

$$I_{1eff} = mI_0$$

$$I_{2eff} = I_0$$

$$k_B A_w \geq 2n_2 \frac{I_0}{J_{eq}}$$

$$P = E.m.I_0$$

$$P = 2.k_B.F.B_M.J_{eq}.A_e.A_w$$

$$\text{avec rendement : } P = \eta.2.k_B.F.B_M.J_{eq}.A_e.A_w$$

Cette expression laisse penser que le gain par rapport aux montages forward à flux unidirectionnel est très important (facteur $2\sqrt{2}$). En fait, cela n'est vrai que pour une induction maximale donnée. A pertes magnétiques volumiques constantes, il faut diviser par 2 la valeurs de B_M dans le montage à flux bidirectionnel, car c'est approximativement l'excursion crête à crête ΔB qui compte. Il apparaît alors un gain beaucoup plus faible de « seulement » $\sqrt{2}$.

Le montage en pont complet nécessite en outre un contrôle précis de la magnétisation pour éviter toute composante continue ce qui introduit un degré de complexité supplémentaire. C'est pourquoi ce montage est assez peu utilisé et qu'en forte puissance, on lui préfère souvent le montage forward en $1/2$ pont asymétrique.

Dans le cas du montage push-pull : $I_{11eff} = m \frac{I_0}{\sqrt{2}} = I_{12eff}$

$$k_B A_w \geq 2n_1 \frac{I_{1eff}}{J_1} + n_2 \frac{I_{2eff}}{J_2} \quad (J_{eq}^{-1} = \frac{\sqrt{2}}{J_1} + \frac{1}{J_2})$$

$$k_B A_w \geq n_2 \frac{I_0}{J_{eq}} \quad (\text{ou si } J_1 = J_2 : k_B A_w \geq (1 + \sqrt{2}) n_2 \frac{I_0}{J})$$

si $J_1 = J_2$:

$$P = \frac{4}{1 + \sqrt{2}} \cdot k_B \cdot F \cdot B_M \cdot J \cdot A_e \cdot A_w$$

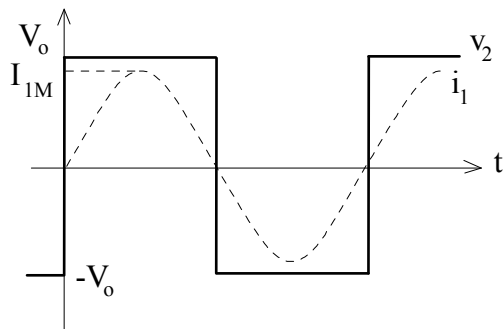
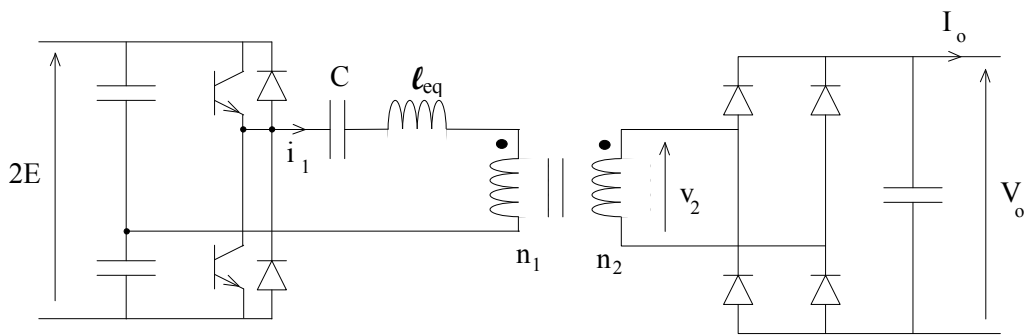
cette expression est aussi valable dans le cas d'un primaire unique et d'un secondaire à point milieu.

Dans le cas d'enroulements doubles au primaire et au secondaire :

$$P = \sqrt{2} \cdot k_B \cdot F \cdot B_M \cdot J \cdot A_e \cdot A_w$$

Autrement dit, les enroulements doubles nécessitent plus de cuivre, ce qui conduit à une sous utilisation du circuit magnétique, l'avantage étant un gain sur le nombre de semi-conducteurs et donc sur leurs pertes de conduction essentiellement.

3.2.3 Alimentation à résonance série



$$\text{à } f = f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{l_{eq} \cdot C}}$$

$$\frac{2}{\pi} \frac{I_{1M}}{m} = I_0$$

$$\Rightarrow I_{1M} = \frac{\pi}{2} \cdot m I_0$$

$$V_0 = 4 \cdot n_2 \cdot B_M \cdot A_e \cdot f_0$$

$$I_{1eff} = \frac{I_{1M}}{\sqrt{2}} \quad I_{2eff} = \frac{I_{1M}}{m\sqrt{2}}$$

$$k_B A_w \geq n_1 \frac{I_{1eff}}{J_1} + n_2 \frac{I_{2eff}}{J_2} = 2n_1 \frac{I_{1eff}}{J_{eq}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} n_2 \frac{I_0}{J_{eq}} \quad (J_{eq} = \frac{J_1 J_2}{J_1 + J_2})$$

$$P = V_0 \cdot I_0 \Rightarrow P = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot k_B \cdot B_M \cdot J_{eq} \cdot A_e \cdot A_w \cdot f_0$$

3.3 Caractéristiques principales de quelques noyaux ferrites

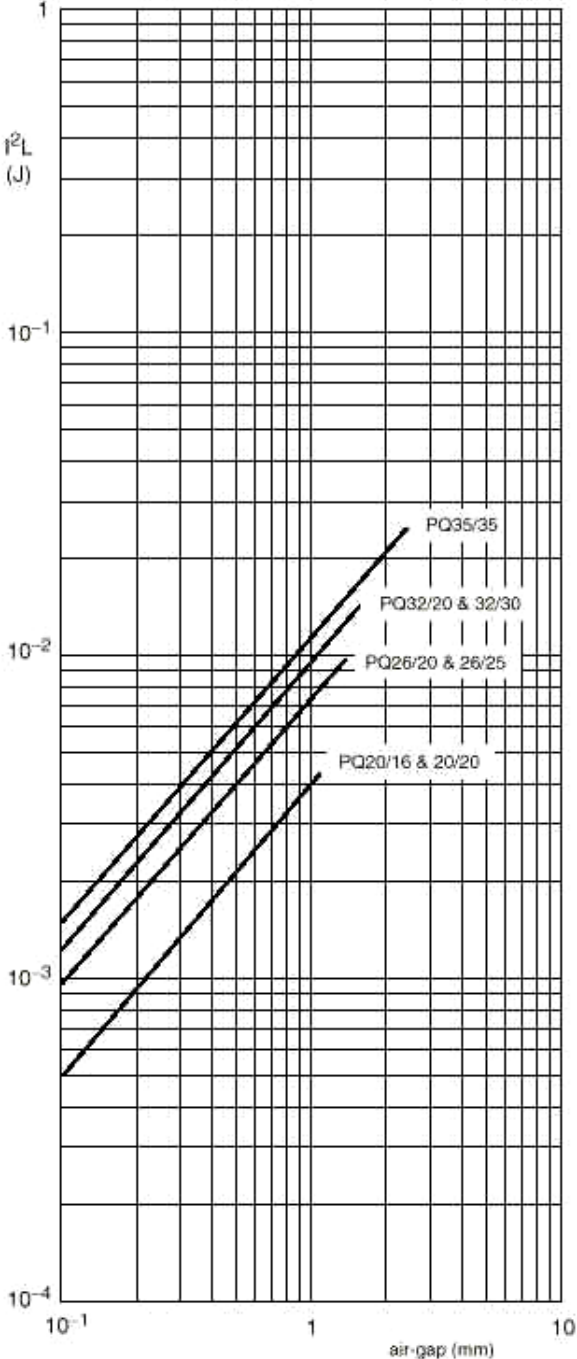
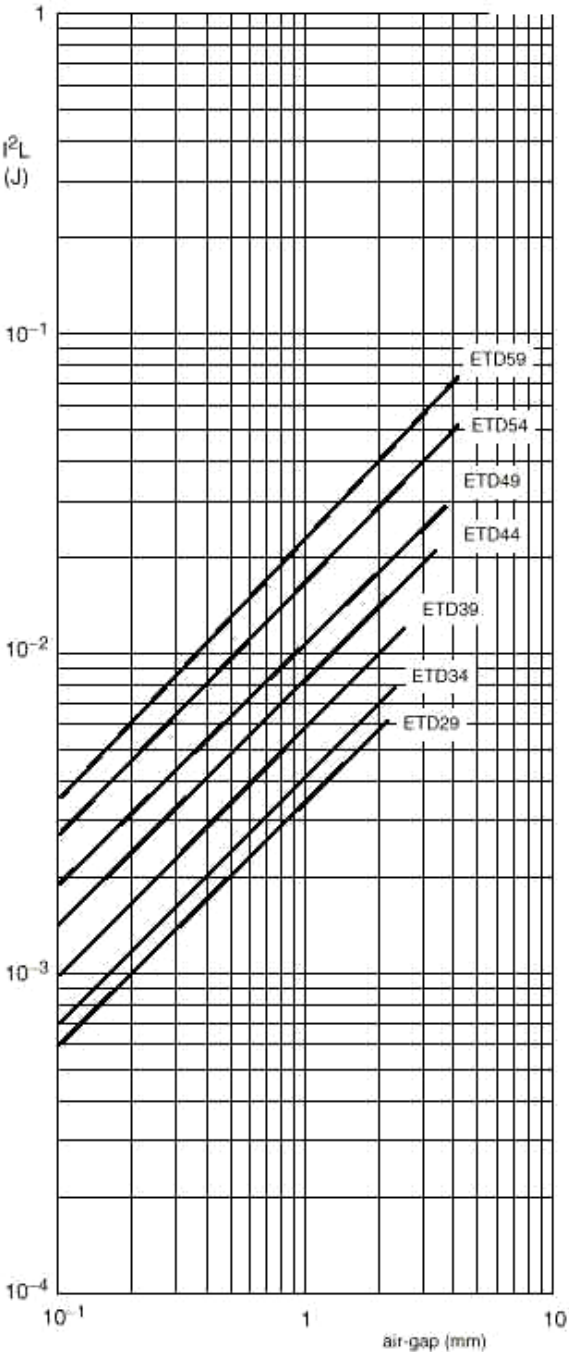
Le tableau suivant donne les dimensions caractéristiques (aires et produit des aires) de quelques circuits magnétiques couramment employés.

Ces dimensions n'étant pas parfaitement standardisées, elles varient sensiblement d'un constructeur à l'autre. Il s'agit donc d'**ordres de grandeurs**.

Les valeurs d'énergie maximale stockable (pour une inductance) ont été fournies à titre indicatif sur les bases suivantes : $k_i = 1,2$, $k_b = 0,6$, $J = 5 \text{ A/mm}^2$ et $B_M = 0,3 \text{ T}$ (voir chapitre pré-sélection du noyau d'une inductance).

Type de noyau	$A_e \text{ mm}^2$	$A_w \text{ mm}^2$	$A_e \cdot A_w \text{ mm}^4$	Wmax en mJ avec 5 A/mm^2 et $0,3 \text{ T}$
E-1907	30	35	1050	0,57
E-2006	32,2	36	1159	0,63
E-2506	40	50	2000	1,1
E-2507	55	60	3300	1,8
E-3007	60	80	4800	2,6
E-3008	64	90	5760	3,1
E-3213	113	85	9605	5,2
E-3611	116	115	13 334	7,2
E-4113	158	124	19 592	11
E-4215	180	175	31 500	17
E-4220A	233	175	40 775	22
E-5521A	357	270	96 390	52
E-5525A	420	270	113 400	61
E-6527A	550	390	214 500	120
ETD-29/16/10	76	90	6840	3,7
ETD-34/17/11	97	123	11 931	6,4
ETD-37/20/13	125	177	22 115	12
ETD-44/22/15	173	214	37 022	20
ETD-49/25/16	211	273	57 603	31
pot RM5	20,8	9,5	198	0,11
pot RM6	31,3	15	469	0,25
pot RM8	52	30,3	1575	0,85
pot RM10	83	43	3569	1,9
pot RM12	146	75	11 000	5,9
pot RM14	178	109	19 402	10
pot PM 50/39	370	154	56 980	29
pot PM 62/49	570	270	153 900	79
pot PM 74/59	790	442	349 180	250
pot PM 87/70	910	657	597 870	310
pot PM 114/93	1720	1070	1 840 400	950

Les figures suivantes donnent des exemples de valeurs de LI_M^2 en fonction de la valeur de l'entrefer pour différents noyaux (pots RM et circuits ETD), doc. Philips (un facteur de remplissage de la fenêtre, ici 40%, est pris en compte) :



3.4 Détermination des inductances de fuites

Il est important de pouvoir déterminer les inductances de fuites pour plusieurs raisons :

- estimation des écrêteurs dans le cas du montage flyback et du montage forward à un seul interrupteur et sans enroulement de démagnétisation.
- calcul des chutes de tension dues à l'empiètement
(cas du forward à flux unidirectionnel : $\delta U_\varepsilon \approx f \cdot I_{2eq} \cdot I_0$)
- calcul de l'inductance d'oscillation dans le cas de l'alimentation à résonance série dans le cas où ce sont les fuites du transformateur qui la constituent entièrement ou partiellement.

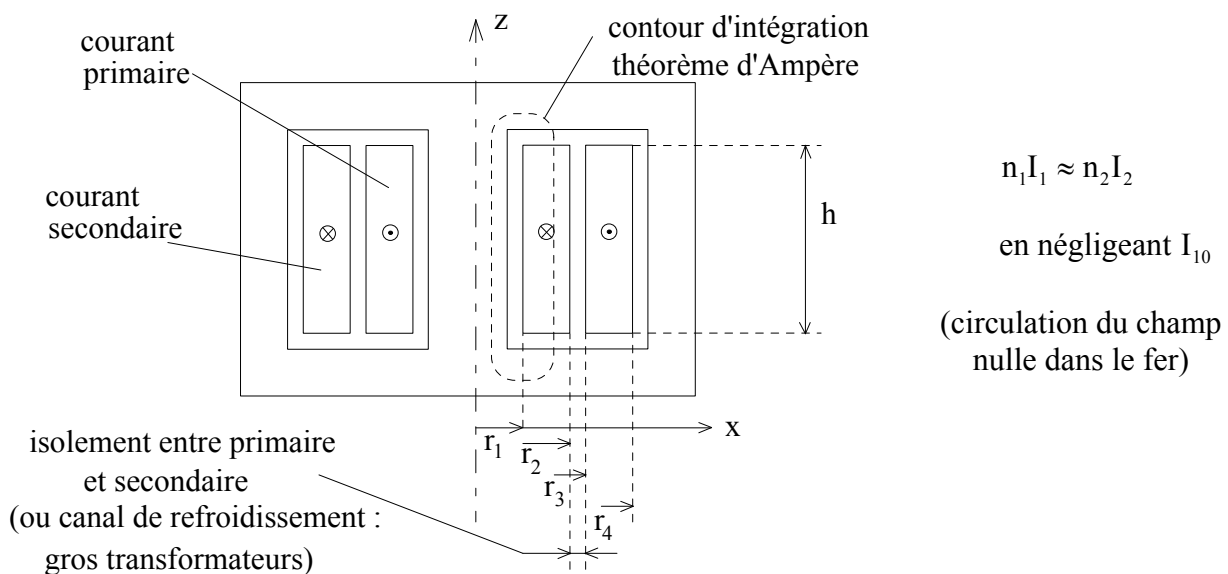
Principe de calcul de l'inductance de fuites

Il s'agit de calculer l'énergie emmagasinée dans la fenêtre, comme le milieu n'est pas saturable, l'inductance correspondante ne varie pas :

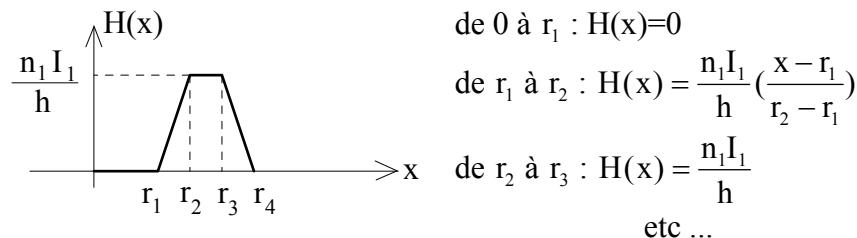
$$W_f = \frac{1}{2} I_{2eq} I_2^2 \quad \text{ou encore} \quad \frac{1}{2} I_{1eq} I_1^2$$

où I_{1eq} et I_{2eq} sont les inductances de fuites équivalentes ramenées respectivement au primaire et au secondaire.

Prenons l'exemple d'un enroulement concentrique :



Le champ $H(x)$ se répartit de la manière suivante :



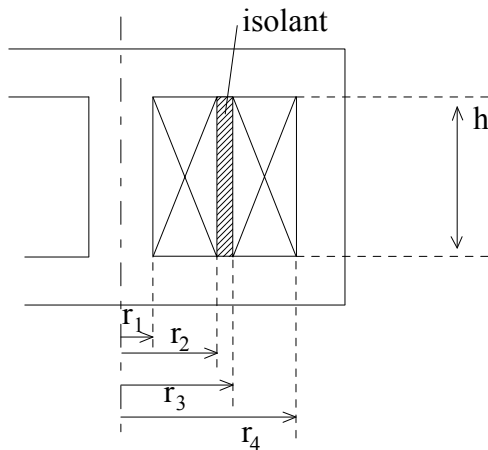
La symétrie selon l'axe z peut être de révolution (cas des pots) ; s'il n'y a pas de symétrie (jambes de section rectangulaires : noyaux E, C, ETD ...) on effectue le calcul en supposant une symétrie de révolution pour simplifier le calcul (les résultats sont tout à fait convenables)

Soit $w = \frac{1}{2} \mu_0 H^2$ l'énergie volumique :

$$W = \int w \cdot dv = \frac{1}{2} \mu_0 \int_{r_1}^{r_4} [2 \cdot \pi \cdot x \cdot h \cdot dx] \cdot H^2(x)$$

Les résultats de ce calcul conduisent à des expressions complexes. Ainsi on peut obtenir des formules plus simples en considérant des éléments de volume calculés à partir du rayon moyen des bobinages. Les résultats suivants pour divers géométries de bobinages ont été calculés avec cette approximation :

Enroulements concentriques



$$l_{2eq} = \frac{\mu_0 \Pi n_2^2}{3h} (r_4^2 + 2r_3^2 - 2r_2^2 - r_1^2)$$

$$l_{1eq} = \frac{l_{2eq}}{m^2}$$

$$(m = \frac{n_2}{n_1})$$

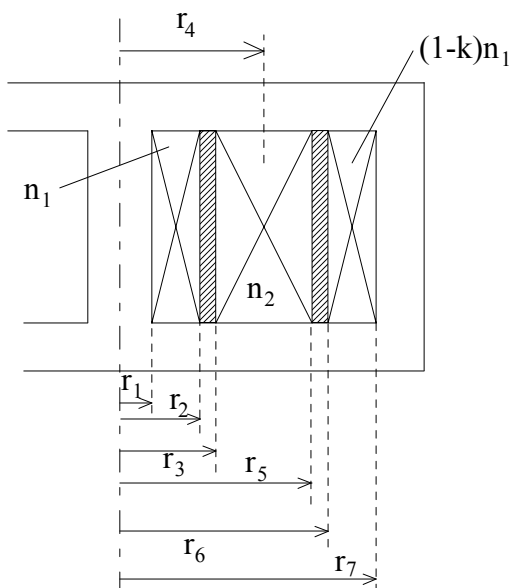
On remarque que l est inversement proportionnelle à h .
Si on appelle $w_1 = r_2 - r_1$, $w_2 = r_3 - r_4$, $w_{ps} = r_3 - r_2$ et

$$R = \frac{r_2 + r_3}{2}$$

$$\text{on a : } l_{2eq} \approx 2\pi \cdot \mu_0 \cdot n_2^2 \cdot \frac{R}{h} \cdot (\frac{w_1 + w_2}{3} + w_{ps})$$

A surface bobinaable constante $(r_4 - r_1)h$, l_{2eq} croît sensiblement avec h^2 ; Ainsi, avec ce type d'enroulements, les circuits magnétiques plats augmentent considérablement les fuites.

Enroulements concentriques imbriqués



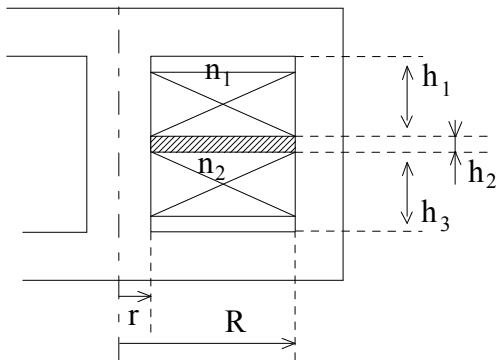
primaire fractionné
diminution de l'inductance de fuites.

$$l_{2eq} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot n_2^2}{3 \cdot h} \left[k^2 (r_4^2 + 2r_3^2 - 2r_2^2 - r_1^2) + (1-k)^2 (r_7^2 + 2r_6^2 - 2r_5^2 - r_4^2) \right]$$

$$r_4 = r_3 + k(r_5 - r_3)$$

Enroulements superposés

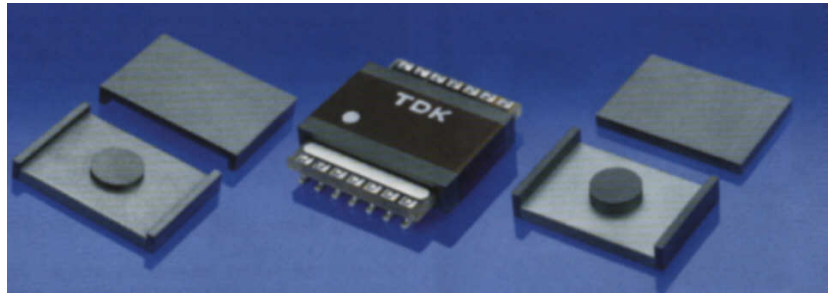
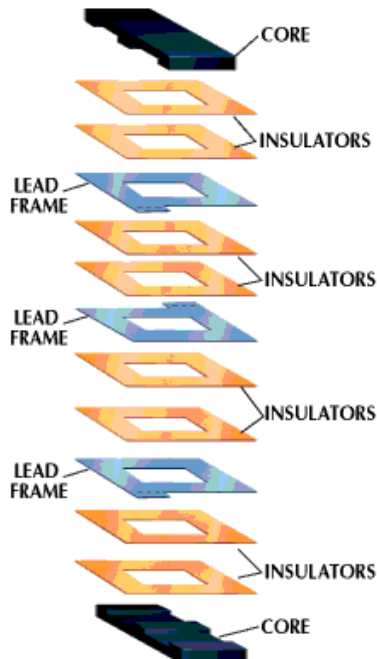
Dans ce cas, les lignes de champ sont horizontales dans la fenêtre et, en première approximation, le champ ne varie qu'en fonction de la hauteur.



permet d'augmenter les fuites
(alimentation à résonance)

$$l_{2eq} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot n_2^2 \cdot (R + r)}{3 \cdot (R - r)} \cdot (h_1 + 3h_2 + h_3)$$

Dans les architectures dites planar (extra plates) la hauteur h est très faible et les fuites sont également très faibles. Les figures ci-dessous montrent la constitution de telles architectures :



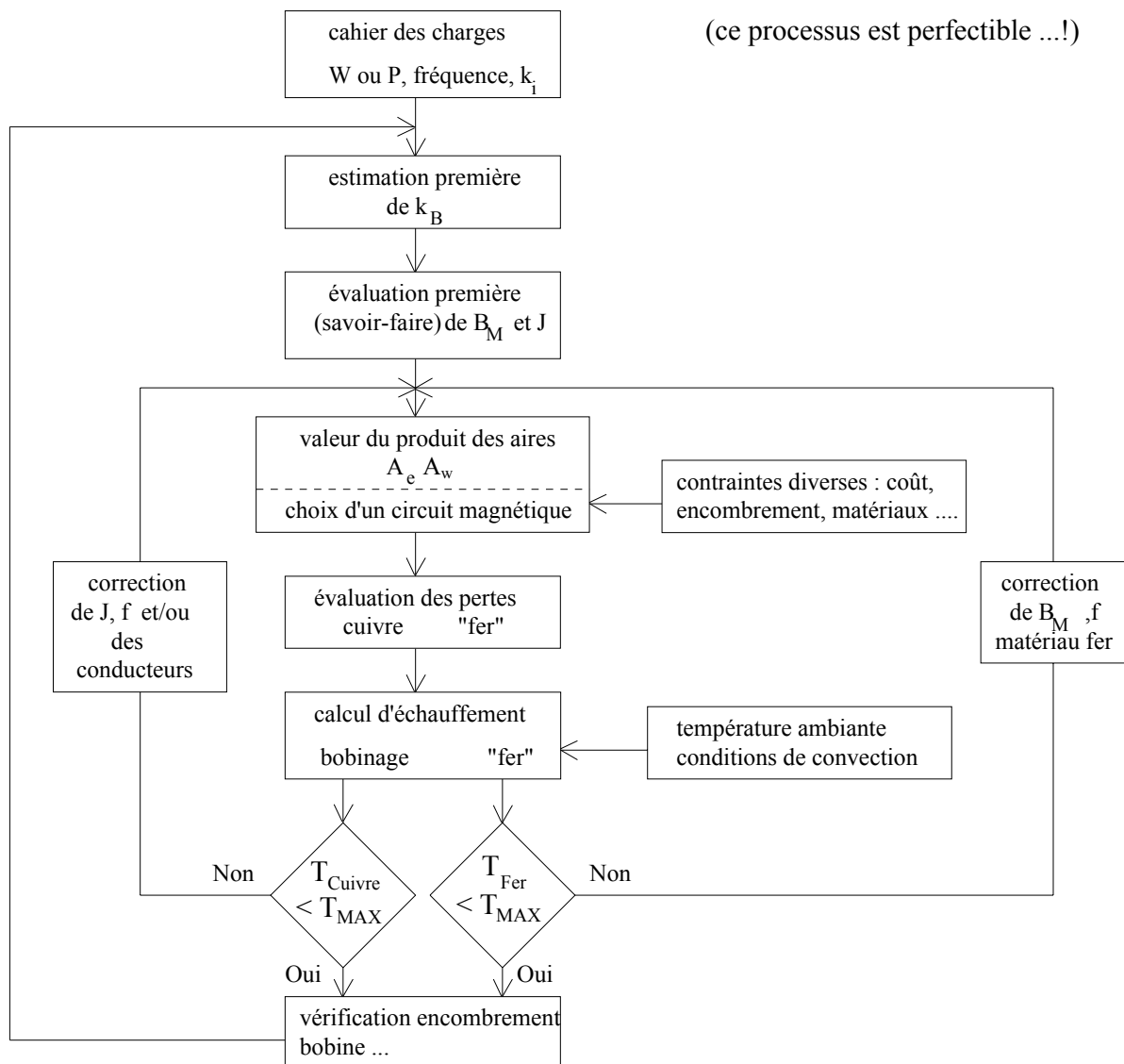
3.5 Choix de J et de B_M : un problème thermique.

Nous avons vu qu'il était possible d'exprimer l'énergie stockée ou la puissance transmise dans les composants magnétiques par :

$$W \propto \underbrace{A_e \cdot A_w}_{\text{"produit des aires"}} \cdot J \cdot B_M \quad \text{ou} \quad P \propto F \cdot A_e \cdot A_w \cdot J \cdot B_M$$

Pour déterminer le circuit magnétique adéquat, il faut connaître préalablement J la densité de courant et B_M l'induction maximale. Or ces valeurs dépendent des conditions de fonctionnement et si l'on peut, en première approximation, leur donner un ordre de grandeur, une optimisation du dimensionnement nécessite un processus itératif. Nous allons ici décrire un dimensionnement dit thermique, c'est-à-dire fondé sur une température de fonctionnement maximale et compatible avec les matériaux employés et la durée de vie, mais rien n'interdit, pour obtenir un meilleur rendement et/ou une plus grande durée de vie (éco-conception), d'abaisser les températures de fonctionnement.

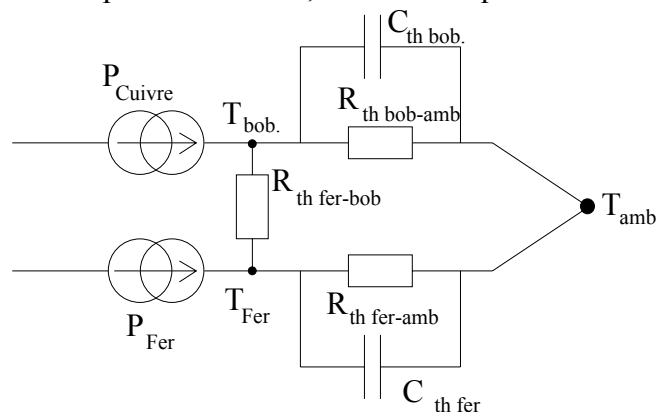
Dans le cas du « dimensionnement thermique », un échauffement trop faible (en dessous des valeurs admises par les matériaux) signifie que le système est surdimensionné (excédant de matière). Dans le cas contraire, sa durée de vie sera compromise par une dégradation thermique accélérée.



Notons que les températures admissibles par les bobinages dépendent des isolants utilisés et qu'il est courant d'atteindre 180°C (classe H) dans les transformateurs basse fréquence. Dans le cas des circuits en ferrite, la carcasse du bobinage, généralement en matière plastique (polyester : 110°C permanents ou polyamide : 120°C), limite généralement la température à des valeurs inférieures. Les ferrites admettent des températures maximales encore plus faibles (environ 80 à 100°C) à cause du risque d'emballement thermique décrit plus loin. Il est donc nécessaire d'évaluer convenablement les pertes d'une part et les caractéristiques de refroidissement d'autre part.

3.5.1 Evaluation de l'échauffement

Nous proposons, pour les composants bobinés, le schéma équivalent thermique suivant :



Ce schéma est évidemment très simplifié, il ne rend pas compte des différences de température importantes entre la jambe centrale du circuit magnétique et l'extérieur, entre le primaire et le secondaire (dans le cas d'un transfo)...

En toute première approximation, on peut dire que les pertes cuivre sont échangées partiellement, directement vers l'ambiance par conduction cuivre-isolant puis par convection, et par le noyau à travers la carcasse de la bobine. Elles contribuent ainsi à l'échauffement du fer. Les pertes fer, quant à elles, sont échangées par conduction dans la ferrite puis par convection, les circuits magnétiques entourent souvent les bobinages.

Le contact thermique bobine-fer, à travers la carcasse, est en général très mauvais. On peut éventuellement négliger $R_{th\ fer-bob}$ (infinie). Alors :

- $R_{th\ fer-amb}$ doit être déterminée avec la présence de la bobine qui gêne l'évacuation de chaleur.
- $R_{th\ bob-amb}$ doit être déterminée avec le circuit magnétique qui l'entoure partiellement.

Rappelons sommairement les propriétés thermiques des matériaux utilisés :

Cuivre massif :	$\lambda \approx 380\text{ W/m.K}$	$C \approx 390\text{ J/K.kg}$	$\varpi \approx 8,9\text{ kg/dm}^3$
ferrites :	$\lambda \approx 4\text{ à }6\text{ W/m.K}$	$C \approx 750\text{ J/K.kg}$	$\varpi \approx 4\text{ à }5\text{ kg/dm}^3$
isolants :	$\lambda \approx 0,1\text{ à }0,3\text{ W/m.K}$		

On remarquera la mauvaise conductivité thermique des ferrites.

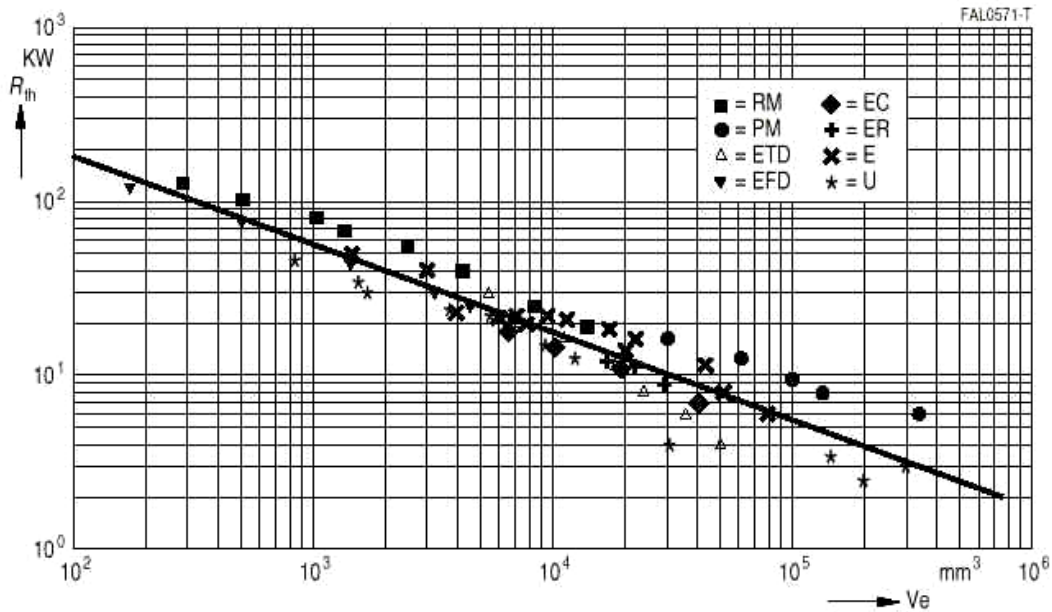
Les circuits magnétiques sont encore relativement mal caractérisés sur le plan thermique. Les valeurs des différentes résistances thermiques dépendent pratiquement des matériaux utilisés mais également du procédé de réalisation du bobinage (imprégnation...). Mais on trouve quand-même quelques données de résistance thermique globale (en général sans distinction bobine, noyau).

Siemens-Matsushita spécifique, dans son databook ferrites, une résistance thermique globale pour ces différents circuits :

Core shapes	R_{th} (K/W)	Core shapes	R_{th} (K/W)	Core shapes	R_{th} (K/W)
RM 4	120	TT/PR 14 × 8	77	ER 9,5	164
RM 4 LP	135	TT/PR 18 × 11	54	ER 11/5	134
RM 5	100	TT/PR 23 × 11	39	ER 28/17/11	22
RM 5 LP	111	TT/PR 23 × 18	31	ER 35/20/11	18
RM 6	80	TT/PR 30 × 19	24	ER 42/22/15	14
RM 6 LP	90			ER 46/17/18	13
RM 7	68	E 5	308	ER 49/27/17	9
RM 7 LP	78	E 6,3	283	ER 54/18/18	11
RM 8	57	E 8,8	204		
RM 8 LP	65	E 13/7/4	94	ETD 29/16/10	28
RM 10	40	E 14/8/4	78	ETD 34/17/11	20
RM 10 LP	45	E 16/8/5	65	ETD 39/20/13	16
RM 12	25	E 16/6/5	76	ETD 44/22/15	11
RM 12 LP	29	E 19/8/5	60	ETD 49/25/16	8
RM 14	18	E 20/10/6	46	ETD 54/28/19	6
RM 14 LP	21	E 21/9/5	59	ETD 59/31/22	4
		E 25/13/7	40		
PM 50/39	15	E 25,4/10/7	41	EC 35/17/10	18
PM 62/49	12	ED 29/14/11	24	EC 41/20/12	15
PM 74/59	9,5	E 30/15/7	23	EC 52/24/14	11
PM 87/70	8	E 32/16/9	22	EC 70/35/16	7
PM 114/93	6	E 32/16/11	21		
		E 34/14/9	23	EFD 10/5/3	120
EP 7	141	E 36/18/11	18	EFD 15/8/5	75
EP 10	122	E 40/16/12	20	EFD 20/10/7	45
EP 13	82	E 42/21/15	19	EFD 25/13/9	30
EP 17	58	E 42/21/20	15	EFD 30/15/9	25
EP 20	32	E 47/20/16	13		
		E 55/28/21	11	EV 15/9/7	55
P 3,3 × 2,6	678	E 55/28/25	8	EV 25/13/13	27
P 4,6 × 4,1	390	E 56/24/19	9,5	EV 30/16/13	21
P 5,8 × 3,3	295	E 65/32/27	6,5		
P 7 × 4	214	E 70/33/32	5,5	DE 28	41
P 9 × 5	142	E 80/38/20	7	DE 35	25
P 11 × 7	106	EI LP 18	61		
P 14 × 8	73	EE LP 18	56		
P 18 × 11	51	EI LP 22	38		
P 22 × 13	37	EE LP 22	35		
P 26 × 16	27	EI LP 32	26		
P 30 × 19	22	EE LP 32	24		
P 36 × 22	17	EI LP 43	16		
P 41 × 25	15	EE LP 43	15		
		EI LP 64	9,5		
		EE LP 64	9		

Core shapes	R_{th} (K/W)	Core shapes	R_{th} (K/W)	Core shapes	R_{th} (K/W)
U 11/9/6	46	UU 93/152/16	4,5	UR 29/18/16	19
U 15/11/6	35	UI 93/104/16	5	UR 35/28/12,5	15
U 17/12/7	30	UU 93/152/20	4	UR 38/32/13	12,5
U 20/16/7	24	UI 93/104/20	4,5	UR 39/35/15	11,5
U 21/17/12	22	UU 93/152/30	3	UR 43/34/16	11
U 25/20/13	15	UI 93/104/30	4	UR 42/36/15	10
U 26/22/16	13	U 101/76/30	3,3	UR 42,7/33/14	11
U 30/26/26	4	U 141/78/30	2,5	UR 46/37/15	10

La figure ci-dessous montre l'évolution de la résistance thermique globale en fonction du volume effectif.



Siemens-Matsushita

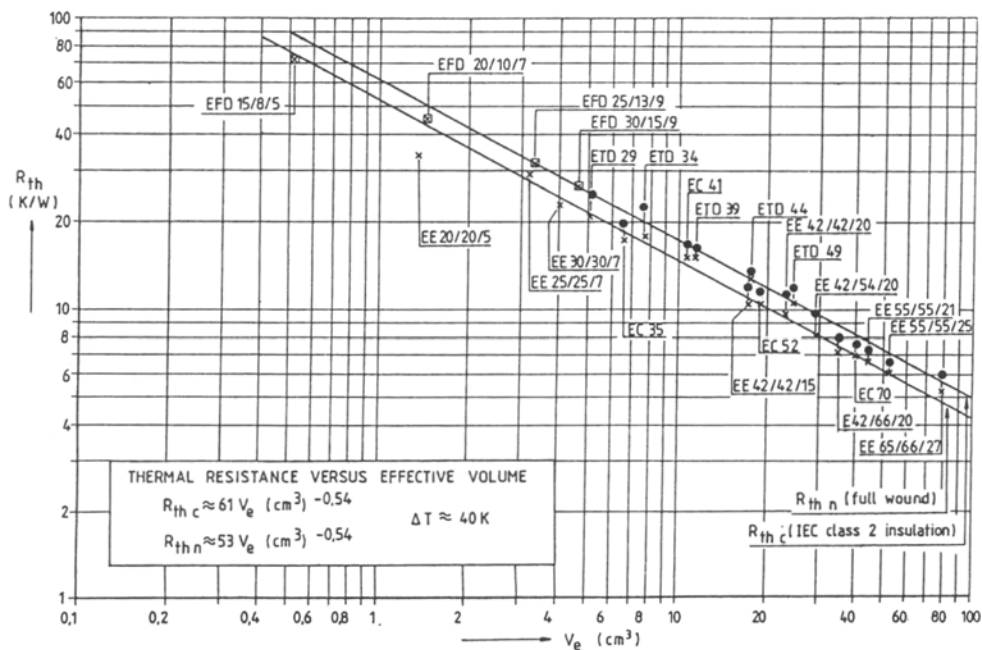
Dans le même esprit, S.A. Mulder (de Philips) a publié (PCIM 1990) des résultats de mesures de résistances thermiques.

Les mesures sont faites dans les conditions suivantes : on crée des pertes Joule dans le bobinage (en continu) et on mesure l'écart de température entre le noyau (à l'intérieur de la carcasse bobinée) et l'ambiance. Selon notre schéma équivalent, il s'agit de :

$$R_{th2} = R_{th \text{ bob-amb}} / [R_{th \text{ Fe-bob}} + R_{th \text{ fer-amb}}]$$

$$R_{th2} \approx R_{th \text{ bob-amb}}$$

Deux cas sont traités : le premier (R_{thc}) correspond à un bobinage avec une isolation IEC classe 2, le second (R_{thn}) correspond à un bobinage en cuivre émaillé :



En recoupant différentes données, on obtient pour les noyaux ETD :

	ETD 34	ETD 39	ETD 49
R_{th1}	7,7 à 6,6 °C/W	6,3 à 5,3	3,7 à 3,5
R_{th2}	22 °C/W	16	12

R_{th1} est généralement plus faible que R_{th2} car la surface d'échange du noyau (entourant partiellement la bobine) est plus grande que celle de la bobine.

3.5.2 Détermination des pertes

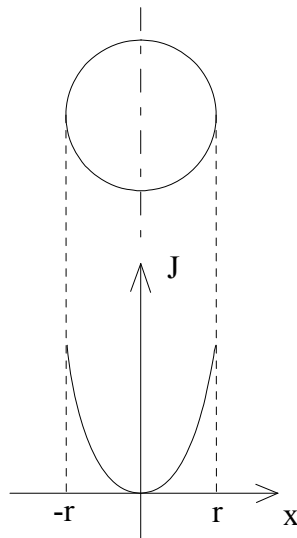
a. Pertes cuivre, choix de J

en courant continu, on peut écrire :

$$P_{Cu} = R_{DC} I^2 \quad \text{où } R_{DC} \text{ est la résistance mesurée en continu.}$$

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{S} \quad \left\{ \begin{array}{l} l \leftarrow \text{longueur de conducteur} \\ S \leftarrow \text{section} \end{array} \right. \quad \rho \approx 1,8 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \text{ à } 20^\circ C \quad \text{avec } \alpha = 4 \cdot 10^{-3} / ^\circ C$$

mais dès que le courant varie, le champ propre développe des courants induits qui modifient la répartition du courant dans la section du conducteur : il s'agit de l'effet de peau. Dans un conducteur cylindrique massif, la répartition est sensiblement la suivante :



$$J \approx J_0 e^{-\frac{x}{e_p}} \quad \text{où } e_p \text{ est l'épaisseur de peau}$$

$$e_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}}$$

$$\text{dans le cuivre : } \left. \begin{array}{l} \rho \approx 2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \text{ à } 100^\circ C \\ \mu = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \end{array} \right\} e_p \approx \frac{71 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{f}} \text{ en USI}$$

$$\text{à } 20 \text{ kHz : } e_p = 0,5 \text{ mm}$$

$$\text{à } 100 \text{ kHz : } e_p = 0,22 \text{ mm}$$

Selon la forme des conducteurs, on peut définir une résistance R_{AC} à la fréquence de la composante variable du courant. Le tableau de la page suivante (extrait des "Techniques de l'Ingénieur" article E230 de L. Ramon) donne pour un conducteur cylindrique le rapport $\frac{R_{HF}}{R_0}$ (ou $\frac{R_{AC}}{R_{DC}}$) en fonction du rayon du conducteur rapporté à l'épaisseur de peau : $\frac{r \cdot \sqrt{2}}{J}$.

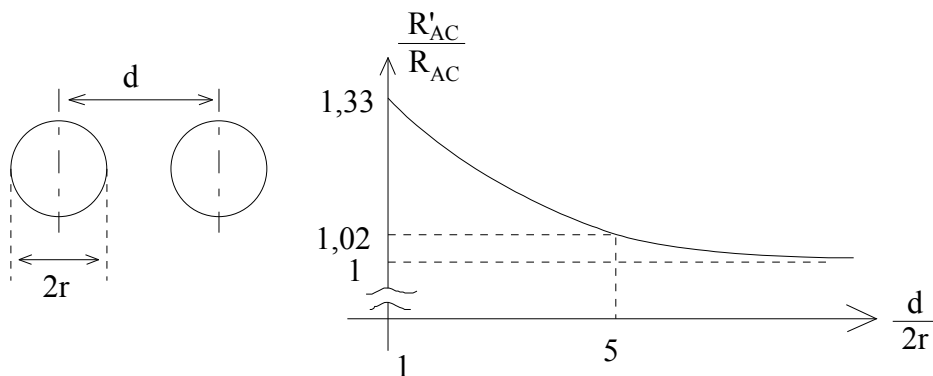
L'inductance du fil est également donnée (on remarquera qu'elle diminue lorsque la fréquence augmente).

R_{HF}/R_0 et L_i/L_0 en fonction du paramètre $u = r\sqrt{2}\delta$.

u	R_{HF}/R_0	L_i/L_0	u	R_{HF}/R_0	L_i/L_0	u	R_{HF}/R_0	L_i/L_0	u	R_{HF}/R_0	L_i/L_0
0.0	1.00000	1.00000	2.9	1.28644	0.86012	6.6	2.60313	0.42389	17.0	6.26817	0.16614
0.1	1.00000	1.00000	3.0	1.31809	0.84517	6.8	2.67312	0.41171	18.0	6.62129	0.15694
0.2	1.00001	1.00000	3.1	1.35102	0.82975	7.0	2.74319	0.40021	19.0	6.97446	0.14870
0.3	1.00004	0.99998	3.2	1.38504	0.81397	7.2	2.81334	0.38933	20.0	7.32767	0.14128
0.4	1.00013	0.99993	3.3	1.41999	0.79794	7.4	2.88355	0.37902	21.0	7.68091	0.13456
0.5	1.00032	0.99984	3.4	1.45570	0.78175	7.6	2.95380	0.36923	22.0	8.03418	0.12846
0.6	1.00067	0.99966	3.5	1.49202	0.76550	7.8	3.02411	0.35992	23.0	8.38748	0.12288
0.7	1.00124	0.99937	3.6	1.52879	0.74929	8.0	3.09445	0.35107	24.0	8.74079	0.11777
0.8	1.00212	0.99894	3.7	1.56587	0.73320	8.2	3.16480	0.34263	25.0	9.09412	0.11307
0.9	1.00340	0.99830	3.8	1.60314	0.71729	8.4	3.23518	0.33460	26.0	9.44748	0.10872
1.0	1.00519	0.99741	3.9	1.64051	0.70165	8.6	3.30557	0.32692	28.0	10.15422	0.10096
1.1	1.00758	0.99621	4.0	1.67787	0.68632	8.8	3.37597	0.31958	30.0	10.86101	0.09424
1.2	1.01071	0.99465	4.1	1.71516	0.67135	9.0	3.44638	0.31257	32.0	11.56785	0.08835
1.3	1.01470	0.99266	4.2	1.75233	0.65677	9.2	3.51680	0.30585	34.0	12.27471	0.08316
1.4	1.01969	0.99017	4.3	1.78933	0.64262	9.4	3.58723	0.29941	36.0	12.98160	0.07854
1.5	1.02582	0.98711	4.4	1.82614	0.62890	9.6	3.65766	0.29324	38.0	13.68852	0.07441
1.6	1.03323	0.98342	4.5	1.86275	0.61563	9.8	3.72812	0.28731	40.0	14.39545	0.07069
1.7	1.04205	0.97904	4.6	1.89914	0.60281	10.0	3.79857	0.28162	42.0	15.10240	0.06733
1.8	1.05240	0.97390	4.7	1.93533	0.59044	10.5	3.97477	0.26832	44.0	15.80936	0.06427
1.9	1.06440	0.96795	4.8	1.97131	0.57852	11.0	4.15100	0.25622	46.0	16.51634	0.06148
2.0	1.07816	0.96113	4.9	2.00710	0.56703	11.5	4.32727	0.24516	48.0	17.22333	0.05892
2.1	1.09375	0.95343	5.0	2.04272	0.55597	12.0	4.50358	0.23501	50.0	17.93032	0.05656
2.2	1.11126	0.94482	5.2	2.11353	0.53506	12.5	4.67993	0.22567	60.0	21.46541	0.04713
2.3	1.13069	0.93527	5.4	2.18389	0.51566	13.0	4.85631	0.21703	70.0	25.00063	0.04040
2.4	1.15207	0.92482	5.6	2.25393	0.49764	13.5	5.03272	0.20903	80.0	28.53593	0.03535
2.5	1.17538	0.91347	5.8	2.32380	0.48086	14.0	5.20915	0.20160	90.0	32.07127	0.03142
2.6	1.20056	0.90126	6.0	2.39359	0.46521	14.5	5.38560	0.19468	100.0	35.60666	0.02828
2.7	1.22753	0.88825	6.2	2.46338	0.45056	15.0	5.56208	0.18822	∞	∞	0
2.8	1.25620	0.87451	6.4	2.53321	0.43682	16.0	5.91509	0.17649			

Mais l'effet de peau, tel qu'il est théoriquement défini, est valable pour un conducteur seul soumis à son propre champ. Dans un bobinage complet au sein d'un circuit magnétique, la répartition des courants dans les conducteurs, en fonction de la place qu'ils occupent, varie considérablement à cause des effets dits de proximité.

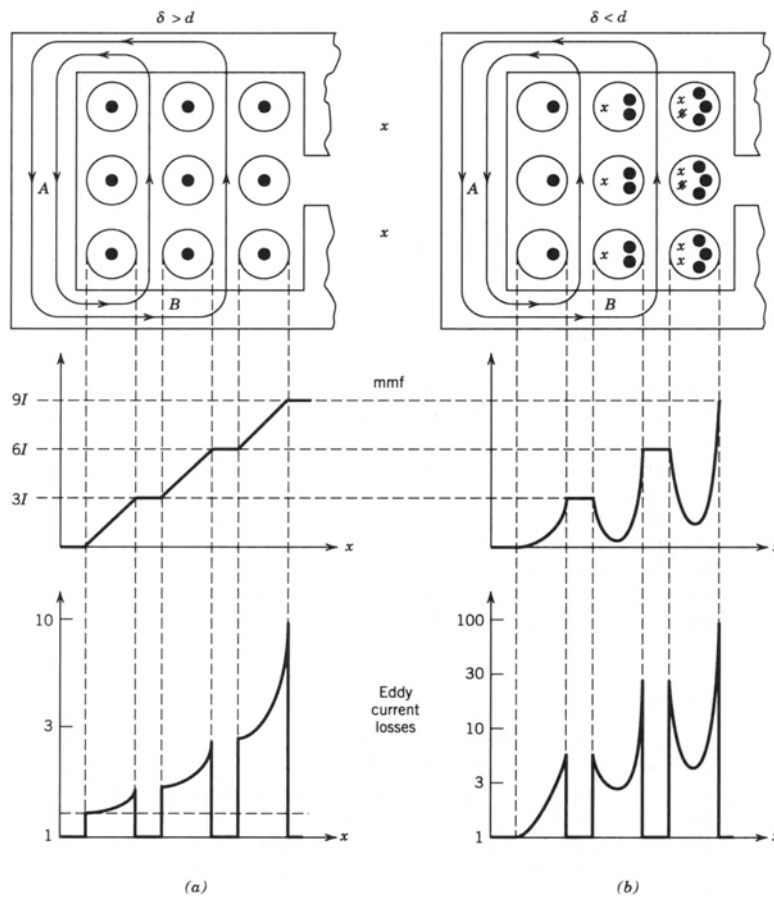
L'effet de proximité augmente la valeur de la résistance apparente en courant alternatif R_{AC} :



Dans un bobinage, par exemple dans le fenêtrage bobinable d'un circuit magnétique, les conducteurs baignent dans un champ magnétique qu'ils ont eux-même créé, à la fréquence des courants qui les traversent.

Lorsqu'il y a plusieurs couches, les couches externes ont une densité de courant plus grande que les couches internes, elles présentent donc globalement une résistance équivalente beaucoup plus grande.

Lorsqu'il s'agit d'une inductance, la présence d'un entrefer accroît la valeur du champ dans lequel les conducteurs baignent, et plus intensément au voisinage de cet entrefer. Il s'en suit des pertes par courants de Foucault qui peuvent devenir prohibitives si l'on ne prend pas de précautions.



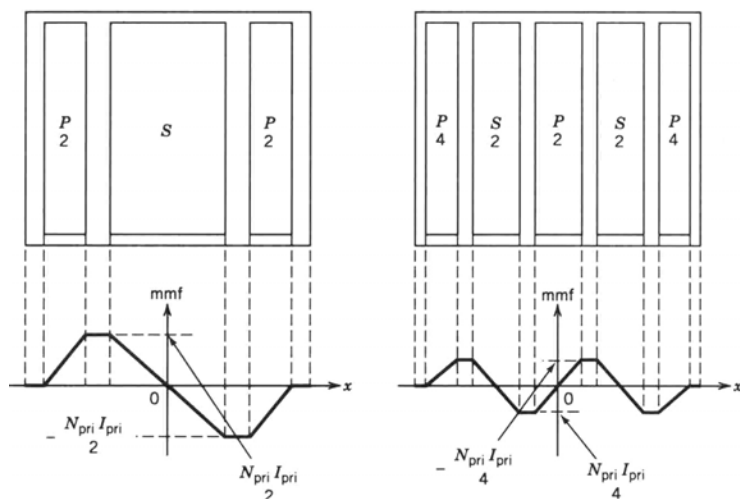
À gauche (a): la fréquence est telle que l'épaisseur de peau est faible devant le rayon des conducteurs. La force magnéto-motrice croît en fonction de la répartition des conducteurs et la densité de pertes par courants de Foucault dans les conducteurs croît avec le carré du champ et la conductivité du milieu : d'où la courbe en bas (eddy current losses).

A droite (b): la fréquence est élevée et les courants induits modifient la répartition de la densité de courant dans les conducteurs et, par conséquent de la force magnéto-motrice. Il en résulte un fort accroissement des pertes qui peut s'observer par une mesure de la résistance équivalente du bobinage en courant alternatif. Cette dernière augmente rapidement avec la fréquence.

Extrait de l'ouvrage: "Power Electronics" de Mohan, Undeland, Robins J.Wiley & Sons, 1995.

Dans tous les cas, la résistance dans un bobinage solénoïdal est plus élevée (coefficient pouvant dépasser 10) et on a toujours intérêt à utiliser des conducteurs de dimensions faibles devant l'épaisseur de peau. Si le courant est élevé, il faut diviser les conducteurs mais cela ne suffit pas : l'ensemble des brins mis en parallèle doit embrasser le même flux pour éviter des courants de circulation. Ils doivent donc occuper, sur un tour, la même position moyenne. En forte puissance, on adopte des câbles transposés (barre Roebel des alternateurs) et aux plus faibles puissance, le fil de Litz permet de négliger les pertes par courants induits.

Dans les transformateurs, on observe le même phénomène, à ceci près que la valeur de la force magnéto-motrice, et donc du champ dans les conducteurs peut atteindre des valeurs plus faibles en adoptant des structures de bobinage adéquates. La figure ci-dessous montre les effets d'une forte imbrication primaire-secondaire sur la valeur de la fmm.

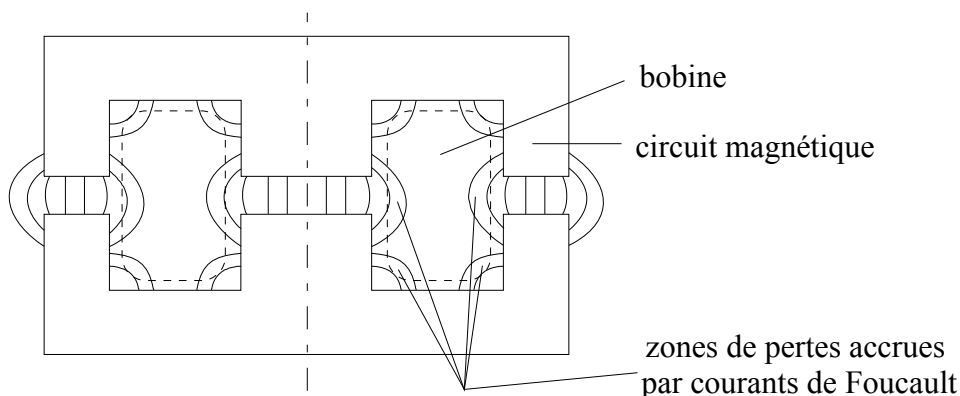


*Extrait de l'ouvrage:
"Power Electronics"
de Mohan, Undeland, Robins
J. Wiley & Sons, 1995.*

Ainsi, les bobinages à faible inductance de fuite donnent lieu à des pertes magnétiques plus faibles dans les bobinages.

Les architectures planar sont très avantageuses de ce point de vue d'autant plus qu'elles utilisent des conducteurs plans donc extrêmement fins dans le sens du champ. Dans ce cas, il est important que les conducteurs restent aussi parfaitement parallèles que possible aux lignes de champ.

La présence d'un entrefer dans un circuit magnétique produit, au voisinage de celui-ci, un épanouissement des lignes de champ associé à un accroissement de l'induction dans les conducteurs se trouvant dans ces zones. Il en résulte des courants de Foucault qui peuvent atteindre des niveaux très gênants :



Ces phénomènes nécessitent des calculs de champs par éléments finis en magnétodynamique. Cependant, un certain nombre de bonnes précautions peuvent être prises :

- utiliser des conducteurs divisés ;
- ne pas créer d'entrefer trop important : une bonne solution consiste à utiliser des circuits magnétiques à "entrefer réparti". Ce principe est appliqué depuis longtemps pour la réalisation d'inductance de très forte puissance utilisée dans les réseaux de distribution d'énergie dans lesquelles on fractionne les entrefer. Dans les systèmes de petites puissances et hautes fréquences, on appelle circuits magnétiques à entrefer réparti des circuits à base d'un matériaux à faible perméabilité. Il s'agit en fait d'un mélange de poudre magnétique et d'un liant

amagnétique. Cela permet de stocker de l'énergie uniformément dans tout le circuit magnétique sans concentration locale de champ.

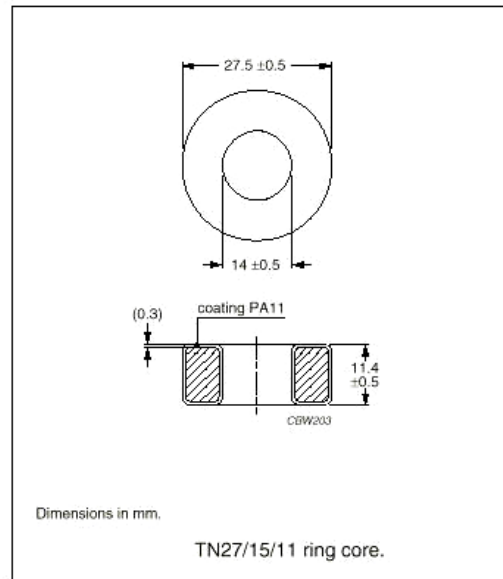
Ces matériaux sont connus sous le nom de poudres de fer (agglomérats divers dont le Fer-Carbonyl). La perméabilité relative varie de 4 à 100 environ, l'induction à saturation peut atteindre 1,5T pour les plus fortes perméabilités (lorsque le mélange contient encore suffisamment de fer). On les utilise pour la réalisation d'inductances. Il est alors possible de disposer de tout ce qui n'était pas permis avec les matériaux habituels à forte perméabilité.

Exemples de tore en poudre de fer Philips

RING CORES (TOROIDS)

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	1.02	mm ⁻¹
V_e	effective volume	3720	mm ³
l_e	effective length	61.6	mm
A_e	effective area	60.4	mm ²
m	mass of core	≈25	g



GRADE	A_L (nH)	μ_i	COLOUR CODE	TYPE NUMBER
2P40 ^{sup}	49 ± 10%	≈40	dark yellow	TN27/15/11-2P40
2P50 ^{sup}	62 ± 10%	≈50	dark blue	TN27/15/11-2P50
2P65 ^{sup}	80 ± 10%	≈65	dark red	TN27/15/11-2P65
2P80 ^{sup}	94 ± 10%	≈80	dark green	TN27/15/11-2P80
2P90 ^{sup}	105 +10/-15%	≈90	dark brown	TN27/15/11-2P90

Pour calculer les pertes Joule on utilise l'expression suivante :

$$P_J \approx R_{DC} \cdot I_0^2 + \sum_h R_{AC_h} \cdot I_{AC\text{eff}_h}^2$$

I_0 : composante continue de courant

$I_{AC\text{eff}_h}$: valeur efficace de la composante alternative de rang h

Choix initial de la densité de courant

Dans les expressions de l'énergie stockable ou de la puissance transmissible en fonction du produit $A_e \cdot S_B$, nous avons besoin de connaître J pour effectuer une première estimation.

La densité de courant acceptable dépend beaucoup des conditions de dissipation. A moyen de refroidissement donné (ici généralement en convection naturelle) et à échauffement

donné, la densité de courant décroît lorsque les dimensions augmentent (effet d'échelle) selon une loi en $J \propto \ell^{*-0,5}$ où ℓ^* est le facteur d'échelle.

Ainsi, si la densité de courant vaut 5 A/mm² pour un dispositif de dimensions caractéristiques de l'ordre de 10 cm, on pourra accepter 16 A/mm² ($5 \cdot 0,1^{-0,5}$) pour un dispositif de l'ordre de 1 cm.

Ensuite, l'épaisseur d'isolant, qui nuit aux échanges de chaleur, joue un rôle considérable dans le choix de J ; ainsi dans le cas de bobinages concentriques, la densité de courant du bobinage interne sera, si l'on veut un échauffement similaire des bobines, plus faible que celle du bobinage externe.

Pratiquement, si l'on veut un dimensionnement fin, il est nécessaire d'affiner la modélisation thermique.

Dimensions des conducteurs

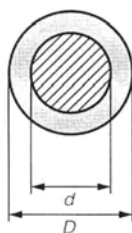
Les tableaux suivants donnent des dimensions (parfois standard) de conducteurs émaillés de section cylindrique, méplats et, également, de fils de Litz guipés.

Les Anglo-Saxons utilisent encore fréquemment le standard AWG (American Wire Gage) pour les conducteurs de section circulaire :

AWG	41	40	39	38	37	36	35	34
ϕ_{cu} en mm	0,07	0,08	0,09	0,1	0,11	0,13	0,14	0,16
AWG	33	32	31	30	29	28	27	26
ϕ_{cu} en mm	0,18	0,2	0,23	0,25	0,29	0,32	0,36	0,4
AWG	25	24	23	22	21	20	19	18
ϕ_{cu} en mm	0,45	0,51	0,57	0,64	0,72	0,81	0,91	1,02
AWG	17	16	15	14	13	12	11	10
ϕ_{cu} en mm	1,15	1,29	1,45	1,63	1,83	2,05	2,31	2,59
AWG	9	8	7	6	5	4	3	2
ϕ_{cu} en mm	2,906	3,264	3,665	4,115	4,62	5,189	5,827	6,543

Tailles standard des fils émaillés de cuivre (document Alcatel Cuivre)

(* = diamètres normalisés) classes E, F et H (120, 155 et 180°C)



d (mm)	Fils standards				Fils thermo-adhérents		
	Grade 1		Grade 2		Épaisseur mini thermo mm	Grade 1B D maxi	Grade 2B D maxi
	(D-d) mm mini	D maxi	(D-d) mm mini	D maxi			
*0,020	0,002	0,024	0,003	0,024			
0,022	0,002	0,027	0,003	0,030			
*0,025	0,003	0,031	0,004	0,034			
0,028	0,003	0,034	0,004	0,038			
*0,032	0,003	0,039	0,006	0,043			
0,036	0,003	0,044	0,006	0,049			
*0,040	0,004	0,049	0,008	0,054			
0,045	0,004	0,055	0,008	0,061			
0,050	0,005	0,060	0,010	0,066	0,005	0,068	0,074
0,056	0,005	0,067	0,010	0,074	0,005	0,075	0,082
*0,063	0,006	0,076	0,012	0,083	0,005	0,085	0,092
*0,071	0,007	0,084	0,012	0,091	0,006	0,094	0,101
*0,080	0,007	0,094	0,014	0,101	0,007	0,105	0,112
*0,090	0,008	0,105	0,015	0,113	0,007	0,117	0,125
*0,100	0,008	0,117	0,016	0,125	0,007	0,125	0,137
0,106	0,009	0,123	0,017	0,132	0,008	0,136	0,145
*0,112	0,009	0,130	0,017	0,139	0,008	0,143	0,152
0,118	0,010	0,136	0,019	0,145	0,009	0,150	0,159
*0,125	0,010	0,144	0,019	0,154	0,009	0,158	0,168
0,132	0,011	0,152	0,021	0,162	0,010	0,167	0,177
*0,140	0,011	0,160	0,021	0,171	0,010	0,175	0,186
0,150	0,012	0,171	0,023	0,182	0,010	0,186	0,197
*0,160	0,012	0,182	0,023	0,194	0,010	0,197	0,209
0,170	0,013	0,194	0,025	0,205	0,010	0,210	0,221
*0,180	0,013	0,204	0,025	0,217	0,010	0,220	0,233
0,190	0,014	0,216	0,027	0,228	0,011	0,233	0,245
*0,200	0,014	0,226	0,027	0,239	0,011	0,243	0,256
0,212	0,015	0,240	0,029	0,254	0,012	0,258	0,272
*0,224	0,015	0,252	0,029	0,266	0,012	0,270	0,284
0,236	0,017	0,267	0,032	0,283	0,013	0,286	0,302
*0,250	0,017	0,281	0,032	0,297	0,013	0,300	0,316
0,265	0,018	0,297	0,033	0,314	0,013	0,316	0,333
*0,280	0,018	0,312	0,033	0,329	0,013	0,331	0,348
0,300	0,019	0,334	0,035	0,352	0,014	0,354	0,372
*0,315	0,019	0,349	0,035	0,367	0,014	0,369	0,387
0,335	0,020	0,372	0,038	0,391	0,015	0,393	0,412
*0,355	0,020	0,392	0,038	0,411	0,015	0,413	0,432
0,375	0,021	0,414	0,040	0,434	0,016	0,436	0,456
*0,400	0,021	0,439	0,040	0,459	0,016	0,461	0,481
0,425	0,022	0,466	0,042	0,488	0,016	0,489	0,511
*0,450	0,022	0,491	0,042	0,513	0,016	0,514	0,536
0,475	0,024	0,519	0,045	0,541	0,017	0,543	0,565
*0,500	0,024	0,544	0,045	0,566	0,017	0,568	0,590
0,530	0,025	0,576	0,047	0,600	0,017	0,600	0,624
*0,560	0,025	0,606	0,047	0,630	0,017	0,630	0,654
0,600	0,027	0,649	0,050	0,674	0,018	0,674	0,699
*0,630	0,027	0,679	0,050	0,704	0,018	0,704	0,729
0,670	0,028	0,722	0,053	0,749	0,019	0,748	0,775
*0,710	0,028	0,762	0,053	0,789	0,019	0,788	0,815
*0,750	0,030	0,805	0,056	0,834	0,020	0,832	0,861
*0,800	0,030	0,855	0,056	0,884	0,020	0,882	0,911
*0,850	0,032	0,909	0,060	0,939	0,020	0,937	0,967
*0,900	0,032	0,959	0,060	0,989	0,020	0,987	1,017
*0,950	0,034	1,012	0,063	1,044	0,021	1,041	1,073
*1,000	0,034	1,062	0,063	1,094	0,021	1,091	1,123
*1,060	0,034	1,124	0,065	1,157	0,022	1,154	1,187
*1,120	0,034	1,184	0,065	1,217	0,022	1,214	1,247
*1,180	0,035	1,246	0,067	1,279	0,022	1,276	1,309
*1,250	0,035	1,316	0,067	1,349	0,022	1,346	1,379
*1,320	0,036	1,388	0,069	1,422			
*1,400	0,036	1,468	0,069	1,502			
*1,500	0,038	1,570	0,071	1,606			
*1,600	0,038	1,670	0,071	1,706			
*1,700	0,039	1,772	0,073	1,809			
*1,800	0,039	1,872	0,073	1,909			
*1,900	0,040	1,974	0,075	2,012			
*2,000	0,040	2,074	0,075	2,112			
*2,120	0,041	2,196	0,077	2,235			
*2,240	0,041	2,316	0,077	2,355			
*2,360	0,042	2,438	0,079	2,478			
*2,500	0,042	2,578	0,079	2,618			
*2,650	0,043	2,730	0,081	2,772			
*2,800	0,043	2,880	0,081	2,922			
*3,000	0,045	3,083	0,084	3,126			
*3,150	0,045	3,233	0,084	3,276			
*3,350	0,046	3,435	0,086	3,479			
*3,550	0,046	3,635	0,086	3,679			
*3,750	0,047	3,838	0,089	3,883			
*4,000	0,047	4,088	0,089	4,133			
*4,250	0,049	4,341	0,092	4,387			
*4,500	0,049	4,591	0,092	4,637			
*4,750	0,050	4,843	0,094	4,891			
*5,000	0,050	5,093	0,094	5,141			

**Tailles standard des conducteurs méplats (données ALCATEL cuivre)
gamme d'épaisseurs de 0,8 à 2mm (il existe également une gamme de 2,24 à 5 mm)**

Largeur nominale b_1 du méplat nu en mm	Épaisseur nominale s_1 du méplat nu en mm									
	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
	0,80	0,90	1,00	1,12	1,25	1,40	1,60	1,80	2,00	
	Rayon d'arête $r = \frac{s_1}{2}$			Rayon d'arête $r = 0,5$			Rayon d'arête $r = 0,65$			
Sections nominales en mm ²										
+ 2,00				2,02	2,26	2,58				
2,12				2,16	2,43	2,75				
+ 2,24				2,02	2,29	2,58	2,92	3,36		
2,36				2,14	2,42	2,73	3,08	3,56		
+ 2,50		2,07	2,28	2,58	2,91	3,28	3,78	4,13		
2,65		2,21	2,43	2,75	3,09	3,49	4,02	4,40		
+ 2,80		2,34	2,58	2,92	3,28	3,70	4,26	4,67	5,23	
3,00	2,26	2,52	2,78	3,14	3,53	3,98	4,58	5,03	5,63	
+ 3,15	2,38	2,66	2,93	3,31	3,72	4,19	4,82	5,30	5,93	
3,35	2,54	2,84	3,13	3,53	3,97	4,47	5,14	5,66	6,33	
+ 3,55	2,70	3,02	3,33	3,76	4,22	4,75	5,46	6,02	6,73	
3,75	2,86	3,20	3,53	3,98	4,47	5,03	5,78	6,38	7,13	
+ 4,00	3,06	3,42	3,78	4,26	4,78	5,38	6,18	6,83	7,63	
4,25	3,26	3,65	4,03	4,54	5,09	5,73	6,58	7,28	8,13	
+ 4,50	3,16	3,86	4,28	4,82	5,41	6,08	6,98	7,73	8,63	
4,75	3,66	4,10	4,53	5,10	5,72	6,43	7,38	8,18	9,13	
+ 5,00	3,86	4,32	4,78	5,38	6,03	6,78	7,78	8,63	9,63	
5,30	4,10	4,59	5,08	5,77	6,41	7,20	8,26	9,17	10,24	
+ 5,60	4,34	4,86	5,38	6,05	6,78	7,62	8,74	9,71	10,84	
6,00	4,66	5,22	5,78	6,50	7,28	8,18	9,38	10,44	11,64	
+ 6,30	4,90	5,49	6,08	6,84	7,66	8,60	9,86	10,98	12,24	
6,70		5,85	6,48	7,28	8,16	9,16	10,51	11,70	13,04	
+ 7,10		6,21	6,88	7,73	8,66	9,72	11,15	12,42	13,84	
7,50			7,28	8,18	9,16	10,29	11,79	13,14	14,64	
+ 8,00			7,78	8,74	9,78	10,99	12,59	14,04	15,64	
8,50				9,30	10,41	11,69	13,39	14,94	16,64	
+ 9,00				9,86	11,04	12,39	14,19	15,84	17,64	
9,50					11,66	13,09	14,99	16,74	18,64	
+ 10,00					12,29	13,79	15,79	17,64	19,64	
10,60						14,63	16,75	18,72	20,84	
+ 11,20						15,47	17,71	19,80	22,04	
11,80							18,67	20,88	23,24	
+ 12,50							19,79	22,14	24,84	
13,20								23,40	26,04	
+ 14,00								24,84	27,64	
15,00									29,64	
+ 16,00										31,64

Exemples de Fils de Litz (documentation : Le Guipage Moderne, Gentilly)

FILS DIVISES (LITZ)	
Fréquence	≤ 500 KHZ
Intensité efficace	≤ 50 Ampères
Caractéristiques	
<ul style="list-style-type: none"> – Brin élémentaire : diamètre 0,10 - 0,14 - 0,20 - 0,28 (autre diamètre sur demande) Cuivre recuit, émail soudable grade 1 Classe B (130°C) soudable à 375°C Classe F (155°C) soudable à 375°C – Assemblage : Spécial sans couche centrale Permutation uniforme des brins Nombre de brins : Voir tableaux (autre assemblage sur demande). – Section cuivre : 0,12 à 12 mm² – Diamètre extérieur : 0,60 à 6 mm – Guipage extérieur : Fibre polyamide (Nylon) permettant l'imprégnation du bobinage par vernis classe F. 	
CÂBLES DIVISÉS (LITZ)	
Fréquence	≤ 100 KHZ
Intensité efficace	≤ 500 Ampères
Caractéristiques	
<ul style="list-style-type: none"> – Brin élémentaire : diamètre 0,28 - 0,40 - 0,63 (autre diamètre sur demande) Cuivre recuit, émail soudable grade 1 ou 2 Classe B (130°C) soudable à 375°C Classe F (155°C) soudable à 375°C – Assemblage : Spécial sans couche centrale Permutation uniforme des brins Nombre de brins selon fréquence et section cuivre – Section cuivre : 12 à 120 mm² – Diamètre extérieur : 6 à 20 mm – Guipage extérieur : Ruban feutre polyester permettant l'imprégnation par vernis Classe F. Ruban papier polyamide classe H. 	

COMPOSITION		SECTION NOMINALE	DIAMÈTRE EXT. APPARENT (mm)			RÉSISTANCE ohm/Km		LONGUEUR m/kg	TRACTION DE BOBINAGE daN	TEMPS ÉTAMAGE sec.
Nbre	Guipage	CU mm ²	Mini	Nomin.	Maxi	Mini	Maxi			
1/2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0,10										
10	– 1N	0,0785	0,46	0,50	0,55	204,1	239,6	1274	0,510	3
12	1N	0,0942	0,50	0,55	0,59	170,1	199,7	1066	0,612	4
16	– 1N	0,1257	0,56	0,62	0,67	127,6	149,7	805,6	0,817	5
20	1N	0,1571	0,62	0,69	0,74	102,1	119,8	647	1,021	5
25	– 1N	0,1964	0,70	0,76	0,82	81,64	95,84	519	1,277	5
32	1N	0,2513	0,78	0,85	0,92	63,78	77,12	407,4	1,633	6
40	– 2N	0,3142	0,87	0,94	1,02	51,02	61,70	319,2	2,042	7
50	2N	0,3927	0,96	1,05	1,14	40,82	49,36	256,6	2,552	8
60	– 2N	0,4712	1,05	1,15	1,25	34,017	41,131	214,4	3,063	8
80	2N	0,6283	1,20	1,30	1,42	25,512	30,848	161,4	4,084	9
100	– 2N	0,7854	1,35	1,47	1,58	20,410	24,679	129,5	5,105	10
128	2N	1,0053	1,54	1,67	1,79	15,945	19,280	101,6	6,532	11
160	– 2N	1,2566	1,76	1,90	2,02	12,756	15,424	81,50	8,168	12
200	2N	1,5708	2,00	2,15	2,28	10,205	12,339	65,39	10,210	14
250	– 2N	1,9635	2,21	2,37	2,53	8,164	9,871	52,50	12,763	15
320	2N	2,5133	2,53	2,70	2,88	6,378	7,712	41,06	16,336	17
360	– 2N	2,8274	2,70	2,90	3,08	5,669	6,855	36,51	18,378	18
384	2N	3,0159	2,80	3,00	3,20	5,315	6,427	34,26	19,603	18
400	– 2N	3,1416	2,87	3,07	3,28	5,103	6,170	32,89	20,420	19

COMPOSITION		SECTION NOMINALE CU mm ²	DIAMÈTRE EXT. APPARENT (mm)			RÉSISTANCE ohm/Km		LONGUEUR m/kg	TRACTION DE BOBINAGE daN	TEMPS ÉTAMAGE sec.
Nbre	Guipage		Mini	Nomin.	Maxi	Mini	Maxi			
1/2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0,20										
3	1N	0,0942	0,50	0,55	0,59	176,07	194	1089,3	0,613	4
4 –	1N	0,1257	0,54	0,60	0,65	132,05	145,50	823,2	0,817	5
5	1N	0,1571	0,63	0,70	0,76	105,64	116,40	661,2	1,021	5
6 –	1N	0,1885	0,70	0,78	0,84	88,03	97	551,5	1,225	5
7	1N	0,2199	0,78	0,85	0,92	75,457	83,14	473,6	1,430	6
8	1N	0,2513	0,83	0,90	0,98	66,025	72,75	416,4	1,634	6
10 –	2N	0,3142	0,91	1,00	1,09	52,820	58,20	326,2	2,042	7
12	2N	0,3770	1,00	1,10	1,20	44,017	48,50	273,1	2,450	8
15	2N	0,4712	1,12	1,23	1,34	35,213	38,80	219,1	3,063	8
16 –	2N	0,5027	1,17	1,28	1,40	33,013	36,38	205,6	267	8
18	2N	0,5655	1,24	1,35	1,47	29,344	32,33	182,9	676	9
20	2N	0,6283	1,33	1,45	1,56	26,410	29,10	165	4,084	9
25 –	2N	0,7854	1,43	1,55	1,66	21,128	23,28	132,4	5,105	10
32	2N	1,0053	1,57	1,70	1,82	16,506	18,73	103,8	6,534	11
40 –	2N	1,2566	1,74	1,92	2,04	13,205	14,99	83,3	8,168	12
50	2N	1,5708	1,90	2,05	2,18	10,564	11,99	66,8	10,210	14
60 –	2N	1,8850	2,15	2,30	2,46	8,803	9,99	55,8	12,252	15
80	2N	2,5133	2,43	2,60	2,78	6,603	7,49	42	16,336	17
90	2N	2,8274	2,58	2,75	2,93	5,869	6,66	37,3	18,378	18
100 –	2N	3,1416	2,70	2,90	3,08	5,282	5,99	33,6	20,420	19
0,28										
8 –	1N	0,493	1,10	1,210	1,30	33,725	36,338	214,6	3,2	8
10 –	1N	0,616	1,20	1,330	1,42	26,980	29,070	171,7	4	9
12 –	1N	,739	1,31	1,450	1,56	22,483	24,229	143	4,8	9
15	1N	,924	1,49	1,645	1,77	17,987	19,380	114,5	6	10
16 –	1N	0,985	1,55	1,710	1,83	16,863	18,169	107,3	6,4	10
20 –	1N	1,232	1,77	1,900	2,02	13,490	14,535	85,8	8	11
25 –	1N	1,540	1,98	2,140	2,27	10,792	11,628	68,67	10	12
32 –	1N	1,970	2,24	2,400	2,55	8,431	9,084	53,65	12,8	13
36	2N	2,217	2,38	2,550	2,71	7,494	8,075	47,69	14,4	13
40 –	2N	2,463	2,50	2,700	2,86	6,745	7,268	42,92	16	14
50 –	2N	3,079	2,80	3,000	3,18	5,396	5,814	34,34	20	15
60 –	2N	3,695	2,98	3,200	3,40	4,497	4,845	28,61	24	16
72	2N	4,433	3,25	3,500	3,71	3,747	4,038	23,85	28,8	17
81 –	2N	4,988	3,50	3,750	3,98	3,331	3,589	21,20	32,4	19
100 –	2N	6,158	3,92	4,200	4,46	2,698	2,907	17,17	40	20
120 –	2N	7,389	4,27	4,580	4,86	2,248	2,422	14,31	48	22
126	2N	7,758	4,38	4,700	4,99	2,141	2,307	13,63	50,4	23
144	2N	8,867	4,66	5,000	5,30	1,874	2,019	11,92	57,6	24
162 –	2N	9,975	4,94	5,300	5,62	1,665	1,794	10,60	64,8	25
180	2N	11,084	5,22	5,600	5,94	1,499	1,615	9,54	72	26

1N = 2 couches nylon, 2N = 2 couches nylon
— série principale

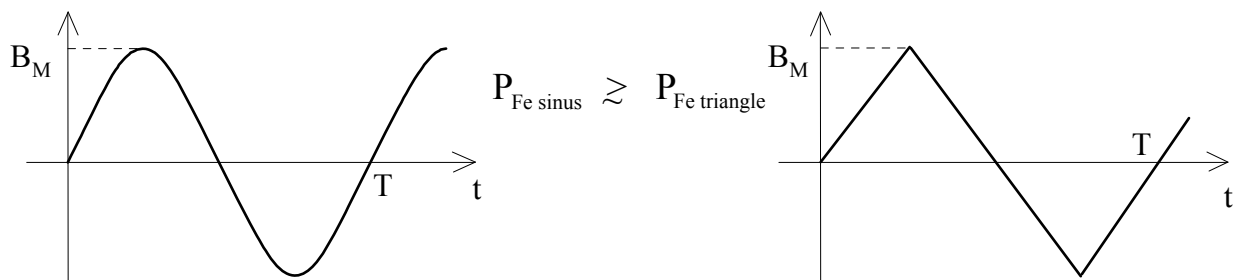
b. Pertes fer, choix de B_M

Pour choisir B_M , on est limité par la saturation aux basses fréquences (<qq 10kHz pour les ferrites) et par les pertes fer aux fréquences supérieures. Le principal matériau utilisé est le ferrite, plus particulièrement manganèse-zinc (Mn.Z), en électronique de puissance. Les matériaux magnétiques amorphes (essentiellement fer-nickel en bandes fines) peuvent constituer une alternative, cependant leur coût élevé ne leur a pas encore permis de prendre une place importante. Ils permettent toutefois de réaliser des circuits magnétiques de plus grande taille que ce qui est possible avec les ferrites.

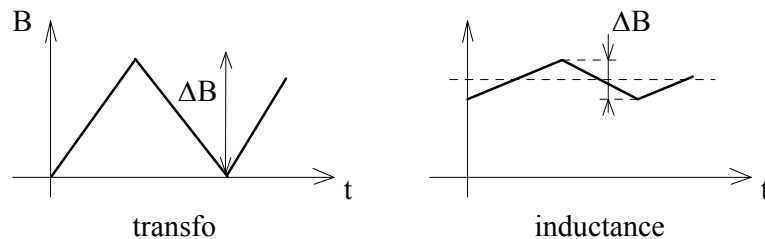
Caractéristiques des ferrites

Avec les ferrites usuels, l'induction à saturation vaut environ 0,3 à 0,4T à 25°C, elle baisse lorsque la température s'élève (perte de 0,05 à 0,15T à 85°C). Il convient donc de ne pas oublier le facteur température.

Les pertes fer quant à elles sont spécifiées à **induction alternative sinusoïdale**. Dans les alimentations à découpage, il est fréquent que le flux varie triangulairement, il peut aussi avoir une composante continue non nulle. A même induction maximale et même fréquence, les pertes en induction triangulaire sont légèrement inférieures à celles obtenues en sinusoïdal, aussi on peut utiliser les caractéristiques constructeur sachant qu'elles majorent un peu les pertes.

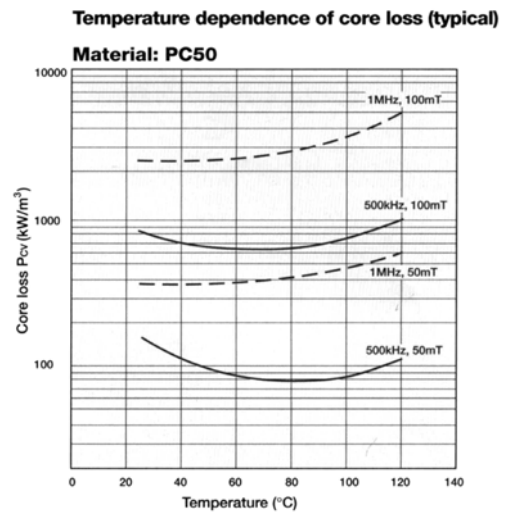
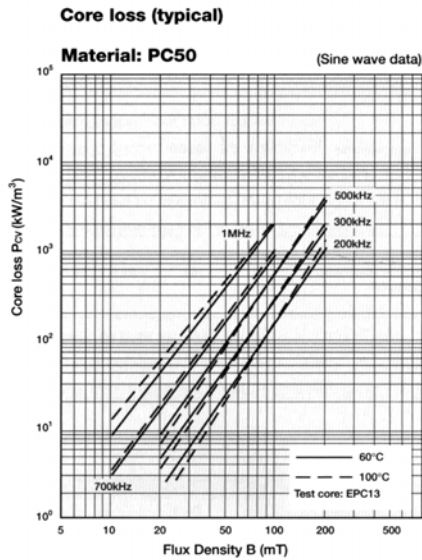
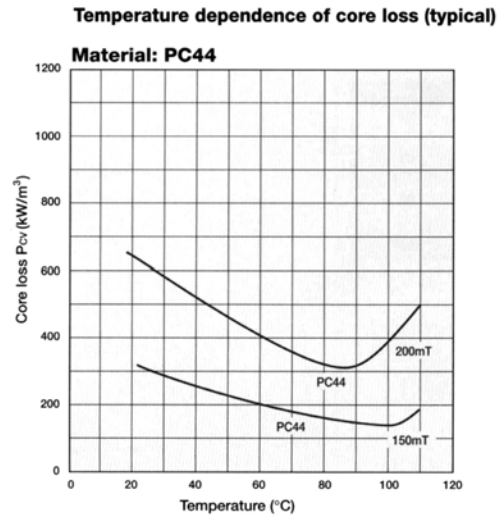
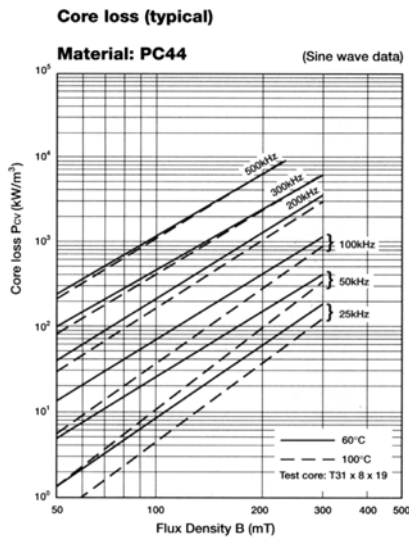


Lorsqu'il y a une composante continue (cas des transformateurs travaillant en flux unidirectionnel ou des inductances de lissage), on considère l'excursion ΔB d'induction et on l'approche par une variation alternative d'amplitude $\frac{\Delta B}{2}$:

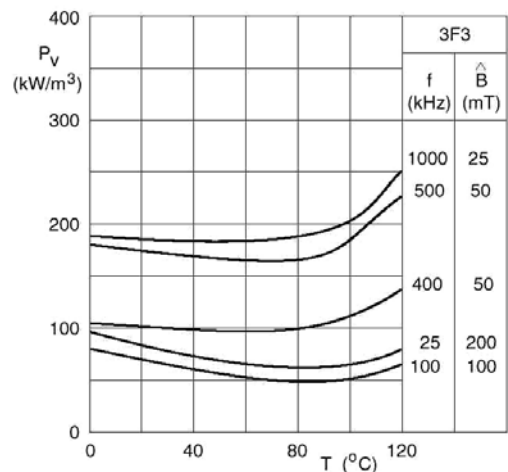
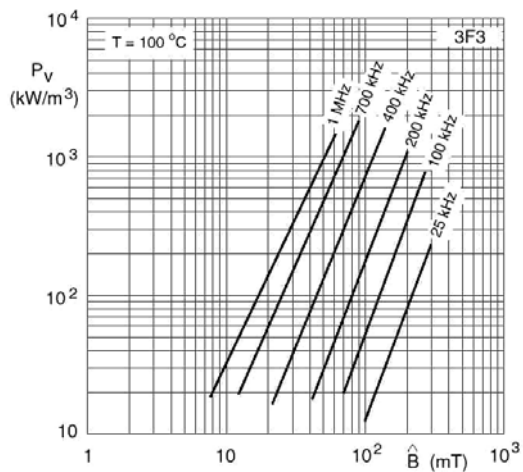


En haute fréquence, la valeur de B_{max} , nécessaire pour effectuer le choix initial du noyau (formule du produit des aires) n'est plus définie par la saturation mais par les échauffements, c'est la densité de pertes magnétiques thermiquement acceptable qui va déterminer une valeur maximale. Ce sont les conditions d'échanges thermiques et les caractéristiques dimensionnelles qui vont conduire à des valeurs acceptables de densité de pertes (de l'ordre de quelques 100 W/dm³).

Les figures suivantes donnent les caractéristiques de pertes magnétiques pour les ferrites TDK PC44 et PC50 :



Matériaux 3F3 de Philips :



Remarque :

Au-delà d'une température critique (entre 70°C et 100°C selon les nuances de ferrite) les pertes croissent avec la température. Il y a risque d'emballement thermique si la résistance thermique (caractérisant l'évacuation de la chaleur) est plus grande que $\frac{dT}{dP}$ (caractérisant l'accroissement des pertes avec la température) :

exemple : pour $B_M = 0,3 \text{ T}$ à 100 kHz à $T = 125^\circ \text{C}$ $\frac{dT}{dP} \approx 80^\circ \text{C} / \text{W} / \text{cm}^3$

pour un ETD 39 $V_e = 11,5 \text{ cm}^3$ $\Rightarrow \frac{dT}{dP} \approx 7,2^\circ \text{C} / \text{W}$

$R_{th1} \approx 6^\circ \text{C} / \text{W}$ le risque existe donc

Niveaux de pertes acceptables :

Comme dans le cas de la densité de courant dans le cuivre et pour les mêmes raisons, la densité de pertes dans le fer est fonction des dimensions. Comme les ferrites conduisent moins bien la chaleur que le cuivre et compte tenu du fait que les circuits magnétiques sont des blocs moulés homogènes, les valeurs de densité de pertes dans des petits circuits sont **d'environ 200 à 300 W/dm³** ce qui correspond à 40 à 50 W/kg (dans le cuivre avec 10 A/mm², la densité de pertes $\rho \cdot j^2$ vaut environ 2000 W/dm³).

Exemples de valeurs :

KASCHKE KG K2010, $\mu_i = 2600$, $p_w = 200 \text{ mW/cm}^3$ à 100°C (220 à 25°C), 1 MHz et 25 mT (fréquence de résonance 1,5 MHz)

Philips à 300 mW/cm³ :

3C85 : maxi de $f \cdot B_{max}$ à 23 000 Hz.T à 700 kHz environ et 30 mT

3F3 : maxi de $f \cdot B_{max}$ à 32 000 Hz.T à 700 kHz environ

3F4 : maxi de $f \cdot B_{max}$ à 42 000 Hz.T à 2 MHz environ

4FX : maxi de $f \cdot B_{max}$ à 55 000 Hz.T à 6 MHz environ

TDK à 300 mW/cm³ :

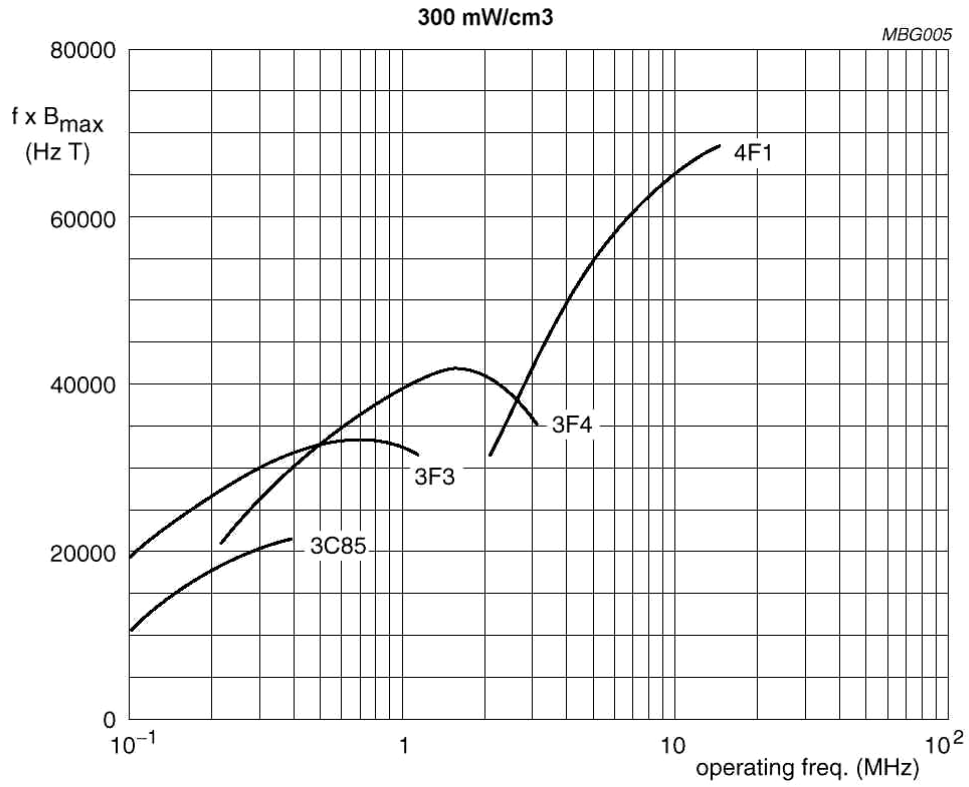
H7F : 50 000 Hz.T à 1 MHz

H7C4 : 30 000 Hz.T à 500 kHz

Thomson Passive Components :

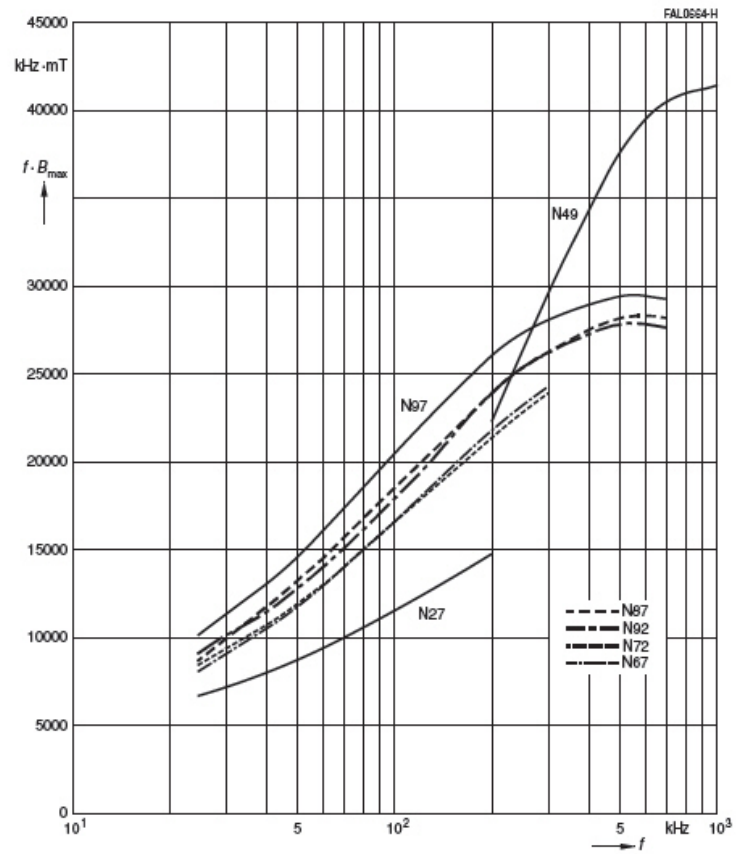
F4 : 50 000 Hz.T à 1 MHz à 500 mW/cm³

La figure suivante met en évidence le domaine d'application optimal des matériaux ferrite en fonction de la fréquence de fonctionnement (Ferroxcube en haut et Epcos en bas) pour des pertes volumiques de 300 mW/cm³. le produit $(f \cdot B_{max})$ à densité de pertes constante est appelé « performance factor ».



Source Philips/Ferroxcube

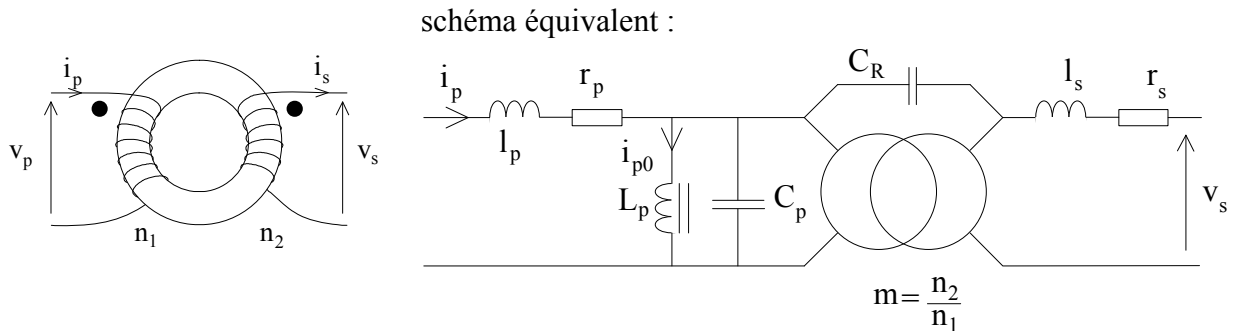
Performance factor versus frequency
(measured with ring cores R29, $T = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$, $P_V = 300\text{ kW/m}^3$)



Source EPCOS

4- Le transformateur d'impulsions

Il s'agit d'un transformateur de petite puissance utilisé comme organe de commande. Il est caractérisé en tant que tel et nous allons préciser le sens de ses caractéristiques.



$L_p = n_1^2 \cdot A_L$ est l'inductance magnétisante saturable.

C_p est la capacité de bobinage primaire (croissant avec le nombre de spires).

C_R est la capacité de couplage entre les 2 bobinages.

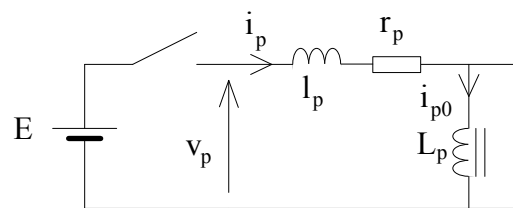
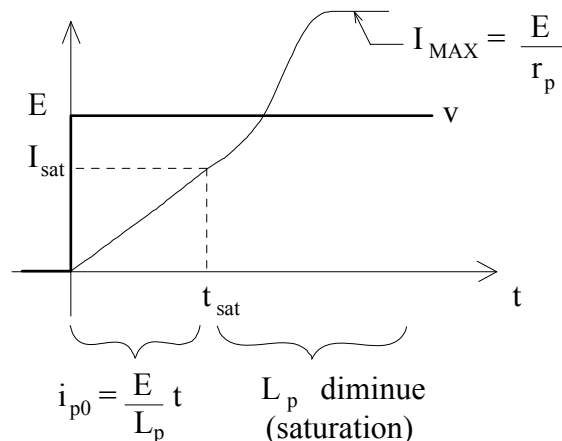
Elle est d'autant plus élevée que les enroulements sont proches
par exemples bobinés "deux fils en main"

l_p et l_s sont les inductances de fuites faibles pour un bobinage "deux fils en main".

r_p et r_s sont les résistances des enroulements.

Définition du produit [E.T]

Si on applique un échelon de tension d'amplitude E, le courant magnétisant i_{p0} croît, il atteint la saturation au bout d'un temps t_{sat} tel que $E \cdot t_{sat} = [E.T]$.



Calcul de [E.T] à partir des caractéristiques du transformateur :

$$\left. \begin{aligned} n_1 I_{sat} &= H_{sat} \cdot l_e \\ i_{p0} = \frac{E}{L_p} t &\Rightarrow t_{sat} = \frac{L_p I_{sat}}{E} \Rightarrow [E.T] = L_p I_{sat} \end{aligned} \right\} [E.T] = L_p \frac{H_{sat} \cdot l_e}{n_1}$$

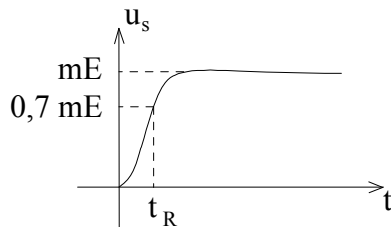
$$[E.T] = \mu_r \mu_0 H_{sat} n_1 A_e \quad \text{car} \quad L_p = n_1^2 A_L = n_1^2 \mu_r \mu_0 \frac{A_e}{l_e}$$

ou : $[E.T] = B_{sat} \cdot n_1 \cdot A_e$ en V.μs

Ce terme donne la "surface" de l'impulsion transmissible car lorsque le transformateur sature, le courant atteint très vite $\frac{E}{R}$ et ne varie plus : donc il n'y a plus de tension induite au secondaire. Plus [E.T] est grand, plus le transformateur est encombrant (A_e plus grande).

ex :	IT 245	500 V.μs	100 mA	$v \approx 3 \text{ cm}^3$	} transformateurs Schaffner
	IT 343	4400 V.μs	1 A	$v \approx 48 \text{ cm}^3$	

Temps de montée t_r



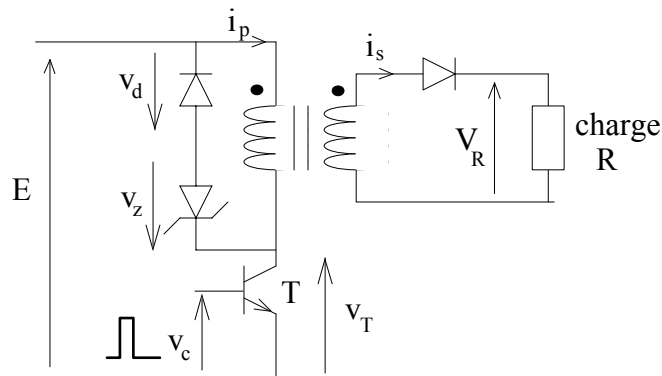
Il est donné pour une charge résistive au secondaire

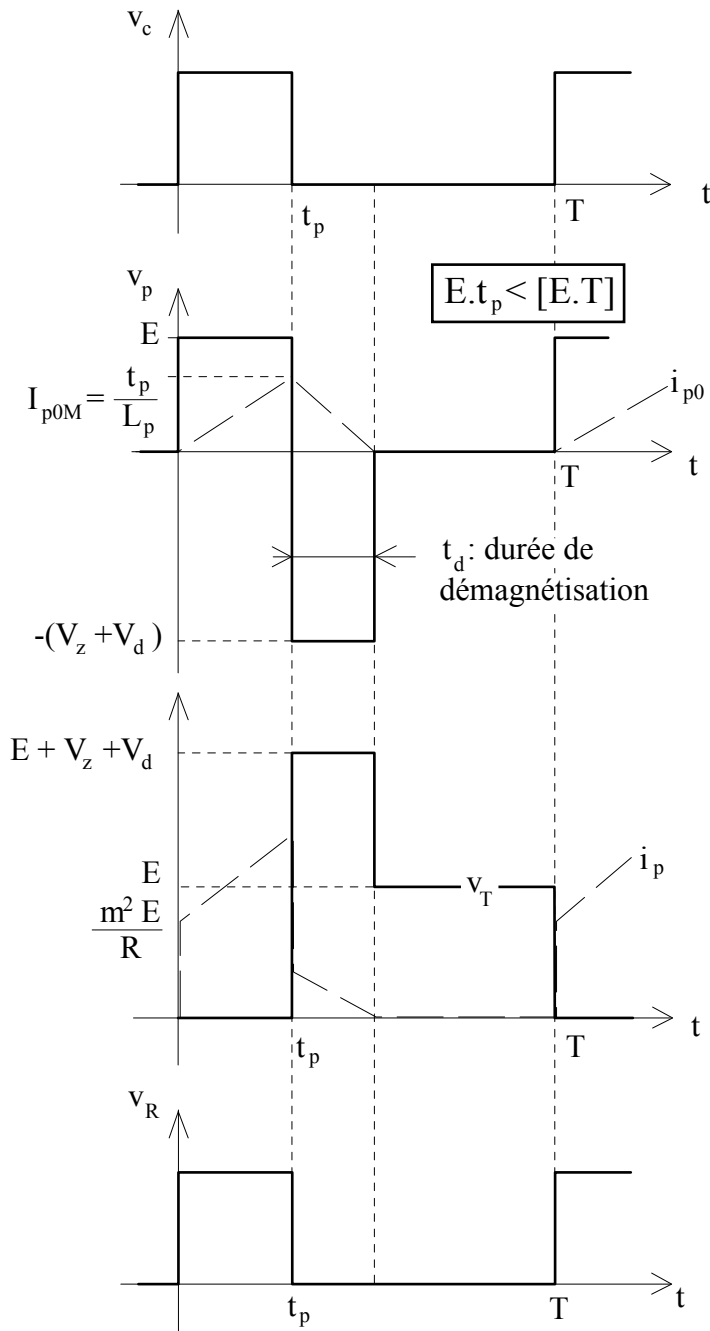
t_r dépend de l'inductance de fuites et de la capacité de bobinage. Pour le minimiser il faut peu de spires : ceci conduit à une réduction du produit [E.T].

Capacité de couplage

Elle doit être aussi faible que possible afin de minimiser les perturbations qui peuvent être transmises lors de forts gradients de tension surtout de la sortie (reliée à des organes de puissance) vers l'entrée (reliée à la logique de commande).

Exemples de montage





avant d'envoyer une nouvelle impulsion, il faut assurer la démagnétisation complète.

Il faut que :

$$E \cdot t_p \leq (V_z + V_d) \cdot t_d$$

\uparrow durée de l'impulsion \uparrow durée de démagnétisation

Ainsi, le rapport cyclique maxi

$$\alpha_{\text{MAXI}} = \frac{t_{\text{pMAXI}}}{T}$$

est limité selon $V_z + V_d$:

$$\alpha_{\text{MAXI}} = \frac{1}{1 + \frac{E}{V_z + V_d}}$$

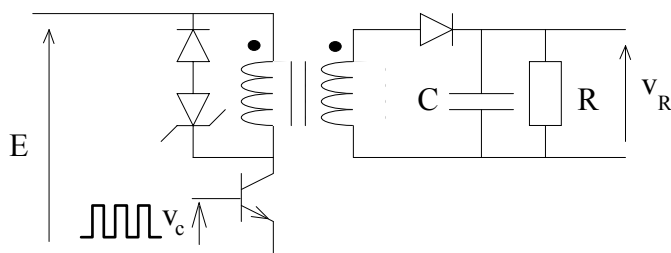
La tension maximale supportée par l'interrupteur vaut $E + V_z + V_d$.

La fréquence minimale des impulsions est naturellement limitée par le produit $[E.T]$.

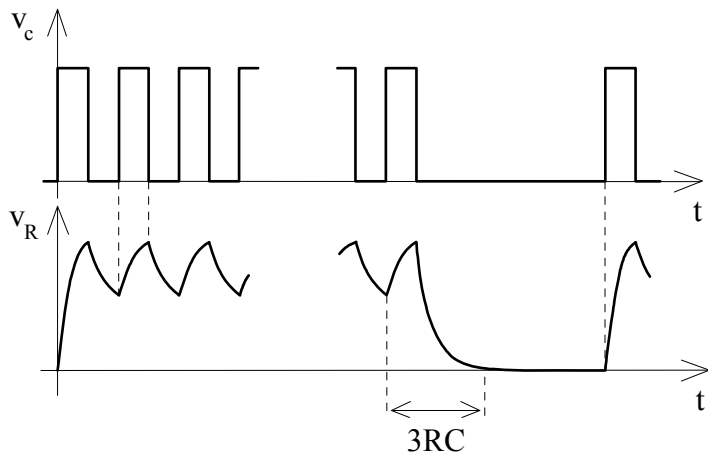
$$E \cdot \alpha_{\text{MAX}} \cdot T < [E.T]$$

$$\Rightarrow f_{\text{mini}} = \frac{\alpha_{\text{MAX}} \cdot E}{[E.T]}$$

Si on désire "passer des impulsions larges", il faut avoir recours à une technique de découpage, par exemple :

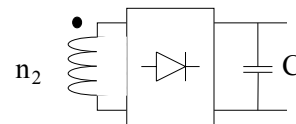
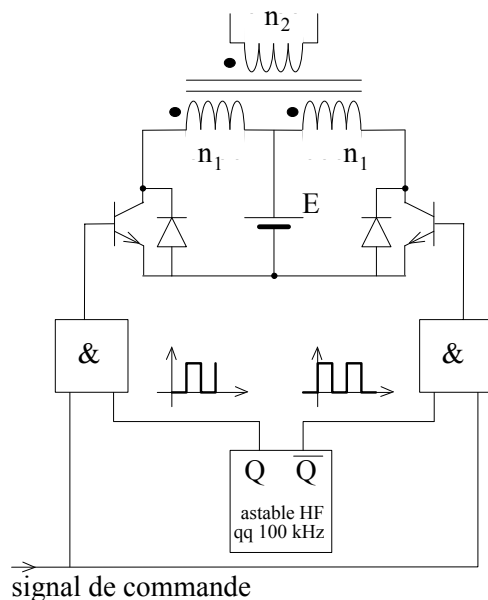


L'interrupteur est commandé en trains d'impulsions



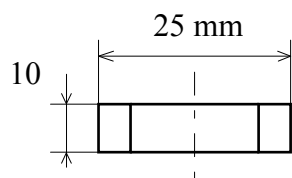
Cette fois, il faut envoyer des trains d'impulsions à très haute fréquence devant la fréquence de commande de ces trains.

Autre montage



Cette fois, on transmet de l'énergie à chaque alternance (flux bidirectionnel) et le filtrage de sortie du redresseur est réduit (valeur de C plus faible) donc les temps de montée et de descente de la tension de sortie sont minimisés.

Exemple de réalisation



Tore FT25, matériau T6A (Thomson)

$$A_L = 4 \mu\text{H}$$

$$A_e = 50 \text{ mm}^2$$

$$l_e = 63 \text{ mm}$$

avec 10 spires

$$n_1 = n_2$$

$$L_p = 400 \mu\text{H}$$

$$I_{\text{sat}} = 375 \text{ mA}$$

$$[E.T] = 150 \text{ V} \cdot \mu\text{s}$$

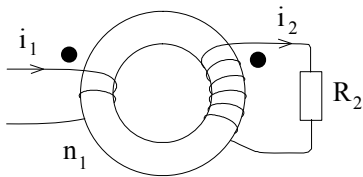
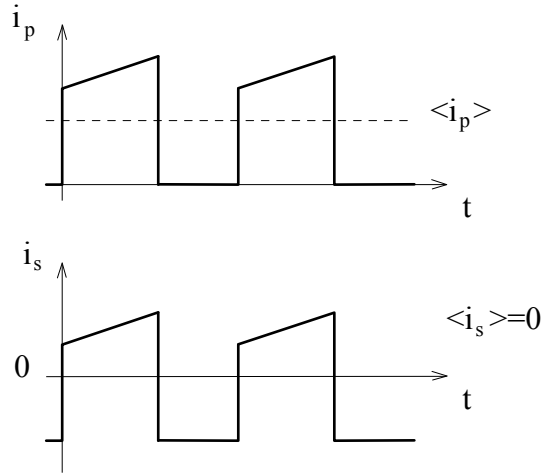
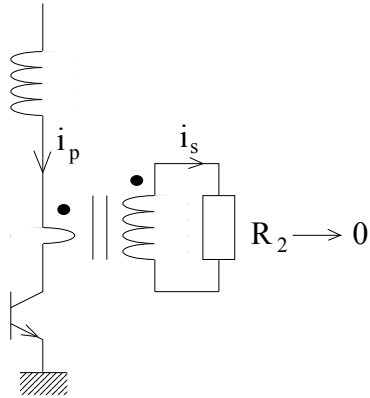
$$(B_{\text{sat}} \approx 0,3 \text{ T})$$

$l_{\text{seq}} \approx \text{qq } 100 \text{ nH}$ avec primaire et secondaire bobinés 2 fils en main,

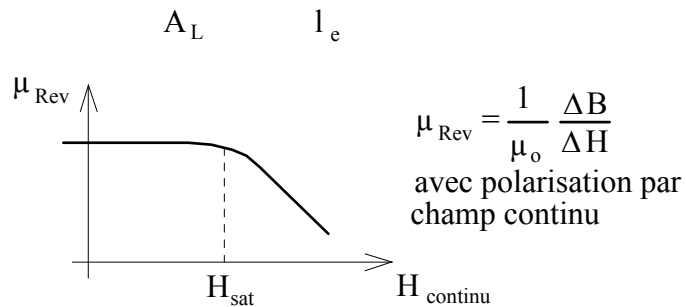
$l_{\text{seq}} \approx 10 \mu\text{H}$ avec primaire et secondaire séparés (chacun d'un côté).

5- Le transformateur d'intensité

Il s'agit d'un transformateur fonctionnant en quasi court-circuit : alors le courant secondaire est proportionnel au courant primaire ou, si celui-ci possède une composante continue, le courant secondaire est proportionnel à la composante alternative du courant primaire.

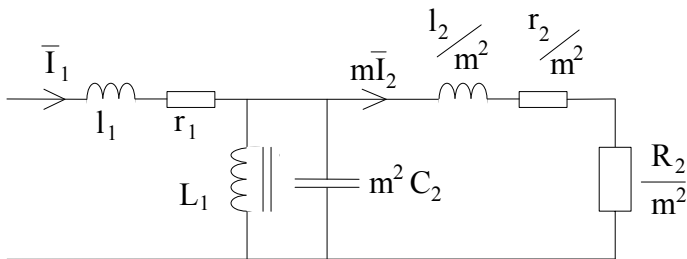


Caractéristiques du tore :



μ_{Rev} est la perméabilité dite réversible (notation de certains fabricants), c'est en fait la perméabilité incrémentale.

Schéma équivalent :



$$\begin{cases} L_1 = n_1^2 \cdot A_L \\ \text{fonction de } H_{\text{continu}} = \frac{n_1 \langle i_p \rangle}{l_e} \end{cases}$$

En raisonnant en régime sinusoïdal et à basse fréquence ($m^2 C_2$ n'intervient pas)

$$m\bar{I}_2 = \bar{I}_1 \frac{L_1 p}{\frac{R_2 + r_2}{m^2} + (L_1 + \frac{l_2}{m^2})p} \quad (p = j\omega)$$

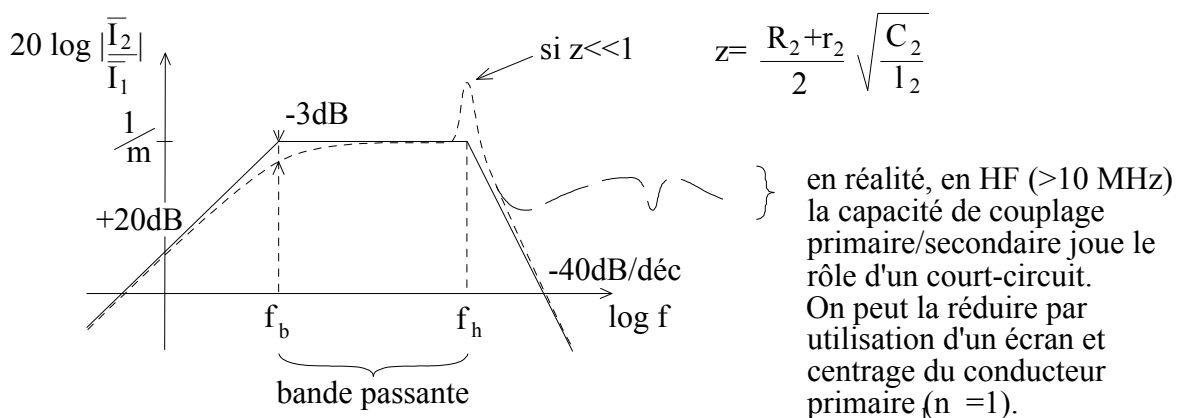
$$\frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} = \frac{m^2 \frac{L_1}{R_2+r_2} p}{1 + \frac{m^2 L_1 + l_2}{R_2+r_2} p}$$

Il s'agit d'une fonction "passe-haut".

en haute fréquence $L_1 p \gg \frac{1}{\frac{C_2}{m^2} p}$

$$\frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} = \frac{1}{m} \frac{1}{1 + (R_2+r_2)C_2 p + l_2 C_2 p^2}$$

le transfo devient passe-bas.



$$f_b = \frac{r_2 + R_2}{2\pi(L_1 + \frac{l_2}{m^2})}, \text{ en général } r_2 \ll R_2 \text{ et } \frac{l_2}{m^2} \ll L_1 \text{ alors } f_b \approx \frac{R_2}{2\pi L_1 m^2}$$

$$f_h = \frac{1}{2\pi \sqrt{l_2 C_2}}$$

$$\left. \begin{array}{l} f_h \text{ est d'autant plus élevée que } n_2 \text{ est faible} \\ l_2 \approx \alpha n_2^2 \quad C_2 \approx \alpha n_2 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} f_h \propto n_2^{-3/2} \\ z \propto n_2^{-1} \end{array}$$

Etudions l'influence des divers paramètres sur les caractéristiques du transformateur afin de déterminer les éléments de conception :

- Fréquence de coupure basse f_b

$$L_1 = n_1^2 \cdot A_L \quad \Rightarrow \quad f_b \approx \frac{R_2}{2\pi n_1^2 A_L} \quad (1)$$

pour réduire f_b , il faut :

- n_2 grand \Rightarrow incompatible avec r_2 faible et f_h élevée
- R_2 faible \Rightarrow limite d'encombrement
- R_2 faible \Rightarrow faible tension de mesure

- A_L grand \Rightarrow gros tore
- A_L grand \Rightarrow saturation minimale $\Rightarrow \frac{n_1 \langle i_p \rangle}{l_e}$
- or $\langle i_p \rangle$ est imposé $\Rightarrow n_1$ faible \Rightarrow souvent $n_1=1$
- l_e grand \Rightarrow gros tore

Pour déterminer f_b il faut connaître $A_L = f(H_{\text{Continu}})$ ou μ_{Rev} .

- niveau de tension mesurée au secondaire

$$\overline{V_2} = R_2 \overline{I_2} = R_2 \frac{I_1}{m} = R_2 \frac{n_1}{n_2} I_1 \quad \text{dans la bande passante}$$

$$\boxed{k_i = \frac{V_2}{I_1} = R_2 \frac{n_1}{n_2}} \quad (2)$$

Pour augmenter V_2 , il faut :

- R_2 élevée (incompatible avec f_b faible)
- n_2 mini " " " "
- n_1 grand " " " "

- chute de tension introduite dans le circuit mesuré (généralement négligeable)

dans la bande passante :

$$\overline{Z_1} = \underbrace{r_1 + \frac{r_2}{m^2}}_{\substack{\text{peu de spires} \\ \text{gros fil}}} + \underbrace{\frac{R_2}{m^2}}_{R_2 \text{ faible}} + \underbrace{\left[l_1 + \frac{l_2}{m^2} \right]}_{\substack{\text{faibles fuites} \\ \Rightarrow \text{peu de spires}}} p$$

Le choix du tore, du nombre de spires et de R_2 résulte d'un compromis entre bande passante, tension de mesure et perturbation du circuit mesuré :

$$i \left. \begin{matrix} n_1 = 1 \text{ (cas fréquent)} \\ (1) \\ (2) \end{matrix} \right\} \Rightarrow f_b = \frac{k_i}{2\Pi \cdot n_2 \cdot A_L}$$

Exemple de réalisation

Tore R25-10 (N30) $H_{\text{sat}} \approx 10 \text{ A/m}$
 $A_L = 4,6 \mu\text{H}$ $l_e = 60 \text{ mm}$

On veut $f_b = 1 \text{ kHz}$ (fréquence mesurée $\gg f_b$)

on a $\langle i_p \rangle = 0,1 \text{ A}$

avec $n_1 = 1$ (le minimum) : $\frac{n_1 \langle i_p \rangle}{l_e} < H_{\text{sat}} \approx 1,7 \text{ A/m} \Rightarrow A_L = 4 \mu\text{H}$ maxi

$$f_b = \frac{R_2}{2\Pi \cdot n_2^2 \cdot A_L} \Rightarrow \frac{R_2}{n_2^2} = 2\Pi \cdot A_L \cdot f_b = 29 \cdot 10^{-3} \quad (1)$$

tension mesurée : on veut $1 \text{ V} / 1 \text{ A} \Rightarrow R_2 \frac{n_1}{n_2} = 1 \Rightarrow \frac{R_2}{n_2} = 1 \quad (2)$

$$\left. \begin{array}{l} (1) \\ (2) \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} n_2 = 35 \text{ spires} \\ R_2 = 35 \Omega \end{array}$$

chute de tension : partie résistive $\frac{R_2}{m^2} \cong 29 \text{ m}\Omega$.

Cas avec saturation : $\langle i_1 \rangle = 5 \text{ A}$ $n_1 = 1$

$$\langle H \rangle = \frac{n_1 \langle i_1 \rangle}{l_e} = 83 \text{ A/m}$$

Selon la courbe de Siemens-Matsushita (ci-après) :

avec un tore R 25-10 en matériaux N30 $\mu_{rev} \approx 600$ pour un tel champ continu
(au lieu de $\mu_{rev} = 2500$ à faible champ)

$$\text{alors } A_L = A_{L0} \frac{\mu_{rev}}{\mu_{rev0}} = 1,1 \mu\text{H}$$

\uparrow
 $4 \mu\text{H}$

alors inévitablement avec $n_1 = 1$, si on veut $f_b = 1 \text{ kHz}$

$$\left. \begin{array}{l} f_b = \frac{R_2}{2\pi n_2^2 A_L} \Rightarrow \frac{R_2}{n_2^2} = 6,9 \cdot 10^{-3} \\ \text{pour avoir } 1 \text{ V/A} \Rightarrow \frac{R_2}{n_2} = 1 \end{array} \right\} \Rightarrow n_2 = 144 \text{ spires}$$

\uparrow
 capacité parasite élevée

$$\left. \begin{array}{l} R_2 = 144 \Omega \\ n_2 = 144 \text{ sp.} \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{R_2}{m^2} \cong 7 \text{ m}\Omega$$

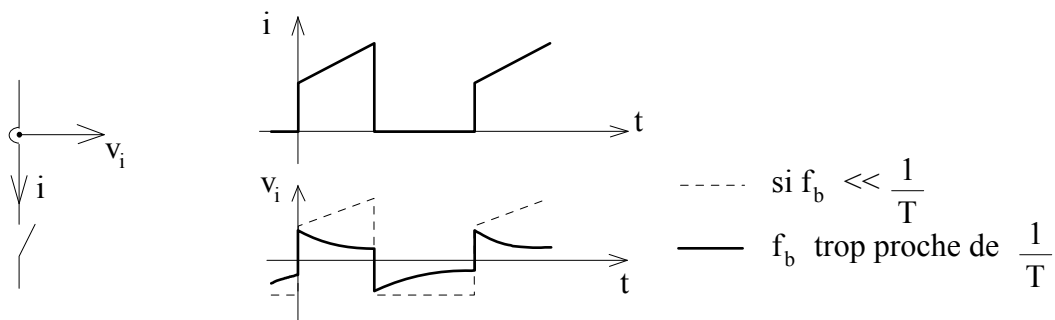
Si les caractéristiques hautes fréquences sont insuffisantes, il vaut mieux réduire la sensibilité, par exemple $0,1 \text{ V/A}$ ($\frac{R_2}{n_2} = 0,1$) alors $n_2 = 14 \text{ spires}$ et $R_2 = 14 \Omega$.

Choix de la bande passante (fréquence de coupure du passe-haut)

En sinusoïdal, si on veut une erreur de moins de 1% sur l'amplitude, il faut une valeur de f_b inférieure à $\frac{f}{50}$ où f est la fréquence du courant à mesurer.

$$\text{Ex : } f = 20 \text{ kHz} \Rightarrow f_b < 400 \text{ Hz}$$

Tout particulièrement lorsque l'on mesure des courants "carrés", l'effet dérivateur du transformateur peut se faire sentir :



Caractéristiques magnétiques des tores R25-10 (Siemens-Matsushita)

Magnetic characteristics

$$\Sigma l/A = 1,17 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_e = 60,07 \text{ mm}$$

$$A_e = 51,26 \text{ mm}^2$$

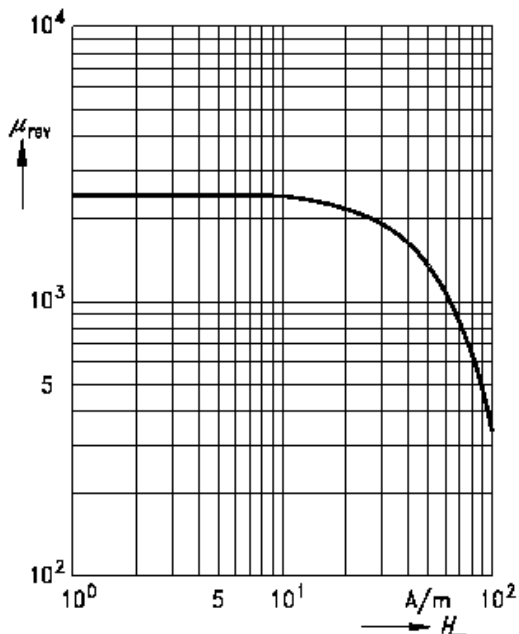
$$V_e = 3079 \text{ mm}^3$$

Approx. weight 16 g

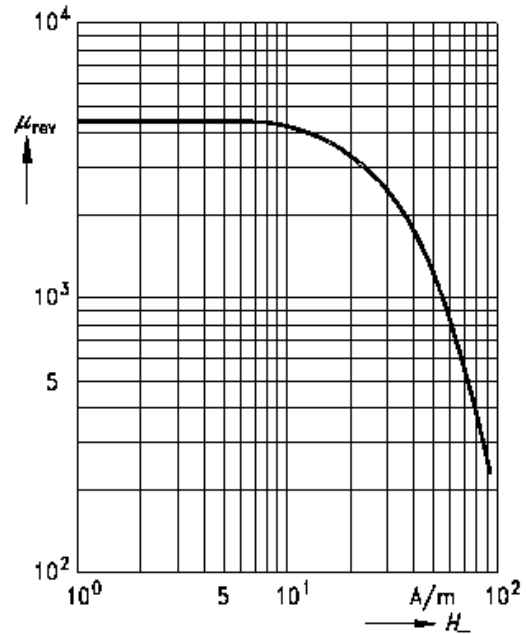
Material	A_L value nH (1 mT, 10 kHz, 25 °C)	$A_{L,1min}$ nH (320 mT, 10 kHz, 100 °C)	P_V W/core (Measuring conditions)
N27	2150 ± 25%	970	< 580 mW (200 mT/25 kHz/100 °C)
N30	4620 ± 25 %		
T35	5400 + 25/- 30 %		
T37	6970 + 25/- 30 %		
T38	9100 + 30/- 40 %		

Courbes de perméabilité réversible des matériaux N30 et T37

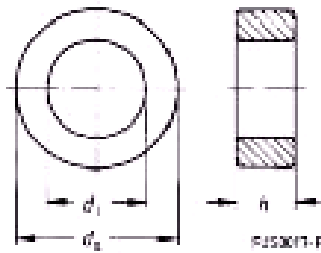
DC magnetic bias of RM cores **N30**
(typical values)
($\hat{B} \leq 0,25 \text{ mT}$, $f = 10 \text{ kHz}$, $T = 25 \text{ °C}$)



DC magnetic bias of RM cores **T37**
(typical values)
($\hat{B} \leq 0,25 \text{ mT}$, $f = 10 \text{ kHz}$, $T = 25 \text{ °C}$)



Caractéristiques dimensionnelles de tores en ferrite (Siemens-Matsushita)



Type	Dimensions		
	$d_1^{(1)}$ mm	$d_2^{(1)}$ mm	$h^{(1)}$ mm
R 2,5	$2,5 \pm 0,12$	$1,5 \pm 0,1$	$1,0 \pm 0,1$
R 3,0	$3,05 \pm 0,2$	$1,27 \pm 0,2$	$1,27 \pm 0,2$
R 3,4	$3,43 \pm 0,20$	$1,76 \pm 0,20$	$2,06 \pm 0,20$
R 3,9	$3,94 \pm 0,12$	$2,24 \pm 0,12$	$1,3 \pm 0,12$
R 4,0	$4,0 \pm 0,12$ (4,5 max)	$2,4 \pm 0,12$ (1,9 min)	$1,6 \pm 0,1$ (2,1 max)
R 5,8/3	$5,84 \pm 0,12$ (6,36 max)	$3,05 \pm 0,12$ (2,53 min)	$3,0 \pm 0,12$ (3,55 max)
R 6,3	$6,3 \pm 0,15$ (7,25 max)	$3,8 \pm 0,12$ (2,85 min)	$2,5 \pm 0,12$ (3,4 max)
R 9,5	$9,53 \pm 0,19$ (10,5 max)	$4,75 \pm 0,12$ (3,8 min)	$3,17 \pm 0,15$ (4,1 max)
R 10	$10,0 \pm 0,2$ (11,0 max)	$6,0 \pm 0,15$ (5,05 min)	$4,0 \pm 0,15$ (4,95 max)
R 12,5	$12,5 \pm 0,3$ (13,6 max)	$7,5 \pm 0,2$ (6,5 min)	$5,0 \pm 0,15$ (5,95 max)
R 13,3	$13,3 \pm 0,3$ (14,4 max)	$8,3 \pm 0,3$ (7,2 min)	$5,0 \pm 0,15$ (5,95 max)
R 14	$14,0 \pm 0,3$ (15,1 max)	$9,0 \pm 0,25$ (7,95 min)	$5,0 \pm 0,2$ (6,0 max)
R 15	$15,0 \pm 0,5$ (16,3 max)	$10,4 \pm 0,4$ (9,2 min)	$5,3 \pm 0,3$ (6,4 max)
R 16	$16,0 \pm 0,4$ (17,2 max)	$9,6 \pm 0,3$ (8,5 min)	$6,3 \pm 0,2$ (7,3 max)
R 17	$17,0 \pm 0,4$ (18,2 max)	$10,7 \pm 0,3$ (9,6 min)	$6,8 \pm 0,2$ (7,8 max)
R 20/7	$20,0 \pm 0,4$ (21,2 max)	$10,0 \pm 0,25$ (8,75 min)	$7,0 \pm 0,4$ (8,1 max)

Type	Dimensions		
	$d_1^{(1)}$ mm	$d_2^{(1)}$ mm	$h^{(1)}$ mm
R 22	$22,1 \pm 0,4$ (23,3 max)	$13,7 \pm 0,3$ (12,6 min)	$6,35 \pm 0,3$ (7,4 max)
R23/9	$22,6 \pm 0,4$ (23,8 max)	$14,7 \pm 0,2$ (13,7 min)	$9,2 \pm 0,2$ (10,2 max)
R 25/10	$25,3 \pm 0,7$ (26,8 max)	$14,8 \pm 0,5$ (13,5 min)	$10,0 \pm 0,2$ (11,0 max)
R 25/20	$25,3 \pm 0,7$ (26,8 max)	$14,8 \pm 0,5$ (13,5 min)	$20,0 \pm 0,5$ (21,3 max)
R 29	$29,5 \pm 0,7$ (31,0 max)	$19,0 \pm 0,5$ 17,7 min	$14,9 \pm 0,4$ (16,1 max)
R 30	$30,5 \pm 1,0$ (32,3 max)	$20,0 \pm 0,6$ (18,2 min)	$12,5 \pm 0,4$ (13,7 max)
R 34/10	$34,0 \pm 0,7$ (35,5 max)	$20,5 \pm 0,5$ (19,2 min)	$10,0 \pm 0,3$ (11,1 max)
R 34/12,5	$34,0 \pm 0,7$ (35,5 max)	$20,5 \pm 0,5$ (19,2 min)	$12,5 \pm 0,3$ (13,6 max)
R 36	$36,0 \pm 0,7$ (37,5 max)	$23,0 \pm 0,5$ (21,7 min)	$15,0 \pm 0,4$ (16,2 max)
R 40	$40,0 \pm 1,0$ (41,8 max)	$24,0 \pm 0,7$ (22,5 min)	$16,0 \pm 0,4$ (17,2 max)
R 42	$41,8 \pm 1,0$ (43,6 max)	$26,2 \pm 0,6$ (24,8 min)	$12,5 \pm 0,3$ (13,6 max)
R 50	$50,0 \pm 1,0$ (51,8 max)	$30,0 \pm 0,7$ (28,5 min)	$20,0 \pm 0,5$ (21,3 max)
R 58	$58,3 \pm 1,0$ (60,1 max)	$40,8 \pm 0,8$ (39,2 min)	$17,6 \pm 0,4$ (18,8 max)
R 63	$63,0 \pm 1,5$ (65,3 max)	$38,0 \pm 1,2$ (36,0 min)	$25,0 \pm 0,8$ (26,6 max)
R 68	$68,0 \pm 1,2$ (60,1 max)	$48,0 \pm 1,0$ (46,2 min)	$13,0 \pm 0,4$ (14,2 max)
R 100	$102,0 \pm 2,0$ (104,8 max)	$65,8 \pm 1,3$ (63,7 min)	$15,0 \pm 0,5$ (16,3 max)
R 140	$140,0 \pm 3,0$ (143,8 max)	$103,0 \pm 2,0$ (100,2 min)	$25,0 \pm 1,0$ (26,8 max)
R 200	$202,0 \pm 4,0$ (206,8 max)	$153,0 \pm 3,0$ (149,2 min)	$25,0 \pm 1,0$ (26,8 max)

6 Condensateurs de puissance

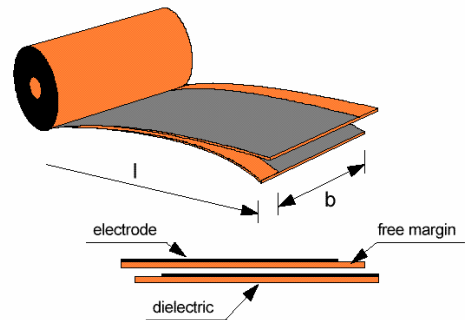
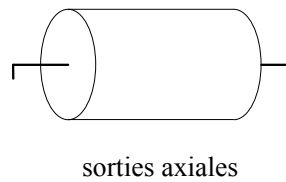
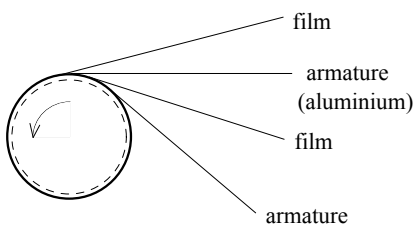
6.1 Généralités - Caractéristiques d'un condensateur

Les condensateurs représentent généralement une importante part du volume et du coût dans les convertisseurs statiques. Par exemple, dans une rame TGV Eurostar, il y a un total de 3 tonnes de condensateurs (total de 12 mF/1800 V associés aux GTO soit 20 kJ + 16 éléments de filtrage d'harmoniques de 108 μ F/3500 V, 660 J (80X34X15 cm³ —40 litres— soit 30 kg, 22 J/kg pour un coût unitaire d'environ 1 k€).

Il existe diverses technologies, nous considérerons, dans ce document, 3 familles : les films plastiques (il existe également des films papier mais nous n'avons pas développé leurs caractéristiques ici), les céramiques et les électrolytiques ou électrochimiques.

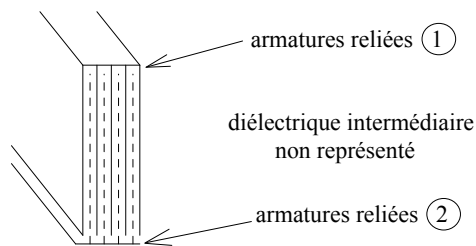
Technologies film plastique :

Un condensateur film est constitué d'un diélectrique plastique généralement métallisé (épaisseur d'environ 0,02 μ m), éventuellement pris en sandwich entre des armatures (épaisseur de 5 à 40 μ m). Cet ensemble est enroulé ou empilé :



construction d'un condensateur enroulé
film plastique + armatures (2 à 250 μ m)

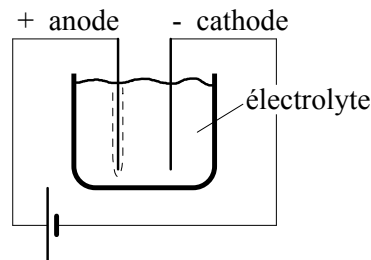
doc. RIFA



empilage : technologie "cerfeuil"
(céramiques ou plastiques)

Technologies électrolytiques :

Leur principe est décrit ci-dessous :



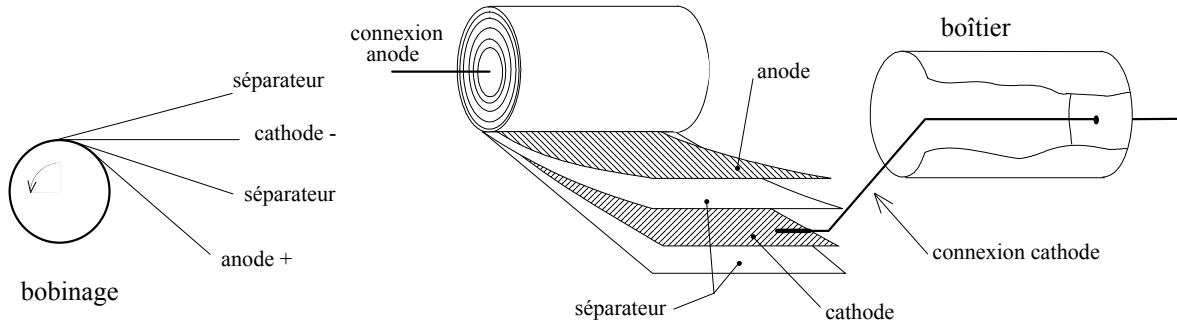
Si on applique une tension de polarisation (continue), l'anode se couvre d'oxyde (alumine si elle est en aluminium) et devient quasi isolante. En pratique, elle est préoxydée à la fabrication, ce qui permet un fonctionnement sous tension moyenne faible, voire nulle ou légèrement négative (1,5 V maxi).

- **anode** : bande d'aluminium très pur (99,99 %) généralement gravée.
- **séparateur** (ex : papier) généralement imbibé d'électrolyte (liquide ou solide)

exemple d'électrolyte liquide : acide borique + borate de sodium utilisé dans les condensateurs "Alusec" de Philips.

- **cathode** : même que l'anode mais plus mince et non oxydée.

L'obtention de grandes surface est, comme dans le cas des technologies film, obtenu par enroulement de bandes de grande longueur.



l'épaisseur d'alumine vaut environ 12 Å/Volt.

Energie volumique

Si on néglige l'épaisseur des armatures devant celle du diélectrique (vrai pour les diélectriques plastiques métallisés et, d'une façon générale, pour les condensateurs à faible tenue en courant), le volume est essentiellement celui du diélectrique.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{e}$$

$$U_{MAX} = k_r \cdot e \quad \text{où } k_r \text{ est la rigidité diélectrique (champ maximal V/m)}$$

$$\text{alors l'énergie maximale vaut : } W_M = \frac{1}{2} C U_{Max}^2 = \frac{\epsilon_0}{2} \epsilon_r \cdot k_r^2 \cdot \underbrace{S e}_{\text{volume diélectrique}}$$

Dans le cadre de l'hypothèse d'un volume de diélectrique prépondérant, l'énergie

$$\text{volumique maximale vaut : } \frac{W_M}{V} = \frac{\epsilon_0}{2} \epsilon_r \cdot k_r^2$$

Elle est proportionnelle à ϵ_r et au carré de k_r .

La valeur de k_r dépend fortement de la forme du diélectrique et des électrodes ainsi que de l'épaisseur. Dans le cas des diélectriques plastiques, la rigidité diélectrique suit sensiblement la relation suivante : $k_r \propto [e]^{-1/2}$.

Ainsi, plus le diélectrique est fin, plus la rigidité est élevée et plus l'énergie volumique est importante. Il existe cependant une épaisseur minimale faisable pour chaque technologie.

Pratiquement, le volume total doit prendre en compte la place occupée par les électrodes. Celle-ci augmente lorsque le condensateur doit tenir des courants efficaces élevés ou des dv/dt importants (ce qui est une autre façon de les spécifier) en régime impulsionnel. L'énergie volumique maximale est ainsi dépendante de puissance (capacité à se charger ou à se décharger rapidement).

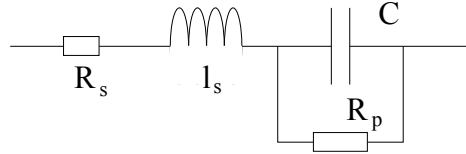
Dans les condensateurs électrolytiques, l'énergie volumique n'est pas une constante caractéristique. C'est plutôt la charge maximale par unité de volume qui est représentative :

$$C \cdot U_{Max} \cong K$$

Alors l'énergie volumique croît avec la tension maximale : $W_M \propto U_{Max}$.

Schéma équivalent

Compte tenu de sa construction et de la physique, un condensateur n'est pas parfait. On peut représenter son comportement par le schéma équivalent suivant :

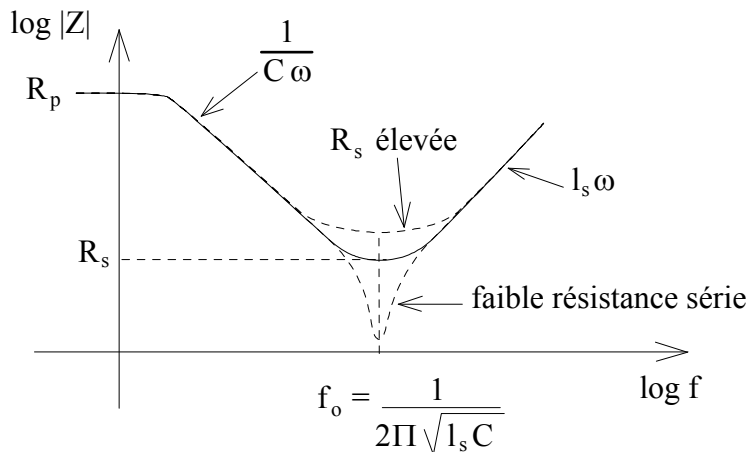


R_s est la résistance série d'accès aux armatures (pertes Joule $R_s I_{\text{eff}}^2$: en effet, lors de courants variables il y a déplacement de charges électriques sur les armatures).

l_s est l'inductance série due à la création quasi inévitable d'un flux propre, elle est élevée dans les structures enroulées (rappel : 1 cm de fil de cuivre \Leftrightarrow 10 nH). Elle est encore notée ESL

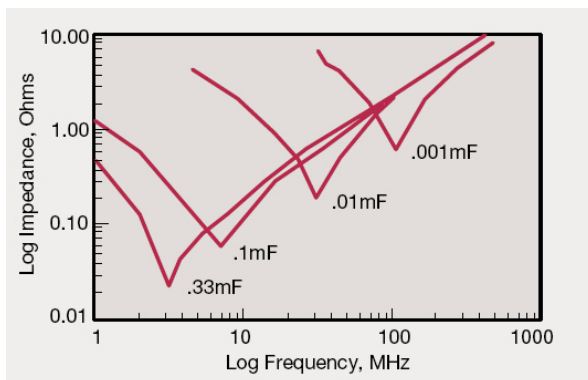
R_p symbolise les pertes diélectriques sensiblement proportionnelles au carré de la tension et proportionnelles à la fréquence. En continu, elle peut modéliser la résistance de fuites continu $I_{\text{fuite}} \approx \frac{U}{R_p}$, dans ce cas, la valeur est différente. Nous considérerons ici la modélisation des pertes diélectriques P_d .

Ainsi l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence a l'allure suivante :

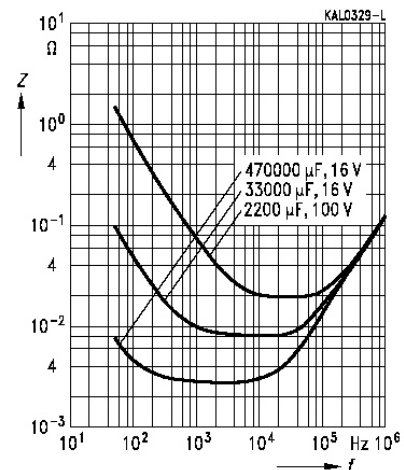


ici R_s symbolise la résistance série totale

Exemples :



Céramiques multicouches (doc. AVX)



Electrolytiques aluminium (doc. EPCOS)

On peut remarquer la résonance très fine (faible ESR) de la technologie céramique et, au contraire, la résonance très amortie des électrochimiques qui nécessitent des valeurs très élevées de capacité pour obtenir une faible résistance série.

En électronique de puissance, nous considérons généralement un **schéma équivalent série** avec une résistance série équivalente notée ESR (equivalent serie resistor).

Si on considère les pertes diélectrique :

$$P_d \cong K \cdot \omega \cdot U^2 \cong \frac{U^2}{R_p} \text{ ce qui donne : } R_p \cong \frac{1}{K \cdot \omega}$$

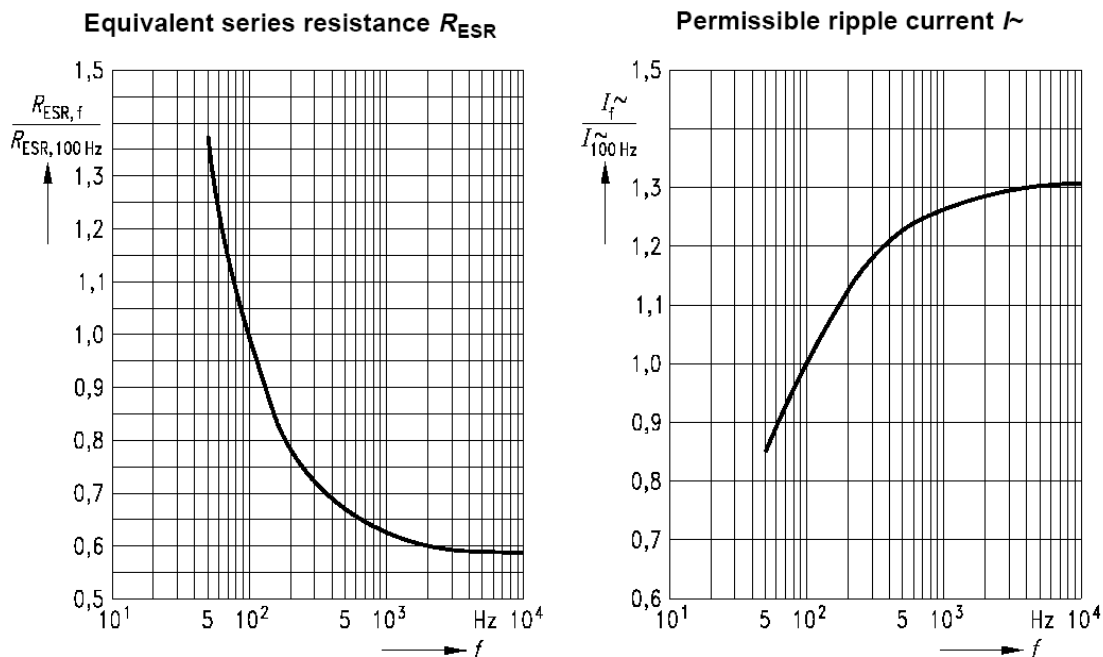
Ainsi si l'on veut remplacer le modèle série parallèle de la figure précédente, par un modèle exclusivement série :

$ESR = R_s + R_{sd}$ ou R_{sd} est la résistance série représentant les pertes diélectriques dans un modèle série. On peut démontrer aisément que :

$$R_{sd} = \frac{R_p}{1 + (C/K)^2} \propto \frac{1}{\omega}$$

alors $ESR = R_s + R_{sd} = R_s + \frac{\beta}{\omega}$ avec β une constante dépendante des matériaux et des dimensions.

La résistance équivalente série ESR intègre à la fois les pertes diélectriques et les pertes Joule dans les armatures, ce qui conduit à une caractéristique spécifique : **ESR dépend fortement de la fréquence, en particulier ESR augmente en basse fréquence**. Ce phénomène est dû au fait qu'à courant donné, aux basses fréquences, le champ électrique E devient élevé et les pertes diélectriques (proportionnelles à f et E²) croissent. La figure suivante montre l'évolution (normalisée) de la résistance équivalente série et du courant efficace admissible correspondant pour une série de condensateurs électrochimique aluminium (350 à 450 V, 1000 à 18000 µF) optimisés pour du filtrage 100 Hz (50 Hz redressé double alternance). Le modèle 15000 µF-400 V supporte un courant efficace de 70 A à 40°C pour une valeur d'ESR de 11 mΩ.



Doc. Siemens Matsuhita (devenu EPCOS)

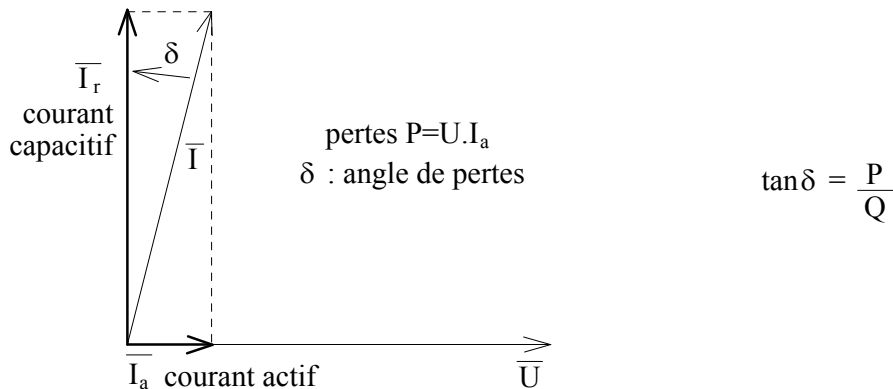
La sensibilité d'ESR à la fréquence est beaucoup plus forte dans d'autres technologies comme celles des céramiques (voir chapitre Condensateurs céramiques ci-après) avec une variation d'ESR de 1 à 10 000 pour une fréquence allant de 1 MHz à 100 Hz.

Ainsi, échauffement donné, le courant efficace admissible est ainsi toujours plus faible en basses fréquences qu'en hautes fréquences. Il ne faut jamais oublier qu'un condensateur de puissance chauffé à cause de ses propres pertes et que sa durée de vie dépend fortement de sa température.

Tangente de l'angle de pertes

Les condensateurs sont souvent caractérisés par leur tangente δ ou facteur de dissipation. C'est également l'inverse du facteur de qualité.

Lorsqu'un condensateur est soumis à une tension alternative sinusoïdale de fréquence inférieure à sa fréquence de résonance f_0 , le courant alternatif comprend une composante en phase avec la tension, elle représente les pertes :



Les fabricants, conformément aux normes, spécifient $\tan \delta$ à une fréquence donnée (ex : 1 kHz) et à une température donnée (ex : 25°C). Evidemment, un bon condensateur doit avoir une faible $\tan \delta$.

Si on néglige la résistance d'accès aux armature R_s , la $\tan \delta$ est alors exclusivement caractéristique du diélectrique :

$$\tan \delta = \frac{P}{Q} = \frac{U^2 / R_p}{U^2 \cdot C \omega} = \frac{1}{R_p \cdot C \omega} \text{ et si on considère } R_p \cong \frac{1}{K \cdot \omega}, \text{ alors : } \tan \delta \cong \frac{K}{C}$$

On peut démontrer que le produit $K \cdot C$ ne dépend que des propriétés du diélectrique (pertes diélectriques volumiques, permittivité et rigidité diélectrique). Dans ces conditions, $\tan \delta$ est normalement indépendante de la fréquence. La réalité est quelque peu différente, car les propriétés physiques mentionnées dépendent inévitablement (au 2^{ème} ordre) de la fréquence. C'est ce que l'on observe sur les courbes fournies ci-après.

Influence de la température T°C

- Tout d'abord, la température **affecte la capacité**, l'allure des variations dépend des diélectriques. Les fabricants spécifient la variation maximale en % sur la plage de température maximale.

- Elle accroît le taux de défaillance et affecte ainsi la **durée de vie**. Pour chaque diélectrique, on définit une **plage de température**.

- Comme les pertes et la capacité dépendent de la température, la $\tan \delta$ en dépend également.

- A température maximale donnée (pour des raisons de fiabilité) l'échauffement et donc le courant efficace admissible dépendent de la température ambiante.
- Lorsque la température croît, le courant de fuites augmente.

Échauffement

L'échauffement des condensateurs est proportionnel aux pertes et à la résistance thermique. Cette dernière est sensiblement proportionnelle à la surface extérieure, en contact avec l'air, du boîtier (convection et rayonnement) sauf pour les petites dimensions où une partie de la chaleur s'évacue par les connexions. La résistance thermique des boîtiers vaut environ :

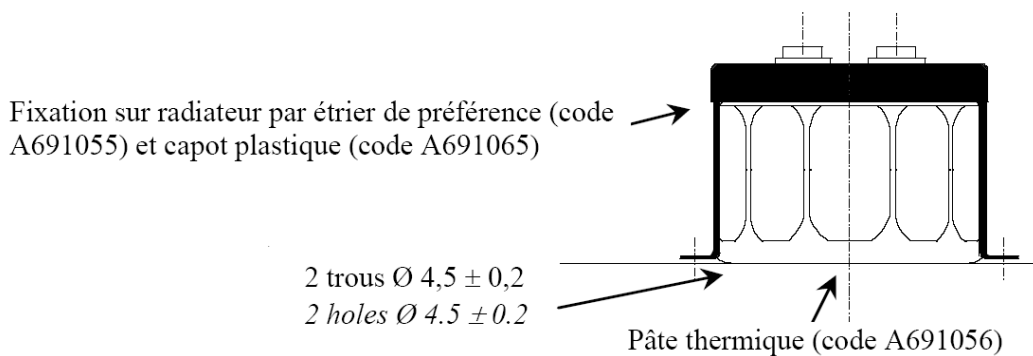
$$R_{th} \cong \frac{1}{\alpha \cdot S_{th}} \text{ avec } \alpha \cong 10 \text{ W.m}^2 \cdot \text{°C}^{-1}.$$

L'échauffement s'exprime par : $\Delta T = R_{th} \cdot P$

où P sont les pertes, qui peuvent s'exprimer grâce à la résistance série : $P = ESR \cdot I_{rms}^2$

Certains condensateurs de puissance sont conçus pour être connectés thermiquement à un dissipateur afin d'abaisser la résistance thermique globale. Les figures suivantes montrent les caractéristiques thermiques en fonction des conditions de refroidissement pour la gamme FELSIC 105 FP (taille basse, très fort courant) du fabricant SIC SAFCO.

	Sans ventilation, sans radiateur <i>Without cooling without radiator</i>	Ventilation naturelle 0,2 - 0,5 m/s sans radiateur <i>Air cooling 0,2 - 0,5 m/s without radiator</i>	Avec radiateur et pâte thermique sans refroidissement par eau <i>With radiator and thermal compound and without water cooling</i>	Avec radiateur, pâte thermique et refroidissement par eau <i>With radiator thermal compound and water cooling</i>
K	0,5	0,6	1	1,3
Résistance thermique <i>Thermal resistance</i> °C/W	4	2,5	1	0,6



Doc. SIC SAFCO

6.2 Technologies - Caractéristiques - Applications.

Nous nous restreindrons aux technologies utilisées en électronique de puissance.

6.2.1 Les films plastiques

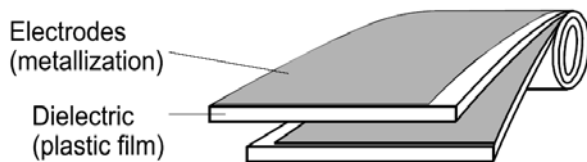
Ils sont utilisés seuls ou associés à du papier imprégné (augmentation de la tenue en tension). Ils sont métallisés ou à armatures, ou les deux à la fois.

métallisation seule => (1) autodicatrisation : en cas de claquage local, le diélectrique n'est pas détruit et la métallisation très fine se reforme.

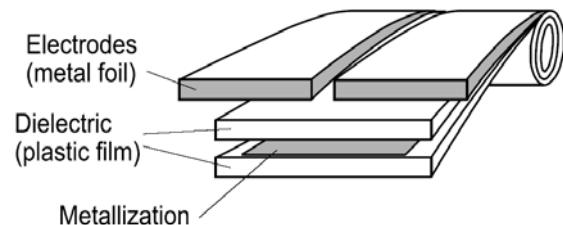
(2) faible encombrement.

armatures (2 à 8 μm) => (3) augmentation considérable de I_{eff} et de I_{M} ou $\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{MAX}}$

armature + métallisation => (1) et (3)



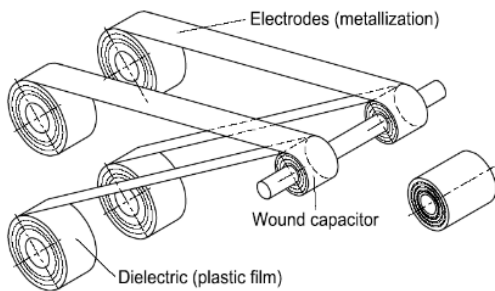
Film plastique métallisé



Film plastique métallisé avec armatures renforcées

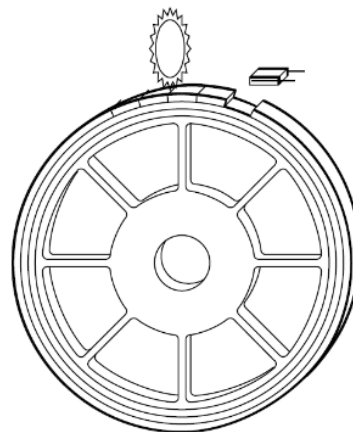
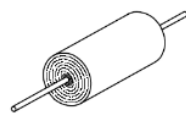
Doc. EPCOS

Deux techniques de fabrications sont utilisées : enroulées (wound) et empilées (stacked) :

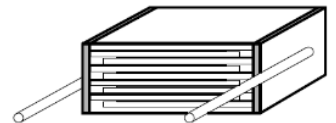


Wound capacitor, radial leads

Wound capacitor, axial leads

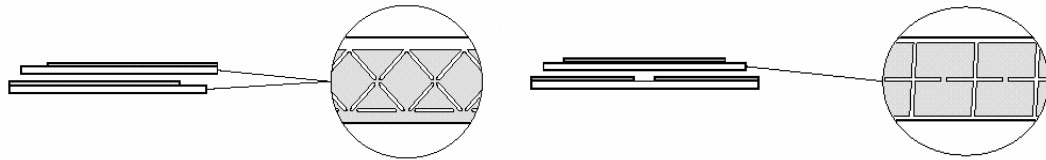


Stacked-film capacitor



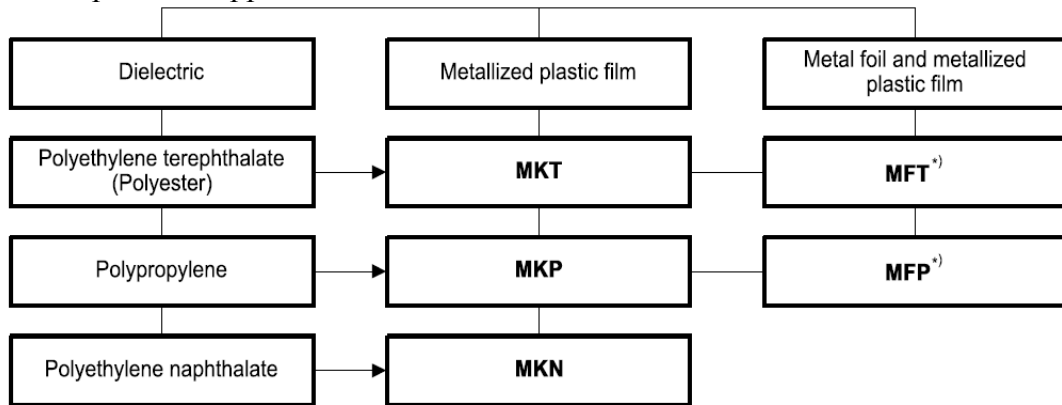
Doc. EPCOS

Autodicatrisation : lorsque des cellules claquent, le film plastique se vaporise et se reforme. La technologie multi-cellulaires permet d'éliminer les cellules défailtantes. Les cellules sont reliées en parallèle par des bus (LCC, Siemens, Evox-Rifa) : en cas de court circuit de cellules, la métallisation fond et les isole des autres, la capacité totale diminue. Lorsqu'elle a chuté de 3%, on estime qu'il faut changer le condensateur (possibilité de maintenance préventive).



Doc. RIFA

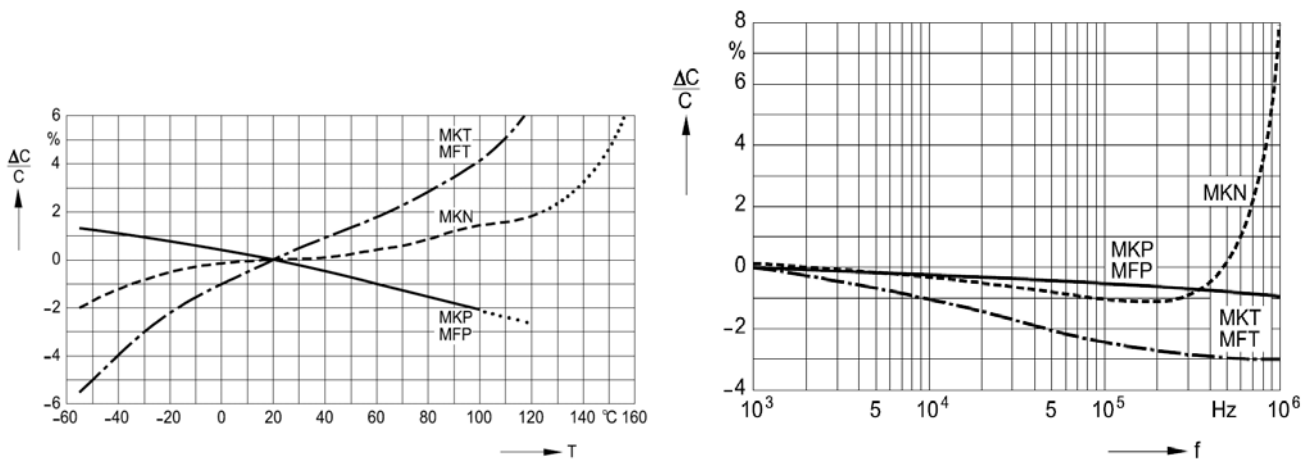
Selon les matériaux employés et l'usage d'armatures renforcées, les condensateurs films sont déclinés sous plusieurs appellations :



Classification of film capacitors in DIN 41379

Doc. EPCOS

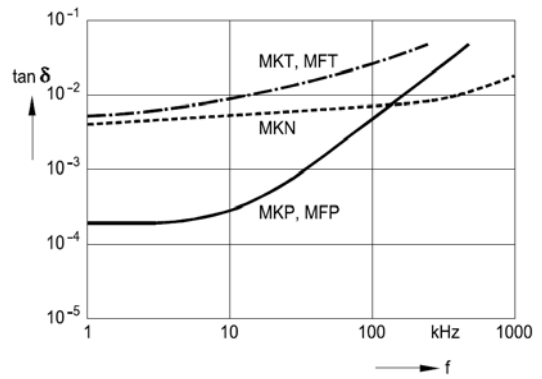
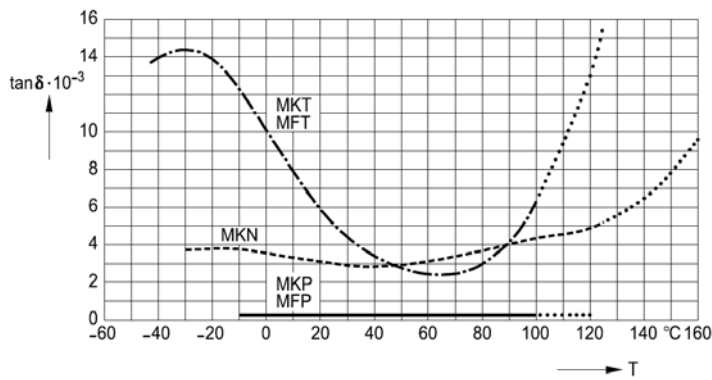
Les figures suivantes montrent les variations de la capacité en fonction de la température et de la fréquence :



Doc. EPCOS

On remarquera la bonne stabilité de la valeur de la capacité des technologies polypropylène (MKP et MFP).

Ci-dessous, l'évolution du facteur de pertes ($\tan\delta$) également en fonction de la fréquence et de la température :



Doc. EPCOS

Caractéristiques du polypropylène

$$\varepsilon_r = 2,2$$

$$\tan \delta < 4 \cdot 10^{-4} \text{ à } 1 \text{ kHz} - 25 \text{ °C}$$

$$k_r = 30 \text{ à } 50 \text{ kV/mm selon épaisseur (épaisseur minimale : } 4 \text{ } \mu\text{m)}$$

$$\lambda = 0,22 \text{ W/m/K}$$

$$\frac{\Delta C}{C} = -200 \cdot 10^{-6} \cdot K^{-1}$$

gamme de température extrême : -55 °C à +100 °C (souvent +85 °C), $T_{\text{fusion}} = 165 \text{ °C}$.

tenue en tension : jusqu'à 2000 V et 10 kV en diélectrique mixte papier/polypropylène.

Applications : (très courantes en EnPu) forts $\frac{dV}{dt}$

- découplage de puissance (hacheurs, onduleurs, SMPS)

- snubbers (forts courants crêtes) : transistors, thyristors, GTO ...

on réalise même des boîtiers amagnétiques pour les environnements magnétiques :

circuits d'extinction de thyristors ...

- réservoirs d'énergie (allumage électronique automobile) / filtrage.

C'est la technologie film qui offre la plus grande compacité avec des valeurs d'énergie volumique de l'ordre de 150 à 300 J/dm³.

La figure ci-dessous montre quelques exemples de boîtiers de condensateurs au polypropylène :



EPCOS

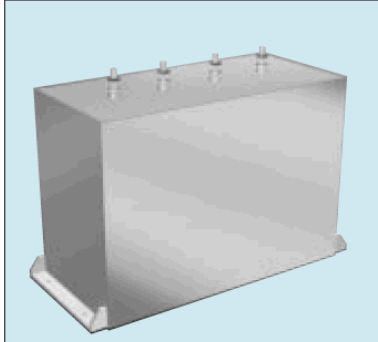
Exemple de condensateur polypropylène de forte puissance :

Medium Power Film Capacitors



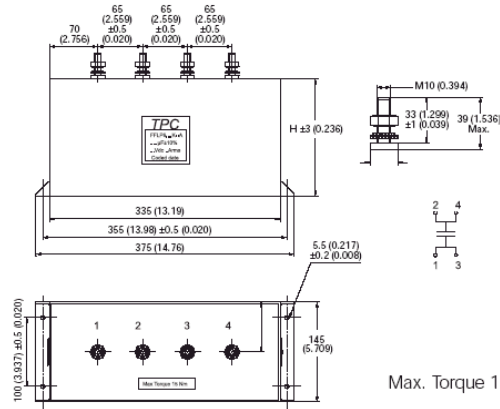
FFLP Design

DC FILTERING



PACKAGING

Rectangular resin filled aluminum case 4 x M10 terminals.



Max. Torque 15Nm

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

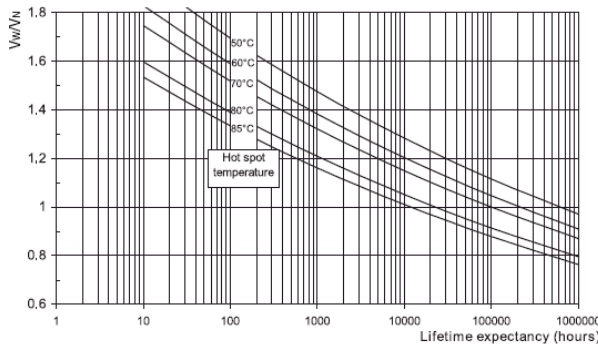
Capacitance range C_N	1900 μ F to 6600 μ F
Tolerance on C_N	$\pm 10\%$
Rated DC voltage V_{Ndc}	600 to 900 V
Maximum rms current I_{rms} max	170 Arms to 300 Arms
Stray inductance L_s	30 nH to 38 nH

POLYPROPYLENE DIELECTRIC

Dimensions: millimeters (inches)

Capacitance (μ F)	Height	I_{rms} (A)	L_s (nH)	R_s (m Ω)	R_{th} ($^{\circ}$ C/W)	Weight (kg)	Part Number
$V_{Ndc} = 600$ V							
6600	240 (9.449)	300	38	0.19	2.2	15.5	FFLP6K6607K--
4200	170 (6.693)	200	30	0.28	3.3	11.3	FFLP6K4207K--
$V_{Ndc} = 750$ V							
4300	240 (9.449)	300	38	0.23	2.2	15.5	FFLP6A4307K--
2730	170 (6.693)	170	30	0.25	3.3	11.3	FFLP6A2737K--
$V_{Ndc} = 900$ V							
3000	240 (9.449)	300	38	0.27	2.2	15.5	FFLP6C3007K--
1900	170 (6.693)	170	30	0.41	3.3	11.3	FFLP6C1907K--

LIFETIME EXPECTANCY



HOT SPOT CALCULATION

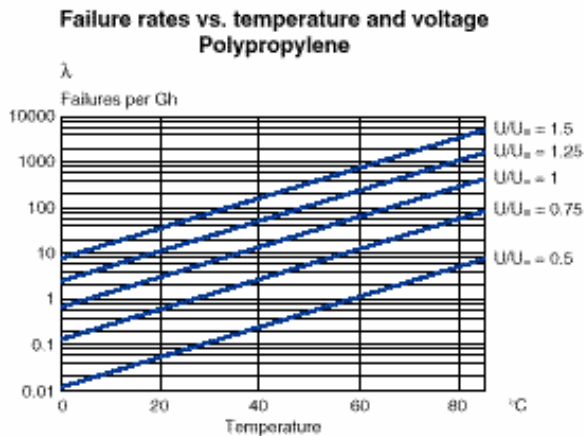
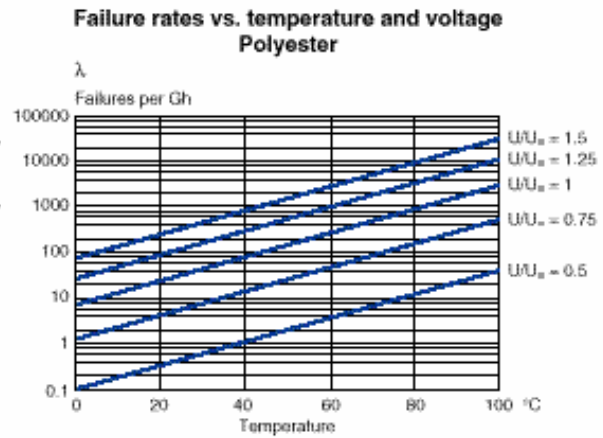
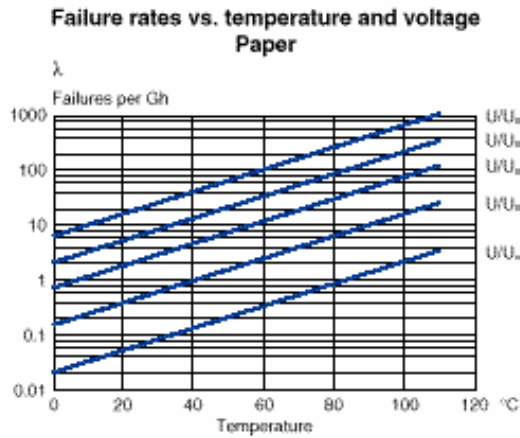
See page 28



(TPC = Thomson Passive Components, anciennement LCC, repris par AVX)

Taux de défaillance des technologies film

Les figures ci-dessous mettent en évidence l'importance de la température et de la tension sur le taux de défaillance :



Doc Rifa

Caractéristiques du polyester (PET)

(=Polyéthylène téréphtalate d'Éthylène Glycol) ou encore **Mylar** : fabricant du film différent.

$$\epsilon_r = 3,25$$

$$\tan \delta \cong 40 \cdot 10^{-4} \quad (25 \text{ °C} - 1 \text{ kHz})$$

$$k_r \approx 29 \text{ à } 50 \text{ kV/mm} \quad (\text{épaisseur de diélectrique minimale : } 0,9 \text{ }\mu\text{m})$$

$$\lambda = 0,24 \text{ W/m/K}$$

gamme de température extrême : -55 °C à $+125 \text{ °C}$ (et même 150 °C), $T_{\text{fusion}} = 255 \text{ °C}$.

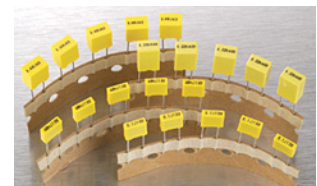
tenue en tension jusqu'à 15 kV (s'associe aussi au papier)

Applications :

découplage électronique
économique

circuits RC limiteurs de tension (pas $\frac{dV}{dt}$)

antiparasitage (filtres EMI) : bon comportement jusqu'à 1 MHz
hautes tensions

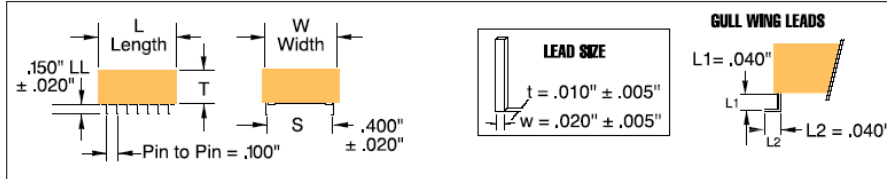


Exemple de condensateur polyester pour applications de puissance haute fréquence :

ITW Paktron

Second Generation High Frequency Switching Power Supply Capacitors

- Ideal for 48 volt bus input & output
- Low impedance (ESR/ESL) construction
- Self healing—Avoids shorts
- The reliable solution to ceramic and tantalum capacitor faults at elevated voltage
- Made for >100KHz switching power trains and reflected RFI
- Flat surface for pick and place
- Surface mount capability
- Operating temperature range: -55°C to 125°C
- High ripple current/High capacitance
- Volumetrically efficient
- Made in U.S.A.



Capacitance μF	PF Code	DC Voltage	ESR Ω @ 500 KHz	RMS Current @ 500 KHz	Max Dimensions (inches) W x T x L	# Leads per side	Type
2.0	205	100	.009	8.3	.500 x .250 x .450	3	CB4
4.0	405	100	.007	11.5	.500 x .250 x .450	3	CB4
4.7	475	100	.006	12.2	.500 x .250 x .525	3	CB4
10.0	106	100	.003	15.3	.500 x .250 x .995	7	CB4

ELECTRICAL

CAPACITANCE RANGE

2.0 μF to 10.0 μF @ 1KHz

VOLTAGE RANGE

100 VDC

TOLERANCE

$\pm 10\%$ (K)

DISSIPATION FACTOR

$\leq 1.0\%$ @ 1KHz

INSULATION RESISTANCE

$\geq 1,000$ Megohm x μF .

Need not exceed 1,000 Megohms

Test voltage @ one minute:

Rated Voltage	≤ 100 VDC
Test Voltage	10 VDC

DIELECTRIC STRENGTH

1.3 x Rated Voltage

TEMPERATURE COEFFICIENT

+6% from -55°C to 85°C

SELF INDUCTANCE

<4nH (Typical) CB4

PHYSICAL

CONSTRUCTION

Non-inductively constructed with metallized polyester dielectric.

MLP, Multilayer Polymer.

LEAD MATERIAL

Tinned Cu Alloy Lead Frame

LEAD SPACING

.400" (10.0mm) nominal

CASE

UL94V0 Rated Shell

COMPONENT MARKING

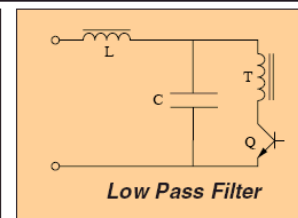
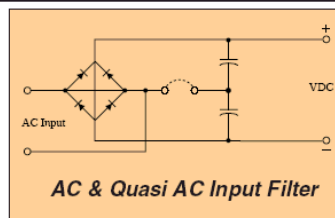
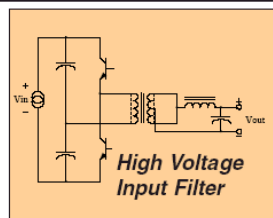
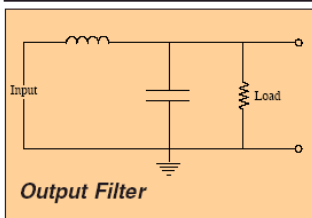
ITW, Type, Capacitance Code, Tolerance Code, and Voltage

TEMPERATURE RANGE

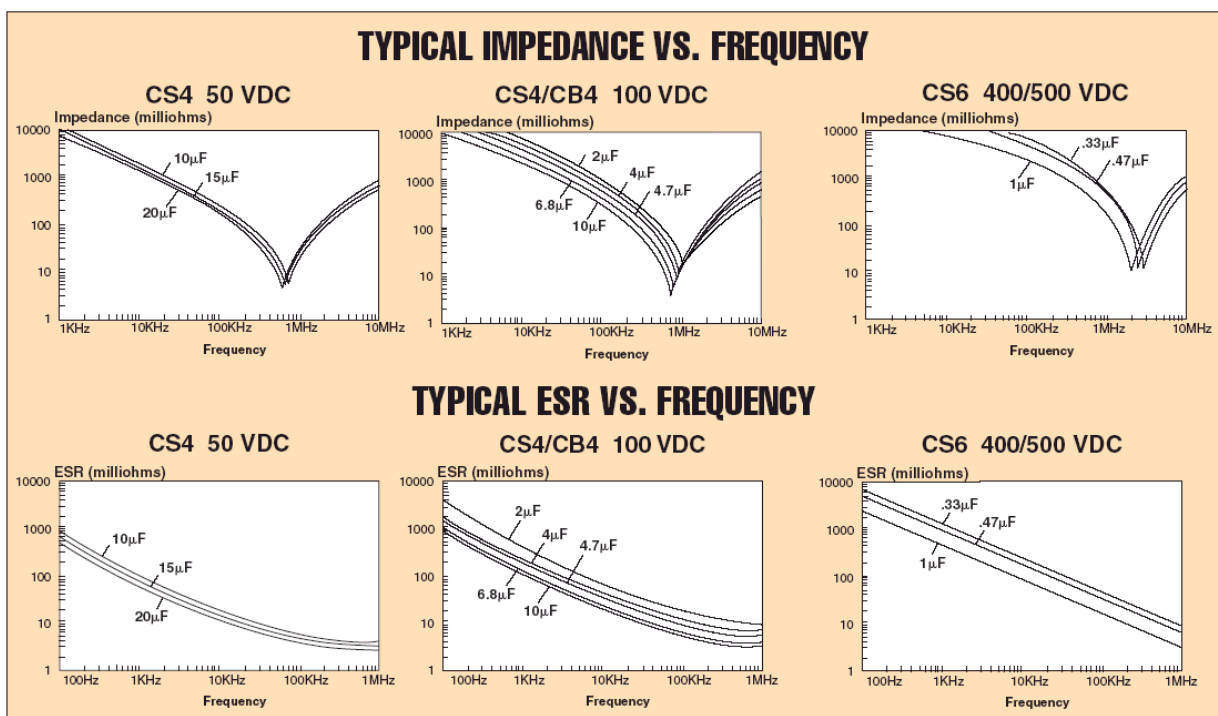
-55°C to 85°C, with no voltage derating:

For use at 125°C derate voltage by 50%.

TYPICAL APPLICATIONS



MAXIMUM RMS CURRENT (AMPS) VS. FREQUENCY							MAXIMUM RMS VOLTAGE VS. FREQUENCY						
Value μF	Rated VDC	1 KHz	10 KHz	100 KHz	500 KHz	1MHz	Value μF	Rated VDC	1 KHz	10 KHz	100 KHz	500 KHz	1MHz
.47	500	0.8	1.9	3.9	6.2	7.1	.47	500	250	64	13.1	4.2	2.4
1.0	500	1.1	2.4	5.9	9.5	10.6	1.0	500	176	38	9.4	3.0	1.6
.33	400	0.7	1.3	3.5	6.0	6.9	.33	400	250	64	17.2	6.9	4.0
.47	400	0.8	1.9	3.9	6.2	7.0	.47	400	250	64	13.1	4.2	2.4
1.0	400	1.1	2.4	5.9	9.5	10.5	1.0	400	176	38	9.4	3.0	1.6
1.0	250	0.7	1.6	3.3	5.2	5.9	1.0	250	94	24	5.0	1.6	0.9
2.0	100	0.4	2.6	6.0	8.3	8.9	2.0	100	35	21	4.7	1.3	0.7
4.0	100	1.9	4.2	10.2	11.5	12.0	4.0	100	35	18	4.2	1.0	0.4
4.7	100	2.0	4.5	10.8	12.2	12.6	4.7	100	35	18	3.7	0.8	0.3
10.0	100	4.3	9.9	14.1	15.3	15.6	10.0	100	35	18	2.2	0.5	0.3
10.0	50	4.2	9.7	14.0	15.3	15.6	10.0	50	35	18	2.2	0.5	0.2
20.0	50	9.3	13.3	16.7	17.8	18.0	20.0	50	35	18	1.3	0.3	0.1



En technologie polyester, on rencontre, comme en technologie polypropylène, des condensateurs de forte capacité et à très forte tenue en courant.

Polycarbonate :

$\epsilon_r = 2,8 \text{ à } 3,2$

$\tan \delta \cong 10 \cdot 10^{-4} \text{ à } 25 \text{ °C} - 1 \text{ kHz}$

$k_r \approx 18 \text{ kV/mm}$ (épaisseur minimale de diélectrique : 2 μm)

gamme de température : -55 °C à +125 °C

tenue en tension : 1000 V

10 kV avec papier imprégné (et même 50 kV)

Applications :

circuits écrêteurs RC

lorsque l'on a besoin de précision et d'une faible $\tan \delta$

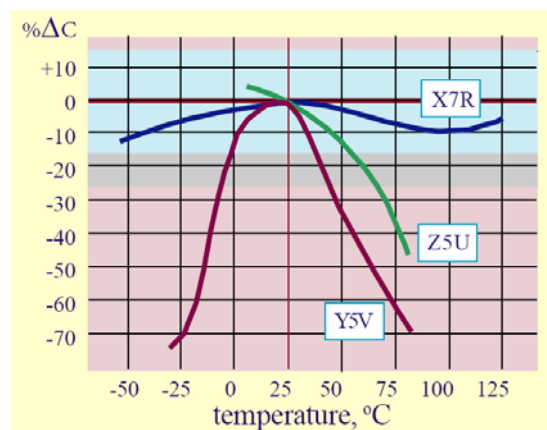
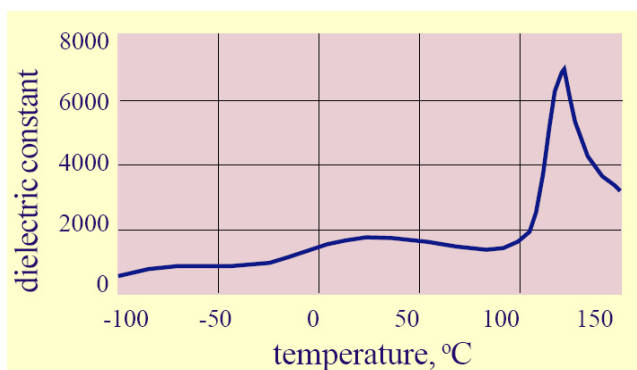
(Attention : sensibilité à l'humidité)

6.2.2 Les condensateurs céramiques

Dans les années 1980, des condensateurs de puissance multicouches céramiques ont été développés (LCC, Eurofarad, AVX...) pour le filtrage de sortie des alimentations à découpage haute fréquence (>100 kHz).

Ils permettent, par rapport aux technologies électrochimiques, d'avoir de faibles valeurs de résistance et d'inductance équivalentes série sans avoir à choisir des valeurs énormes de capacité. En effet, lors du choix d'un condensateur de filtrage en sortie d'une SMPS, il est nécessaire de surdimensionner (facteur 10 à 1000) sa capacité (par rapport à la valeur théorique, par ex $C_0 = \frac{\Delta i_c}{8.f.\Delta v_0}$) pour obtenir une résistance série suffisamment faible ($ESR \leq \frac{\Delta v_0}{\Delta i_L}$).

Il s'agit principalement de céramiques ferroélectriques de **classe 2** (Titanate de Baryum $BaTiO_3$) dont la permittivité ϵ_r est très élevée (2000 à 4000 pour les plus stables : X7R et 5000 à 10 000 pour les moins stables : Z5U) mais la stabilité en température médiocre et la tangente de l'angle de pertes est bien supérieure à celle des films plastiques ($250 \cdot 10^{-4}$). L'énergie volumique est ainsi relativement élevée aux dépens de la stabilité en température. Le diélectrique X7R est le plus stable de la famille de classe 2.



Doc Novacap

Le début de la référence de chaque technologie représente la gamme de température :

Z : +10°C à +45°C

Y : -30°C à +65°C

X5 : -55°C à +85°C

X7 : -55°C à +105°C

X8 : -55°C à +150°C

La dernière lettre représente la variation de la capacité sur la plage complète de température :

A : +/- 1% jusqu'à V : +22%/-82%

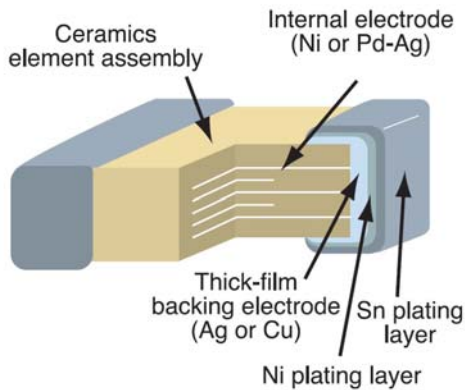
Exemples : R : +/- 15%

U : +22%/-56%

Ainsi, la technologie X7R offre une variation de la capacité de $\pm 15\%$ entre -55°C et $+125^\circ\text{C}$.

La gamme de tension des condensateurs céramiques de puissance s'étend de 16 V à quelques 10 kV.

Les figures suivantes montrent la constitution d'un condensateur céramique de type pavé multicouche, pour montage en surface (il existe également des condensateurs céramiques à connexions « conventionnelles ») :



Doc. Murata



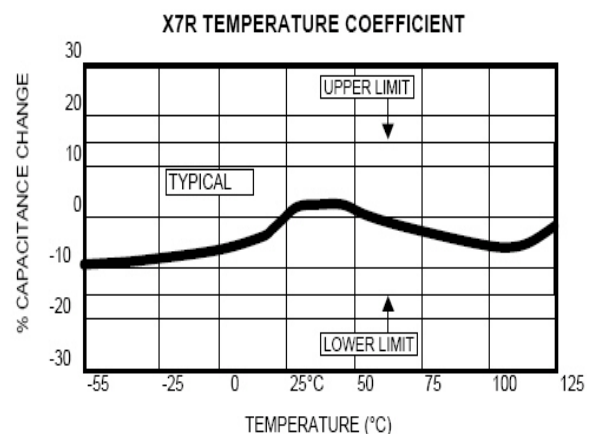
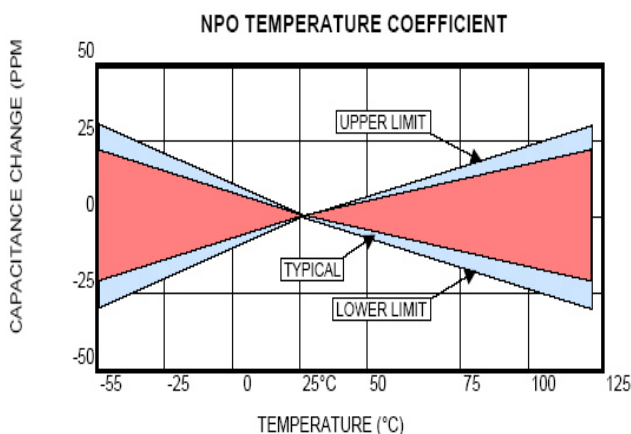
Doc. EPCOS

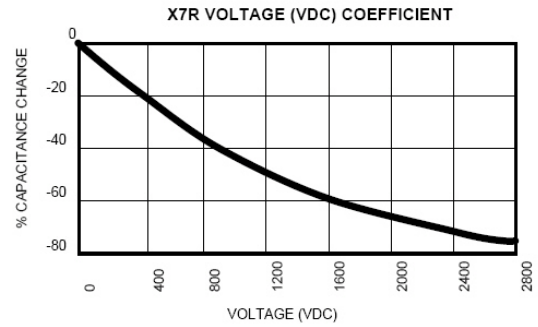
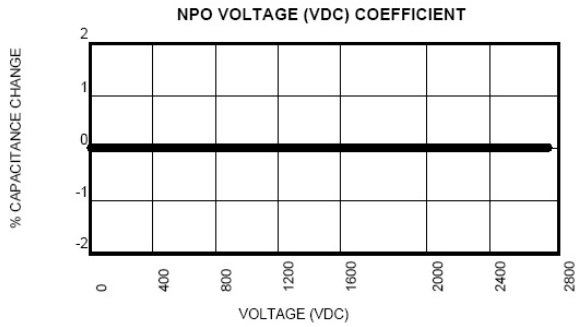
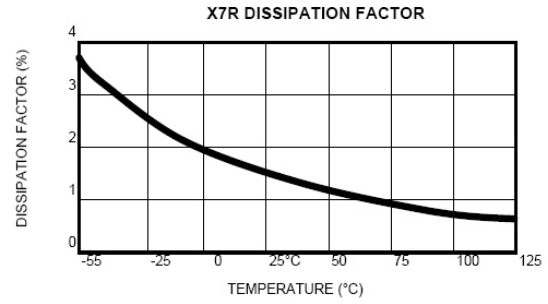
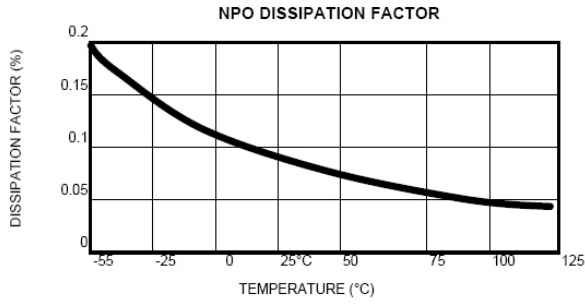
La technologie céramique multicouches reste, à l'heure actuelle, la plus coûteuse, ainsi elle est plutôt réservée à des applications "haut de gamme". Les électrodes sont en palladium pur (plus cher que l'or) ou allié à 25% d'argent (bonne conductivité et faible coefficient de dilatation).

Fabrication : feuilles séchées 30 à 40 cm de largeur et 100 μm d'épaisseur (bobinées et stockées) puis compression et cuisson pour atteindre des épaisseurs de 8 à 20 μm . La rigidité diélectrique est d'autant moins dispersée que la granulométrie de la céramique est faible. Le nombre de couches dans un pavé 1206 multicouches atteint 400.

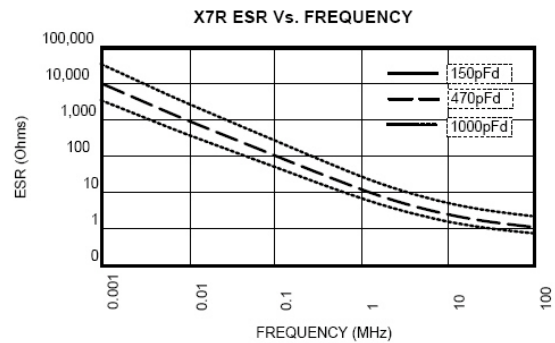
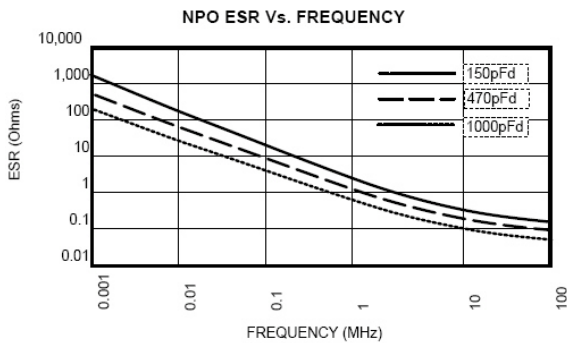
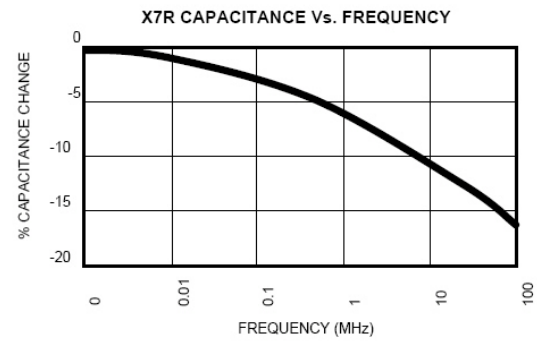
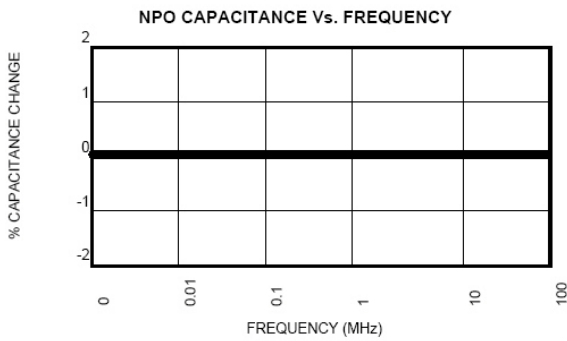
Les céramiques de classe 1 (COG – NPO Negative Positive Zero) exploitent d'autres matériaux (CaTiO_3 ou SrTiO_3) et offrent une plus faible sensibilité à la température.

La figure suivante compare les caractéristiques des technologies de classe 1 et X7R de classe 2 :





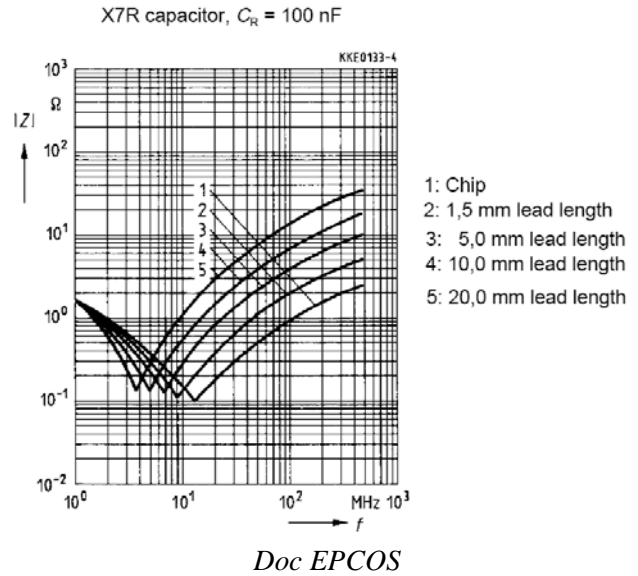
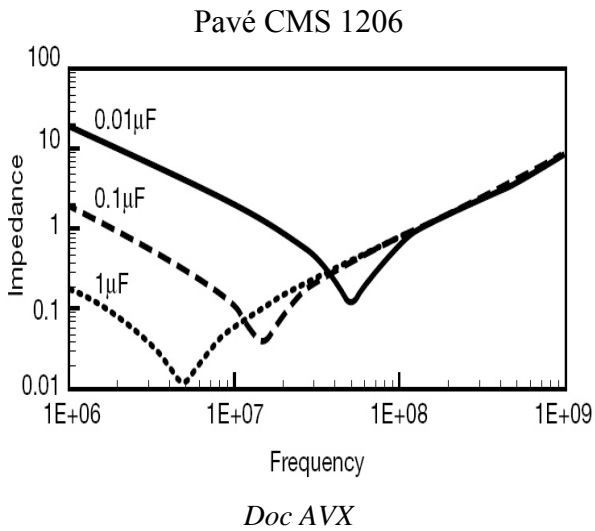
Doc Novacap



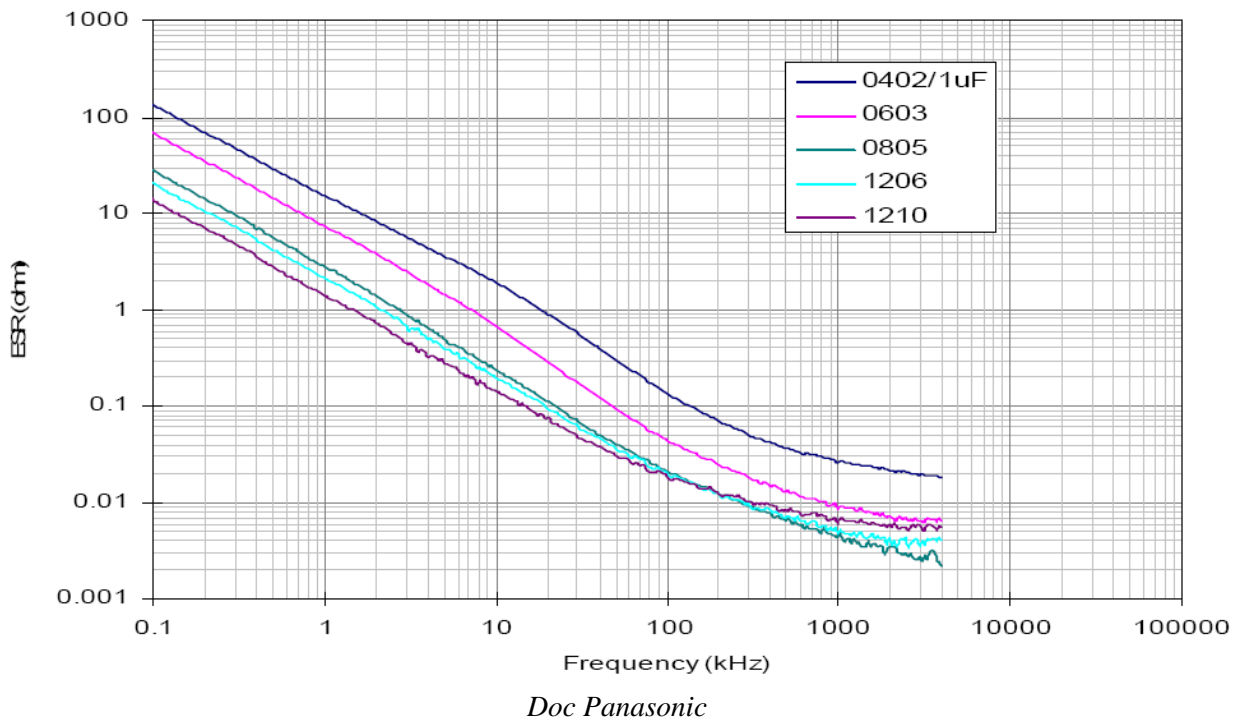
Doc Novacap

La résistance série devient très élevée en basse fréquence (<10 kHz), comme le montre l'exemple des courbes d'impédance pour le modèle 1206 d'AVX (pavé CMS 0,12 inch x 0,06 inch), l'inductance équivalente série vaut 1,2 nH.

La valeur de l'inductance série de ces condensateurs multicouches est extrêmement faible, elle est donc très sensible à la longueur des connexions comme le montre la figure suivante à droite (chip = boîtier seul, lead length = longueur des pistes de circuit).



La figure suivante met en évidence la grande influence de la fréquence sur la résistance équivalente série (voir début du chapitre condensateurs) mais également l'importance des dimensions, un plus grand boîtier (ici CNS) permet d'améliorer les performances en terme de pertes, mais également de capacité de dissipation.

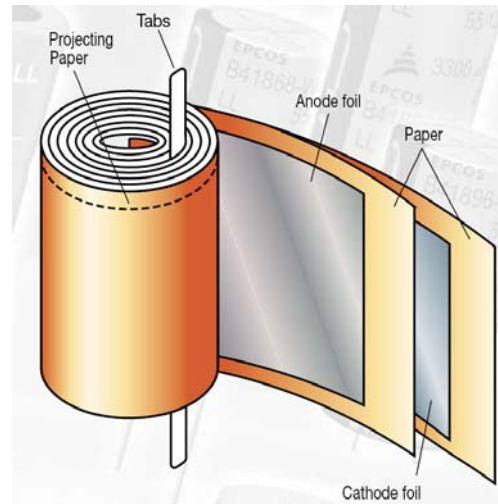
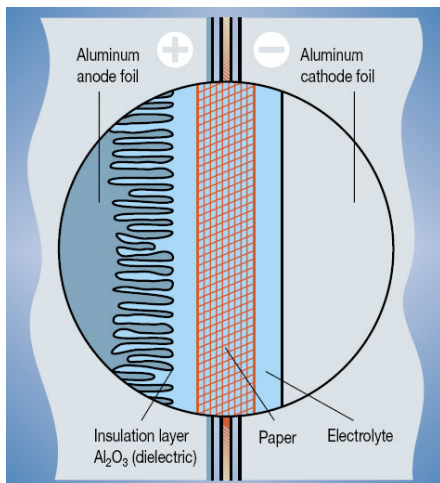


6.2.3 Condensateurs électrolytiques

Les deux principales familles de condensateurs électrolytiques exploitent l'aluminium et le tantale.

6.2.3a- Aluminium

Les premiers condensateurs Aluminium à électrolyte liquide datent de 1908 (General Electric). La technologie à électrolyte solide (dioxyde de manganèse) a été introduite par Sprague en 1953. Puis c'est Sanyo, en 1982 qui exploite un électrolyte organique solide polymère.



Doc. EPCOS

L'isolant est formé par oxydation de l'aluminium (alumine Al_2O_3). L'anode est gravée ce qui permet d'accroître la surface équivalente (mais augmente la résistance série) d'un facteur de l'ordre de 100 en basse tension et de 20 à 30 en « haute tension ».

Les propriétés de l'alumine sont :

$$\epsilon_r \approx 8,4$$

$$k_r \approx 800 \text{ kV/mm}$$

tension : 10 V à 600 V

$\tan \delta$ (à 1 kHz) : $5000 \cdot 10^{-4}$ (liquide) à $1000 \cdot 10^{-4}$ (solide)

température maximale de fonctionnement : 125°C (voire 175°C avec électrolyte solide)

Le "conducteur" est soit un électrolyte dans le cas des condensateurs à "électrolyte liquide" voire gélifié, soit un semi-conducteur solide dans le cas des condensateurs à "électrolyte solide" (ex : dioxyde de manganèse MnO_2). Les premiers ne supportent pas de tension négative sous peine de destruction, les seconds en supportent une réduite ($\approx 30\% U_N$), la valeur moyenne devant rester positive.

L'énergie volumique n'est pas une caractéristique intrinsèque des technologies électrochimiques, par observation et très approximativement, c'est plutôt la charge volumique qui est une constante. Pour une tenue en tension de 600 V, on trouve des valeurs d'énergie volumique de 500 J/dm³, alors que pour 10 V, l'ordre de grandeur est plutôt de 50 J/dm³.

Mais, comme dans les autres technologies de diélectrique, l'énergie volumique diminue si l'on souhaite diminuer la résistance équivalente série et accroître le courant efficace admissible. On

peut observer une augmentation du volume d'un facteur compris entre 5 et 10 pour diviser par 10 la valeur d'ESR.

Électrolyte liquide gélifié

Tenue en tension jusqu'à 600 V en 1995 (800 V est une limite physique : tension de formation d'anode par oxydation de l'aluminium, alumine).

La gamme de température s'étend de -40°C jusqu'à 105°C

L'électrolyte liquide a une résistivité d'environ 100 $\mu\Omega.m$.

Électrolyte organique solide

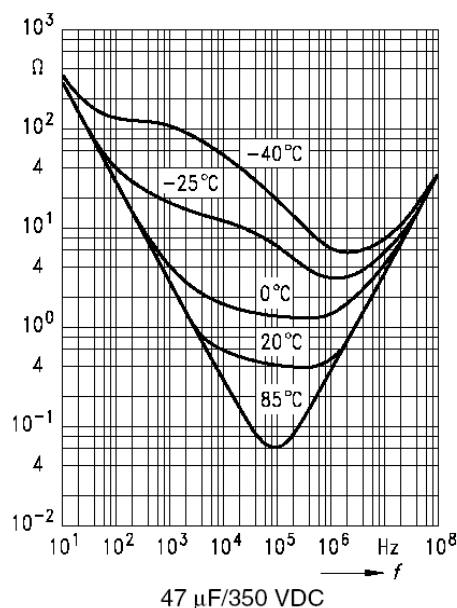
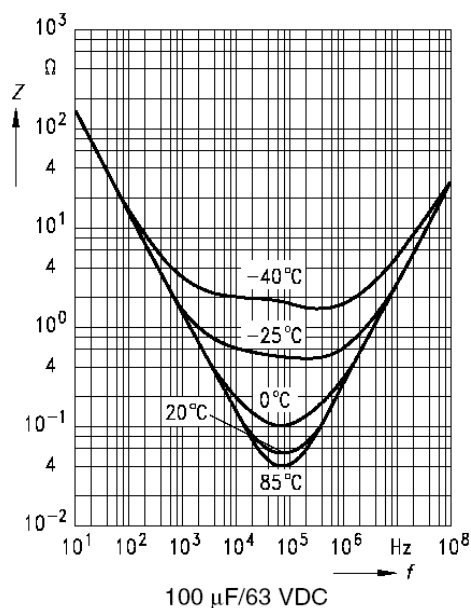
L'électrolyte est un semi-conducteur organique, on obtient une résistivité de 0,01 à 0,03 $\Omega.m$ encore bien supérieure à celle d'un électrolyte liquide. Ce type d'électrolyte élimine le risque d'assèchement des condensateurs à électrolyte liquide et permet d'allonger les durées de vie à plus de 25 ans (Panasonic).

La tension maximale est environ 25 V avec une tension négative possible.

La température maximale est de 105°C et la stabilité en température est relativement bonne (\pm 5% de -55°C à +105°C).

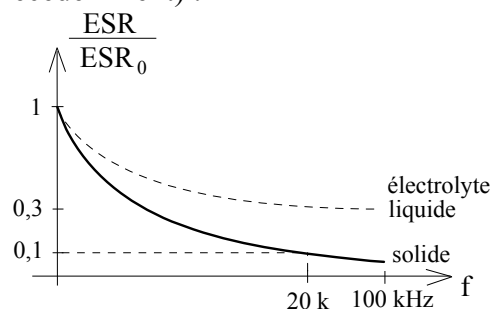
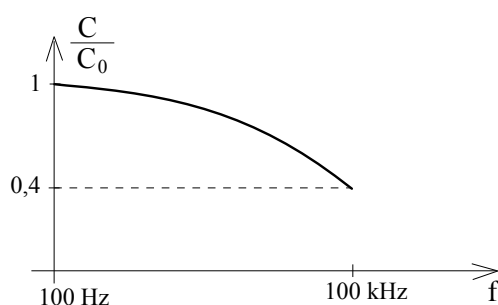
Ci-après, nous mettons en évidence, grâce à des exemples, les principales caractéristiques des technologies électrolytiques aluminium.

Les deux figures suivantes montrent des exemples de courbes d'impédance de condensateurs « basse » et « haute » tension :

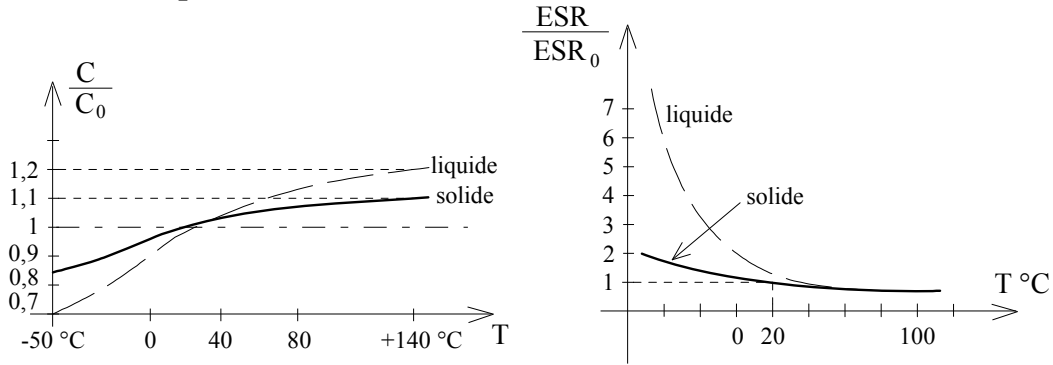


Doc. EPCOS

La fréquence influe assez fortement sur la capacité équivalente ainsi que sur la résistance équivalente série (comme nous l'avons déjà dit précédemment) :



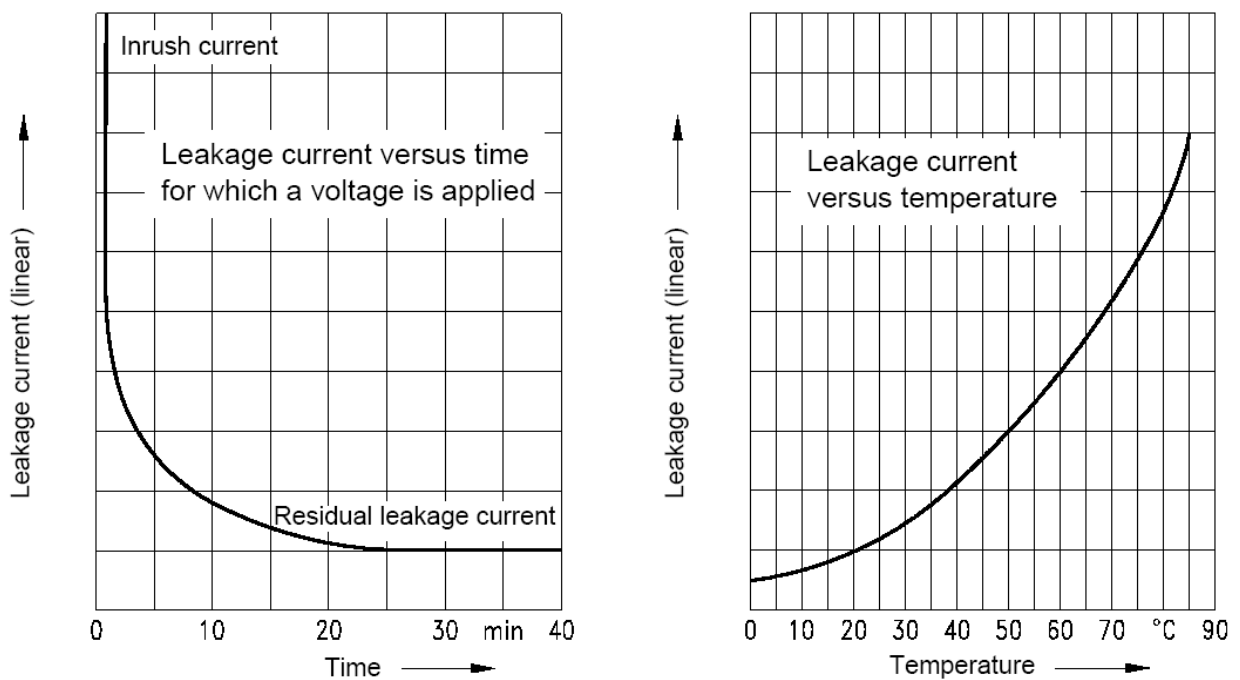
Influence de la température (à 100 Hz)



On remarque l'augmentation importante de la résistance série à basse température des condensateurs à électrolyte liquide. Le courant efficace étant limité par l'échauffement maximal admissible (dépendant de la résistance thermique du boîtier) et par la résistance série, il dépend ainsi de la fréquence et de la température.

Courant de fuite

Le courant de fuite met un certain temps à s'établir (formation de la barrière isolante) et est très sensible à la température, comme le montrent les figures suivantes :



Les condensateur à électrolyte solide ont un courant de fuites un peu moins sensible à la température. Globalement, on peut dire que le courant de fuites augmente d'un facteur 10 environ entre une température de 20°C et 85°C.

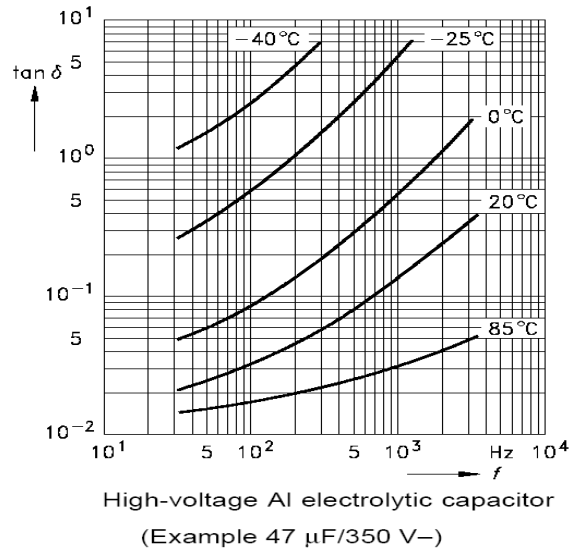
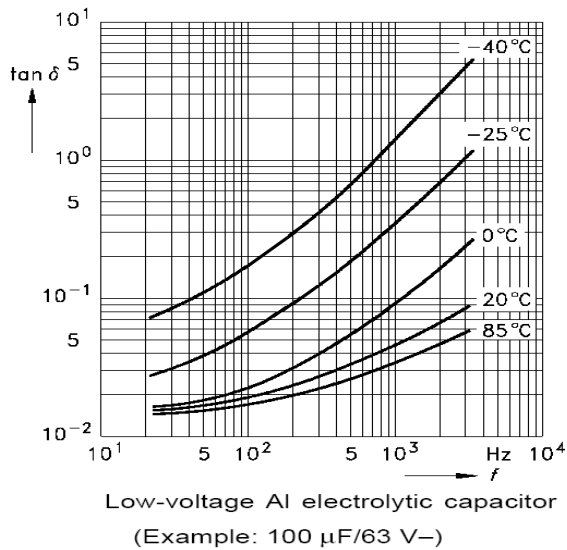
EPCOS donne les formules suivantes pour estimer le courant de fuites selon les technologies :

- LL grade (gamme professionnelle) : $I_L \cong 0,0005.C_R.U_R + 1$ en μA avec C_R en μF (capacité nominale) et U_R (tension nominale) en V
- GP grade (gamme standard) : $I_L \cong 0,001.C_R.U_R + 3$ (en μA)

Le courant de fuites est également très sensible à la tension, surtout lorsqu'elle dépasse la valeur nominale, il se produit un effet d'emballement, rapidement destructeur s'il dure.

Lors de la mise en série de condensateurs électrolytiques, les dispersions de caractéristiques sur le courant de fuites nécessitent de placer des résistances d'équilibrage dont les valeurs seront d'autant plus faibles que les courants de fuites sont élevés, ce qui engendre des pertes supplémentaires importantes (dans ces résistances).

Facteur de pertes ($\tan\delta$) (doc EPCOS) en « basse » et « haute » tension

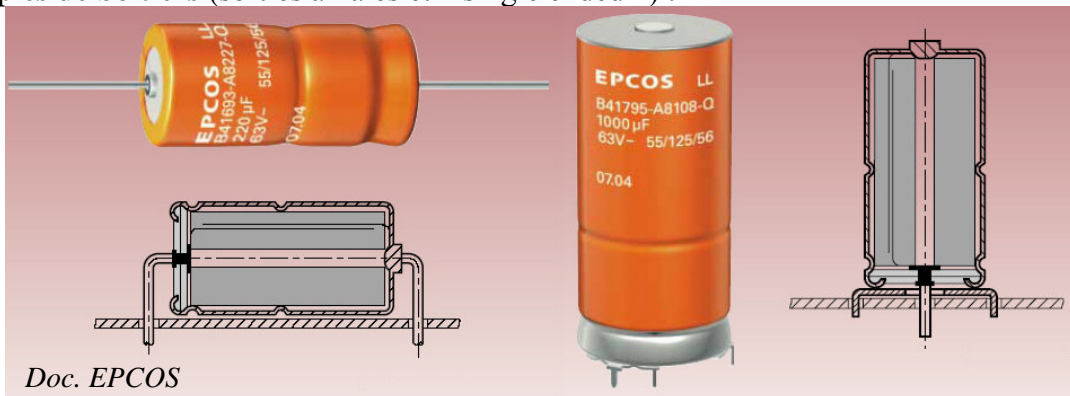


Applications des condensateurs électrolytiques aluminium

- filtrage secteur redressé : couramment on réalise un filtrage par capacité en tête, ce qui produit un courant efficace très important dans le condensateur à la fréquence 100 Hz (en monophasé double alternance 50 Hz) ou 120 Hz (réseau 60 Hz). Le condensateur doit donc être spécifié en courant et en résistance série à cette fréquence.
- filtrage HF (>20 kHz) en sortie des alimentations à découpage : les spécifications doivent alors être effectuées pour la fréquence de travail (attention, un condensateur spécifié à 100 Hz risque de ne pas convenir). On utilise alors des condensateurs dits à faible ou très faible résistance série.
- découplage pour convertisseurs de puissance : ici aussi les spécifications doivent être faites à la fréquence de commutation.

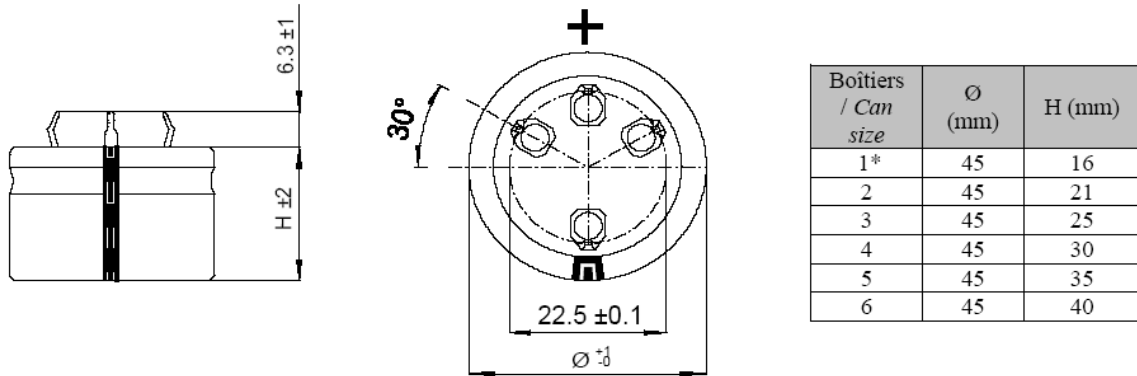


Exemples de boîtiers (sorties axiales et « single ended ») :



Exemple de caractéristiques principales d'une série de condensateurs de puissance à électrolyte liquide

On donne ci-dessous, comme exemple, les caractéristiques de la gamme SNAPSIC 105LP de condensateurs électrochimiques aluminium (SIC SAFCO) de 16 à 500 V et de 330 à 150 000 µF.



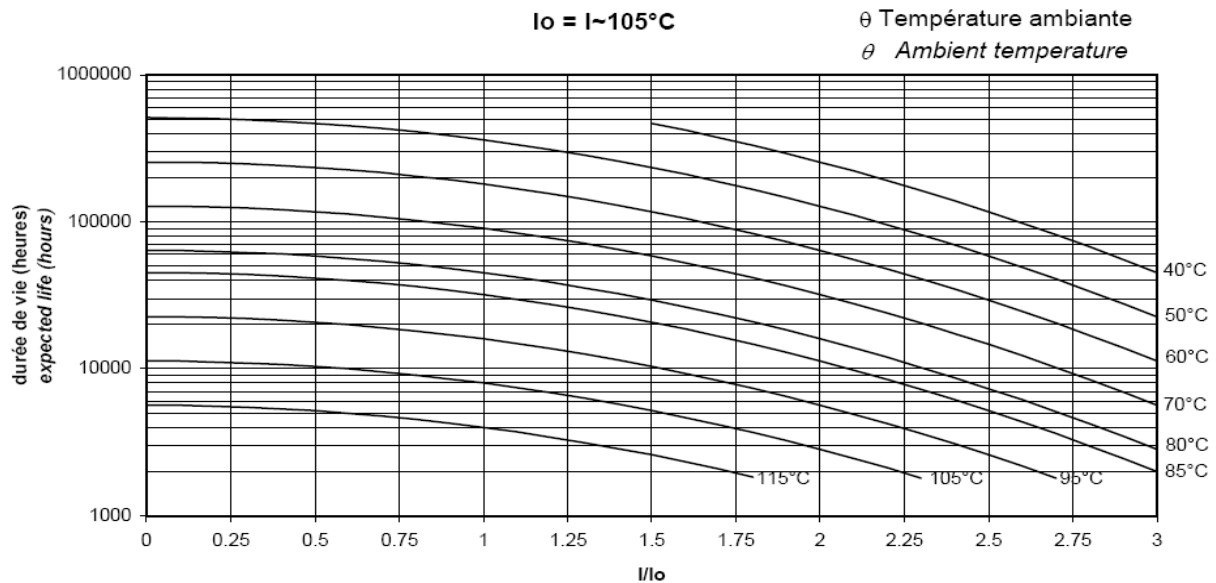
Doc. SIC SAFCO

Le tableau suivant montre l'évolution du courant efficace admissible normalisé par rapport à la valeur nominale (définie à 100 Hz et à 105°C) en fonction de la fréquence :

F (Hz)	50	100	300	600	1000	10 000	≥ 50 000
I	0.8 x I~	I~	1.2 x I~	1.3 x I~	1.35 x I~	1.5 x I~	1.6 x I~

La fiabilité, et le taux de défaillance, dépendent fortement de la température et de la tension de fonctionnement pour les électrolytes liquides, alors qu'elle y est très peu sensible pour les électrolytes solides. Par ailleurs le taux de défaillance de ces derniers est très faible. De plus leur gamme de température peut s'étendre jusqu'à 250 °C (au lieu de 125 °C pour les liquides).

Le réseau de courbes suivant montre les courbes de « durée de vie » (en réalité le MTBF) de la gamme de condensateurs précédente. La température a un effet très sensible, par exemple à même courant efficace (ici le courant nominal, défini ici à 105°C), la durée de vie est de 8000 heures environ à 105°C et de plus de 300 000 heures à 50°C.



Doc. SIC SAFCO

gamme SNAPSIC 105LP de SIC SAFCO

Un/U _R UP	Cn/C _R	Dimension Dimension Ø x H	Boitier Can sizes	Tgδ/Tan δ	Rs/ESR	Z	If //	I~		Code
				100 Hz 20°C Max	100 Hz 20°C Typ	10 kHz 20°C Typ	5 min. 20°C Max	100 Hz 40°C Max	105°C	
V	µF	mm		%	mΩ	mΩ	mA	A	A	
16/18	22000	45 x 21	2	117	65	48	2.1	14	3.7	A713020
	33000	45 x 25	3	135	50	38	3.0	17	4.5	A713021
	47000	45 x 30	4	135	35	26	4.5	20	5.8	A713022
	68000	45 x 35	5	140	25	19	6.8	20	7.2	A713023
25/29	15000	45 x 21	2	80	65	50	2.2	14	3.7	A713040
	22000	45 x 25	3	90	50	40	3.0	17	4.5	A713041
	33000	45 x 30	4	93	30	22	5.0	20	6.2	A713042
	47000	45 x 40	6	93	25	20	7.0	20	7,6	A713044
35/40	10000	45 x 21	2	56	68	52	2.1	14	3.7	A713060
	15000	45 x 25	3	71	58	46	3.1	16	4.2	A713061
	22000	45 x 30	4	86	48	33	4.6	19	4.9	A713064
50/58	6800	45 x 21	2	39	70	53	2.0	14	3.6	A713080
	10000	45 x 25	3	47	58	45	3.0	16	4.2	A713081
	15000	45 x 35	5	59	48	33	4.5	20	5.2	A713083
	22000	45 x 40	6	72	35	25	6.6	20	6.4	A713084
63/72	4700	45 x 21	2	28	75	55	1.8	13	3.5	A713100
	6800	45 x 30	4	33	60	45	2.6	17	4.4	A713102
	10000	45 x 35	5	41	50	35	3.0	19	5.1	A713103
	15000	45 x 40	6	54	33	28	5.7	20	6.6	A713104
80/92	3300	45 x 21	2	20	75	55	1.6	13	3.5	A713120
	4700	45 x 30	4	20	60	45	2.2	17	4.4	A713122
	6800	45 x 35	5	23	40	30	3.2	20	5.7	A713123
	10000	45 x 40	6	30	32	25	4.8	20	6.7	A713124
100/115	2200	45 x 21	2	16	90	70	1.3	12	3.2	A713140
	3300	45 x 30	4	20	75	60	2.0	15	3.9	A713142
	4700	45 x 35	5	21	55	45	2.8	18	4.9	A713143
160/185	680	45 x 21	2	13	230	190	0.65	7.5	2.0	A713160
	1000	45 x 21	2	17	210	180	1.0	7.8	2.1	A713164
	1500	45 x 25	3	24	200	170	1.4	8.5	2.3	A713165
	2200	45 x 30	4	24	130	100	2.1	11	3.0	A713166
200/230	680	45 x 21	2	13	200	140	0.81	8.0	2.1	A713180
	1000	45 x 21	2	18	220	180	1.2	7,6	2.0	A713183
	1500	45 x 30	4	24	200	150	1.8	9,1	2,4	A713185
	2200	45 x 35	5	22	120	100	2,6	13	3,5	A713186
250/290	470	45 x 21	2	13	300	230	0.70	6.5	1.7	A713200
	680	45 x 21	2	15	260	200	1.0	7.0	1.9	A713203
	1000	45 x 25	3	19	230	170	1.5	7.9	2.1	A713204
	1500	45 x 35	5	22	180	130	2.3	10	2.7	A713205
	2200	45 x 40	6	22	120	100	3.3	13	3.5	A713206
350/385	330	45 x 21	2	10	290	190	0.69	6,7	1,8	A713220
	470	45 x 25	3	10	220	160	1.0	8,1	2,2	A713221
	680	45 x 30	4	10	150	120	1.4	10	2,8	A713225
	1000	45 x 35	5	12	120	100	2,1	12	3,3	A713226
400/450	220	45 x 21	2	10	470	360	1.2	5,2	1,4	A713240
	330	45 x 25	3	12	400	280	1.5	6,0	1,6	A713241
	470	45 x 30	4	13	300	250	1.8	7,4	2,0	A713242
	680	45 x 35	5	13	240	200	2.1	8,8	2,3	A713243
	820	45 x 40	6	13	160	120	2.3	11	3,0	A713244
450/500	150	45 x 21	2	13	1080	830	1.00	3.4	0.9	A713260
	220	45 x 21	2	13	500	350	1.25	5.1	1.4	A713266
	330	45 x 30	4	13	300	230	1.50	7.4	2.0	A713262
	440	45 x 30	4	13	280	220	1.70	7.7	2.0	A713265
	470	45 x 35	5	13	270	210	1.80	8.3	2.2	A713263
	560	45 x 35	5	13	250	170	2.0	8.6	2.3	A713267
500/550	680	45 x 40	6	13	220	140	2.2	9.6	2.6	A713268
	150	45 x 21	2	15	1200	900	1.1	3.3	0.9	A713283
	220	45 x 25	3	15	850	690	1.4	4.1	1.1	A713285
	330	45 x 35	5	15	500	350	1.6	6.1	1.6	A713286
470	45 x 40	6	15	350	290	1.9	7.6	2.0	A713287	

6.2.3b- Condensateurs électrolytiques au tantale

L'isolant est formé par électrolyse, comme dans les condensateurs aluminium, l'oxyde de tantale est le pentoxyde de tantale (Ta_2O_5).

L'électrolyte peut être de type liquide gélifié (acide sulfurique) ou solide (dioxyde de manganèse, ou plus récemment polymère qui permet d'améliorer la conductivité d'un facteur 10). L'épaisseur d'isolant est d'environ $k^{-1}_r \cong 10$ à 15 \AA/V et sa permittivité relative vaut environ 26. Ces caractéristiques confèrent de très bonnes performances en énergie volumique.

Les caractéristiques de la technologie tantale sont les suivantes :

tensions : 2 à 125 V

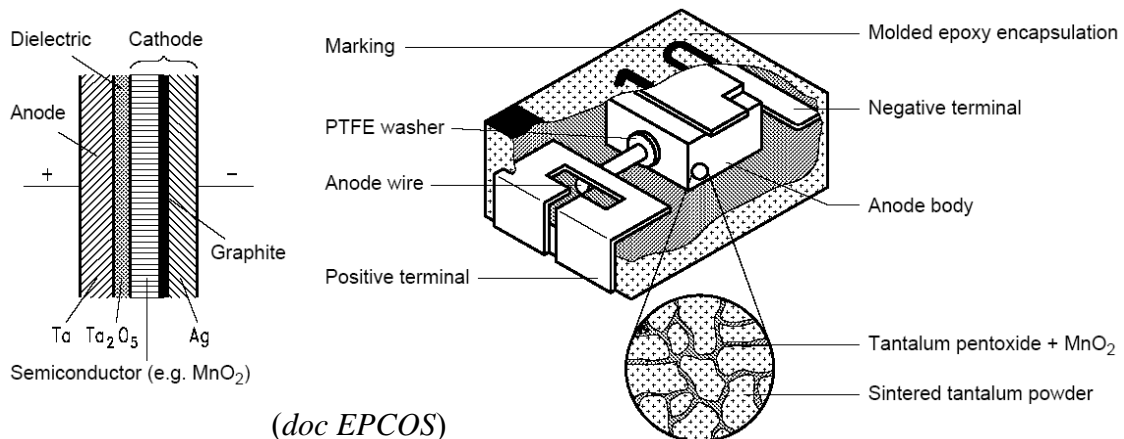
$\tan\delta$ (à 1 kHz) : $400 \cdot 10^{-4}$

plage de température : -55°C à $+175^\circ\text{C}$ (gélifié) ou $+125^\circ\text{C}$ (solide)

Valeurs de 100 nF à qq 1000 μF (qq 10 000 μF avec la technologie tantale humide de Vishay 2007)

Électrolyte solide : dioxyde de manganèse résistivité d'environ $10 \Omega \cdot \text{m}$ et, plus récemment polymère.

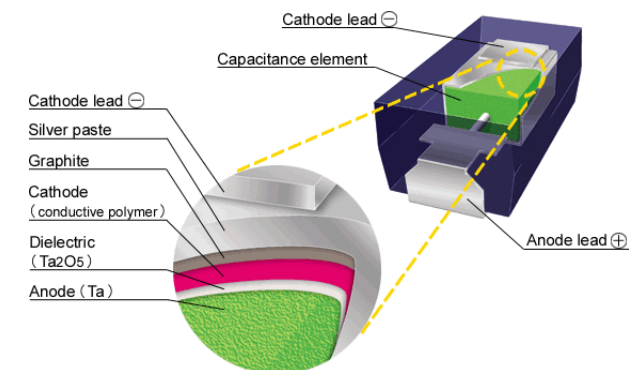
La capacité volumique des condensateurs tantale est plus élevée que celle de la technologie aluminium (et même que la technologie céramique) et le courant de fuites est très faible mais $U < 100 \text{ V}$ environ, la stabilité en température est bonne et de hautes températures sont possibles, mais le prix est plus élevé. Les fortes capacités sont obtenues par assemblage de condensateurs élémentaires.



(doc EPCOS)

Il existe quelques séries prévues pour les alimentations à découpage avec des courants efficaces admissibles de quelques ampères à quelques dizaines de kHz.

Les nouveaux électrolytes (solides) polymères apportent une forte diminution de la résistance série, mais les tensions supportées restent inférieures à 35 V.



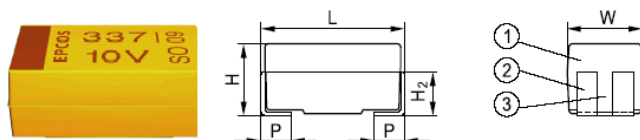
Technologie Tantale polymère doc. NEC Tokin

Chez EPCOS, la série SpeedPower offre une gamme de condensateurs de puissance tantale à électrolyte solide au dioxyde de manganèse avec de faibles résistances série et en boîtiers CMS. La gamme couvre la plage de 4 à 50 V et de 0,15 à 1000 μF .

Specifications and characteristics in brief

Series		SpeedPower		
Ordering code		B45197A, B450	B45198R, B451	
Technology		Ta-MnO ₂	Ta-MnO ₂	
Terminals		Tinned	Gold-plated	
Rated voltage (up to 85 °C)	V _R	2.5 ... 50		VDC
Rated capacitance (20 °C, 120 Hz)	C _R	0.15 ... 1000		μF
Capacitance tolerance		$\pm 20\%$, $\pm 10\%$		
Maximum equivalent series resistance (20 °C, 100 kHz)	ESR _{max}	40 ... 15000		m Ω
Operating temperature range	T _{op}	-55 ... +125		°C
Failure rate (at 40 °C; $\leq V_R$, (1 fit = $1 \cdot 10^{-9}$ failures/h) $C_R \cdot V_R \leq 330 \mu\text{F} \cdot \text{V}$ $C_R \cdot V_R > 330 \mu\text{F} \cdot \text{V}$ $R_S \leq 0.1 \Omega/\text{V}$)		≤ 40 ≤ 144 or 288 (dependent on type)		fit
Service life		>500000		h
Leakage current (V _R , 5 min, 20 °C)	I _{leak}	10		nA/ μC
Detail specification (tinned terminals)		CECC 30801-805		
Climatic category (to IEC 60068-1) (-55 °C/+125 °C/56 days damp heat test)		55/125/56		

Dimension des boîtiers CMS :



Case size		Dimensions in mm (inches)		
EPCOS	EIA/IECQ	L	W	H
A	3216-18	3.2 ±0.2 (.126 ±0.008)	1.6 ±0.2 (.063 ±0.008)	1.6 ±0.2 (.063 ±0.008)
B	3528-21	3.5 ±0.2 (.138 ±0.008)	2.8 ±0.2 (.110 ±0.008)	1.9 ±0.2 (.075 ±0.008)
C	6032-28	6.0 ±0.3 (.236 ±0.012)	3.2 ±0.3 (.126 ±0.012)	2.5 ±0.3 (.098 ±0.012)
D	7343-31	7.3 ±0.3 (.287 ±0.012)	4.3 ±0.3 (.169 ±0.012)	2.8 ±0.3 (.110 ±0.012)
E	7343-44	7.3 ±0.3 (.287 ±0.012)	4.3 ±0.3 (.169 ±0.012)	4.1 ±0.3 (.161 ±0.012)

(doc EPCOS)

Caractéristiques de quelques composants de la série 6,3 V

Tantalum chip capacitors

B45197/

SpeedPower, Low ESR

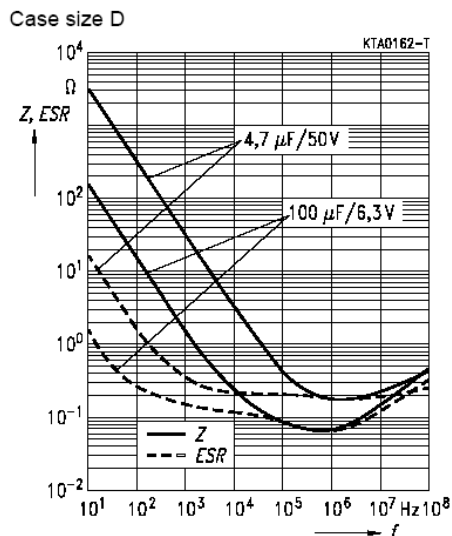
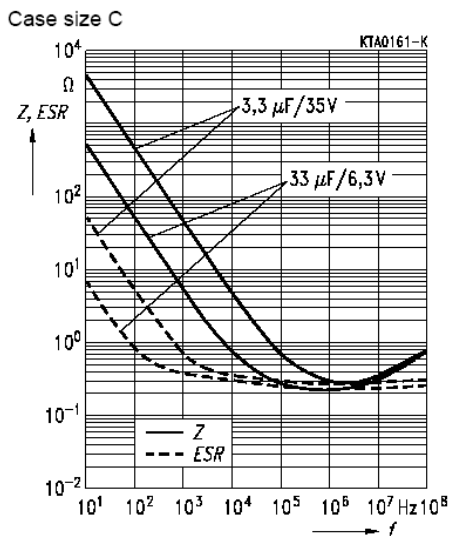


C_R (20 °C, 120 Hz) μF	Case size	DF_{max} (20 °C, 120 Hz) %	$I_{\text{leak,max}}$ (20 °C, V_R , 5 min) μA	ESR_{max} (20 °C, 100 kHz) m Ω	$I_{\text{AC,max}}$ (20 °C, 100 kHz) A
V_R (up to 85 °C) = 10 VDC, V_R (up to 125 °C) = 6.3 VDC					
1.5	A	6	0.5	5000	0.12
2.2	A	6	0.5	1800	0.20
2.2	A	6	0.5	2000	0.19
3.3	A	6	0.5	2000	0.19
4.7	A	6	0.5	1400	0.23
4.7	A	6	0.5	2000	0.19
4.7	B	6	0.5	1500	0.24
330	D	12	33.0	100	1.22
330	D	12	33.0	150	1.00
330	E	12	33.0	40	2.03
330	E	10	33.0	50	1.82
330	E	12	33.0	80	1.44
330	E	12	33.0	100	1.28
470	D	15	47.0	150	1.00
470	E	15	47.0	45	1.91
470	E	15	47.0	80	1.44
470	E	15	47.0	100	1.28
680	E	15	68.0	100	1.28

(doc EPCOS)

On remarquera, pour chaque capacité, plusieurs valeurs de résistance série (et courant efficace admissible associé). La figure suivante montre un exemple de courbe d'impédance de ces condensateurs :

B 45 197-A Impedance Z and equivalent series resistance ESR versus frequency f



(doc EPCOS)

6.2.3b- Condensateurs électrolytique au niobium

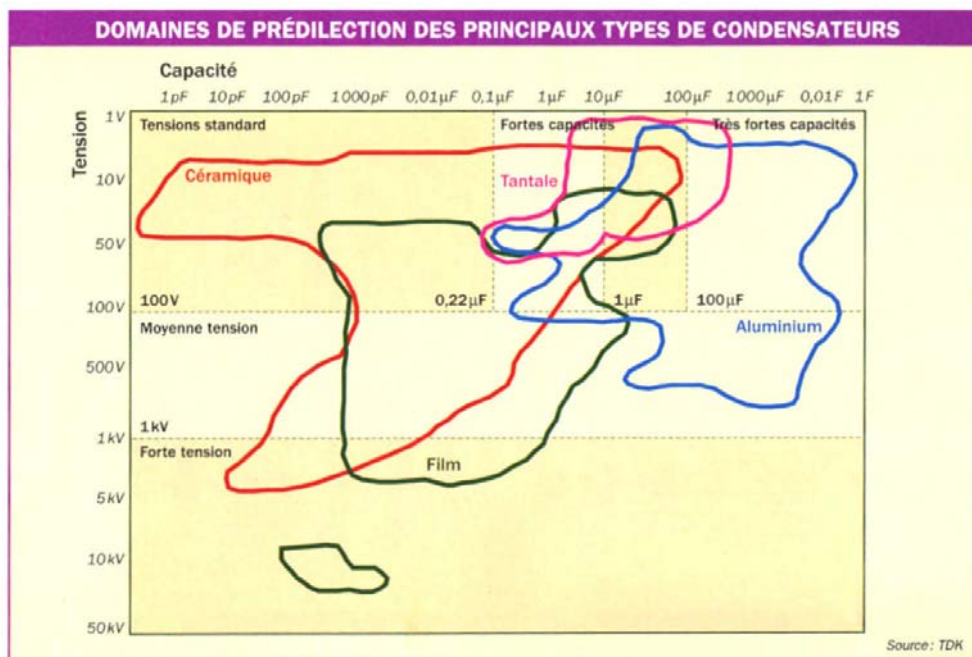
Depuis peu, le fabricant EPCOS (Siemens-Matsushita) a remis au goût du jour la technologie Niobium dont les propriétés sont proches de celles du Tantale. Le diélectrique pentoxyde de Niobium (Nb_2O_5) est obtenu par une oxydation de l'anode. Son avantage est la grande valeur de sa constante diélectrique ϵ : 41. En outre, grâce à une masse volumique plus faible, on arrive à des condensateurs environ deux fois plus capacitifs dans le même volume. Les fuites sont plus élevées (environ 2 fois plus à même température) qu'avec la technologie tantale polymère.

Les condensateurs disponibles restent dans les très basses tensions (moins de 20 V) avec des capacités allant jusqu'à quelques 100 μF .

3.3 Bilan

Bilan global des domaines de faisabilité des différentes technologies de condensateurs dans le plan tension/capacité (attention, à ne pas prendre au « pied de la lettre », il existe toujours des condensateurs qui sortent des domaines indiqués)

publié dans Electronique International Hebdo du 22 janvier 2004



Les condensateurs céramiques étendent progressivement leur emprise sur les domaines de prédilection du tantale et des condensateurs film, mais la valeur de capacité et la tenue en tension ne font pas tout. Les condensateurs tantales et aluminium améliorent, eux, leurs résistances équivalentes tandis que les condensateurs films restent incontournables en très forte puissance.

