

# Modèles analytiques simplifiés des composants de puissance actifs et passifs pour la conception optimale de convertisseurs

Julien BRUNELLO\*, Jeremy BOURDON\*\*/→, François FOREST\*,  
Thierry MEYNARD\*\*, E. LABOURÉ, Jean-Jacques HUSELSTEIN\*

\* IES/Université Montpellier 2, \*\* LAPLACE/INPT, \*\*\*LGEP/SUPELEC, →AIRBUS

**Résumé – Le choix d'une architecture de convertisseur puis la conception d'un prototype démonstrateur, pour répondre à une spécification donnée, reste un exercice difficile dans une jungle topologique et technologique. Le développement d'outils d'aide à la conception est donc un passage obligé pour faciliter la tâche des concepteurs mais aussi pour optimiser véritablement les solutions. La puissance sans cesse croissante des plates-formes logicielles et des ordinateurs personnels offre un potentiel largement suffisant pour atteindre des objectifs ambitieux dans cette assistance à la conception. Cela dit, de nombreux problèmes restent à résoudre et parmi eux, la synthèse de modèles réalistes et utilisables dans l'optimisation d'un système complet n'est pas le moindre. Cette contribution propose une philosophie mixant analyses physiques, formulations empiriques issues de bases de données et caractérisations expérimentales pour construire les modèles des principaux acteurs des étages de puissance que sont les composants actifs et passifs, associés selon les cas à des vecteurs de refroidissements.**

**Mots-clés – Composants de puissance, conception, optimisation, modèles pour la conception**

## 1. INTRODUCTION

La conception assistée en électronique de puissance est une problématique aussi ancienne que la discipline elle-même mais force est de constater que le prototypage virtuel, aboutissement logique de cette démarche, y est beaucoup moins avancé que dans d'autres domaines comme la micro-électronique ou la mécanique. Ainsi, dans une sorte de jungle à la fois topologique (multiplicité des architectures de convertisseurs) et technologique (diversité de l'offre sur les composants et matériaux), le choix optimal d'une structure de conversion pour une spécification donnée reste un exercice difficile. Pourtant, la puissance cumulée des outils d'analyses et de résolution, simulateurs de circuits, codes "éléments finis", solveurs de toutes natures, et de leur support matériel, ordinateurs personnels ou stations, offre un potentiel considérable. L'objectif de ce papier n'est pas d'analyser les causes et conséquences de cet état de fait et encore moins de proposer une solution définitive pour y remédier mais beaucoup plus modestement de présenter une contribution à la construction de modèles qu'il est obligatoire de mettre en place et de faire évoluer pour espérer avancer dans ce domaine de la conception optimale. De notre point de vue, le concepteur de circuit n'a pas

vocation à être un spécialiste des méthodes d'optimisation qui permettront de réaliser l'emballage final des outils de conception tant attendus. Ces méthodes sont nombreuses, bon nombre d'entre-elles sont "démocratisées" par des applications puissantes et ce n'est pas un problème majeur de faire appel à des compétences extérieures pour aborder correctement cet aspect de la question. Par contre, ce concepteur est le mieux placé pour définir les besoins de la conception assistée du domaine et surtout, pour réaliser le travail-clé qui consiste à développer les modèles évoqués plus haut et qui concerne des composants dont il connaît bien la technologie, dont il maîtrise le choix et la mise en œuvre et dont, le cas échéant, il doit lui-même définir le design (exemple des composants magnétiques).

Quel est en fait le véritable besoin ? Deux configurations peuvent se présenter. La première concerne principalement les composants magnétiques et les refroidisseurs. Dans une large mesure, ils peuvent être entièrement définis par le concepteur de circuit, qui optimise les formes et le choix des matériaux, soit à partir d'éléments standards en les adaptant (exemple des noyaux magnétiques ou des profilés), soit dans une logique de développement spécifique. Ils seront ensuite réalisés sous forme de prototypes ou de séries dans une filière industrielle. Dans ce cas, les modèles ont une double utilité: ils permettent la définition technologique du composant tout en l'optimisant à critères donnés dans le cadre plus général du convertisseur. La seconde configuration est celle des condensateurs et composants à semi-conducteurs. Dans la majorité des contextes de R et D, le concepteur n'intervient pas dans la définition de ces composants, il les choisit parmi les très nombreuses séries standards produites industriellement. Dans ce cas, les modèles recherchés auront pour unique objectif de permettre l'optimisation globale, avec comme principale contrainte d'être suffisamment représentatifs de l'état de l'art industriel, auquel correspond une offre par nature discrétisée.

La philosophie proposée dans cette publication est une tentative de généralisation d'une approche utilisée depuis de nombreuses années pour les composants magnétiques. Sur la base d'un objectif clairement énoncé de représentation des composants, elle associe différentes approches complémentaires pour tenter d'aboutir à une formulation quasi-analytique de cette représentation.

La première partie décrira plus précisément cette philosophie et le cahier des charges imposé à ces modèles. Elle donnera également les grandes lignes de leur exploitation dans une logique d'optimisation. Un bilan des principales grandeurs associées à la mise en place de ce modèle-type pour chacune des familles de composants visées sera également établi.

La seconde partie décrira pour ces mêmes familles les travaux déjà réalisés, sachant que le chemin est encore long pour disposer d'un ensemble complet et cohérent. Ainsi, dans chaque cas, les "blancs" restant à remplir seront mis en évidence ainsi que les voies de résolution envisagées.

## 2. PHILOSOPHIE GÉNÉRALE – MODÈLE TYPE

La philosophie générale sur laquelle s'appuient les différents modèles développés est illustrée par le schéma de la Figure 1. Elle est basée sur le fait que les températures de fonctionnement des éléments considérées sont des variables critiques qu'il est essentiel de maîtriser. Les modèles que nous recherchons (en fait typiquement et principalement des systèmes d'équations analytiques) doivent permettre d'estimer correctement un vecteur température en fonction d'un vecteur géométrique (ou inversement) pour un composant d'un type

donné, en alimentant parallèlement ces modèles avec toutes les données pertinentes relatives au composant considéré.

Les données qui alimentent ces modèles sont de deux types. Le premier groupe correspond aux figures imposées par l'étage supérieur, donc le système, dans notre cas un convertisseur ou un ensemble de convertisseurs. Le second groupe est relatif à différents paramètres physiques dont le moteur d'analyse a besoin pour traiter les spécificités d'un composant donné. Il s'agira principalement de caractéristiques des matériaux qui interviennent dans la structure de ce composant. Eux-mêmes devront faire l'objet d'un choix mais qui relève pour nous de l'expert humain et pas de "l'expert logiciel", en tout cas au niveau d'avancement où nous sommes.

Le moteur de résolution manipulera également des variables dites internes, qui ne sont ni des spécifications, ni des dimensions, ni des températures mais qui sont nécessaires aux formulations analytiques et apportent des informations sur les contraintes internes subies par les différents constituants du composant. Le Tableau 1 précise à quoi correspondent les différents éléments du schéma ci-dessus, si l'on se place dans la perspective des composants de l'électronique de puissance.

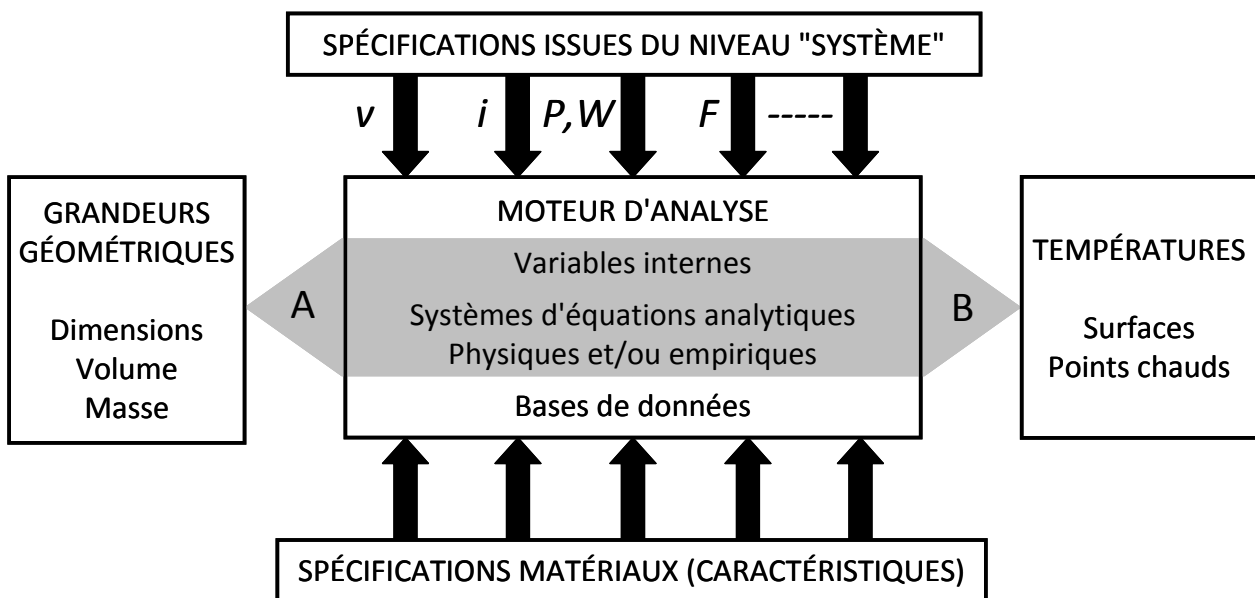


Figure 1 : Principales caractéristiques attendues pour les modèles

La philosophie de construction des modèles qui seront proposés dans la suite tente également de respecter les trois règles majeures suivantes :

- Toutes les options doivent être envisagées, et éventuellement être associées, pour se ramener à une résolution analytique ou quasi-analytique.

- Corollaire de la précédente, la résolution ne doit pas nécessiter l'introduction de simulations éléments finis dans les itérations de l'optimisation, sauf en cas d'absence totale d'alternative. Ces méthodes précises mais lourdes seront réservées à des étapes de vérification de la solution de l'optimisation, éventuellement pour recalculer un modèle

simplifié et relancer une deuxième optimisation au voisinage de la première solution.

- Les modèles et paramètres utilisés doivent être représentatifs de l'état de l'art industriel et des limitations qui en découlent (discrétisation des données). Ils doivent être adaptatifs aux évolutions technologiques.

Ces modèles devront ensuite être intégrés dans des procédures d'optimisation locales (optimiser le composant) ou globales (optimiser l'ensemble des composants qui constituent le convertisseur).

Dans une optique classique d'optimisation sous contraintes, l'algorithme d'optimisation devra minimiser une fonction "objectif" en respectant un ensemble de contraintes "égalité" ou "inégalité".

Une fois les modèles mis en place, il est a priori possible d'intégrer n'importe lequel des paramètres évoqués, à l'exception des spécifications, soit dans la fonction objectif soit dans le vecteur des contraintes.

Tableau 1. Principaux éléments devant intervenir dans les modèles considérés

	COMPOSANTS MAGNÉTIQUES	CONDENSATEURS	COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEURS
SPÉCIFICATIONS SYSTÈME <sup>(1)</sup>	$v, i, P$ (transformateurs) ou $W$ (inductances, $1/2Li^2$ ), $F$	$v, i, W$ ( $1/2Cv^2$ ), $F$	$v, i, F$
SPÉCIFICATIONS MATÉRIAUX	<b>Matériaux magnétiques :</b> Perméabilité Induction à saturation Modèles de pertes fer <b>Matériaux conducteurs</b> Conductivité électrique <b>Matériaux isolants</b> Permittivité Champ de rupture	<b>Matériaux diélectriques :</b> Permittivité Champ électrique de rupture Modèles de pertes diélectriques <b>Matériaux conducteurs (électrodes)</b> Conductivité électrique	Les composants à semi-conducteurs constituent une classe à part. Ils sont "surfaiques" et n'ont donc pas de volume intrinsèque significatif. C'est leur système de refroidissement qui générera les relations géométrie-température. L'aspect matériaux ne sera pas exploité dans la démarche proposée.
	Pour tous les matériaux : coefficients de température des paramètres et conductivité thermique		
VARIABLES INTERNES	Densités de courant et formulations de pertes joule AC. Composantes d'induction continues et alternatives. Pertes fer et perte joule. Inductances magnétisantes Inductances de fuite	Densités de courant et formulations de pertes joule AC. Composantes de champ électrique continues et alternatives. Pertes diélectriques	Chutes de tension en conduction surfaiques. Capacités parasites surfaiques. Charge de grille surfaique. Énergies de commutation. Pertes en conduction et en commutation

<sup>(1)</sup> Les variables électriques apparaissent ici sous une forme qui se veut complètement générale. Selon les cas, des valeurs crêtes, des valeurs moyennes, des valeurs efficaces, des décompositions harmoniques seront nécessaires.

### 3. MODÈLES DES COMPOSANTS DE PUISSANCE

#### 3.1. Composants magnétiques

Comme nous l'avons évoqué dans l'introduction, l'objectif est ici de concevoir complètement le composant en intervenant sur ses différents constituants, noyaux magnétiques, conducteurs et isolants.

##### 3.1.1. Principe général de la modélisation

Pour présenter le principe de modélisation, donc les différents aspects à considérer, il est commode de s'appuyer sur le "célèbre" produit des aires (définies Figure 2) dont les expressions générales sont les suivantes pour des transformateurs ( $P$ ) ou inductances ( $W_L$ ) à  $q$  enroulements :

$$Cte.(Vol)^{4/3} = A_w A_c = P \frac{\sum_{i=1}^q K_{Pi} \frac{K_{wi}}{J_{iRMS}(T, F, A_w)}}{B_M(T, F, A_c) F} \quad (1)$$

$$Cte.(Vol)^{4/3} = A_w A_c = W_L \frac{\sum_{i=1}^q K_{wLi} \frac{K_{wi}}{J_{iRMS}(T, F, A_w)}}{B_M(T, F, A_c) F} \quad (2)$$

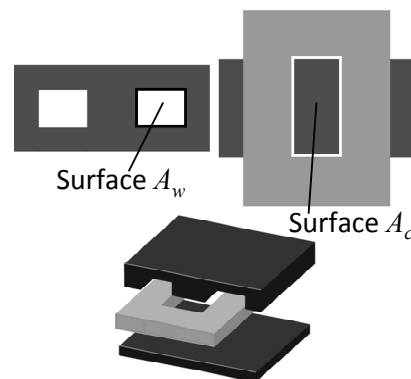


Figure 2 : Définition des aires (exemple d'un composant de type "planar")

Les variables intervenant dans ces expressions sont définies comme suit:

- $A_w$ , fenêtre disponible pour les conducteurs (grandeur dimensionnelle)
- $A_c$ , section effective du circuit magnétique (grandeur dimensionnelle)
- $P$ , puissance dans le cas des transformateurs ou coupleurs (spécification système)
- $W_L$ , énergie dans le cas des inductances (spécification système)
- $T$ , température de fonctionnement (contrainte principale)
- $F$ , fréquence de fonctionnement (spécification système)
- $B_M$ , valeur crête de l'induction dans le circuit magnétique (variable interne)
- $J_{iRMS}$ , densité de courant efficace dans l'enroulement  $i$  (variable interne)
- $K_{Pi}$  et  $K_{wi}$ , facteurs dépendants de la géométrie et de la forme de l'excitation électrique
- $K_{wb}$ , facteurs de remplissage de la fenêtre de bobinage (forme des conducteurs, isolement)

L'induction maximale et les densités de courant sont dépendantes de la fréquence, des dimensions et sont en particulier limitées, à travers les pertes fer et les pertes joule, par la température admissible.

### 3.1.2. Aspects géométriques

Les grandeurs  $A_w$  et  $A_c$  font intervenir indirectement l'ensemble des dimensions de l'objet 3D. Deux approches sont possibles. La première revient à considérer que des formes génériques de noyaux sont utilisées (par exemple ETD, 2E Planar, E+I Planar) et que les différentes dimensions suivent une variation homothétique lorsque l'on fait évoluer la taille de ces formes **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** [5]. Cette hypothèse permet de simplifier considérablement la résolution mais ne conduit pas à une véritable optimisation dimensionnelle du composant. La seconde approche n'impose aucune contrainte a priori sur les rapports entre les différentes dimensions (une forme de base doit néanmoins être choisie) et laisse le soin à l'optimisation de définir ces rapports. Elle est plus appropriée au design de composants spécifiques mais plus gourmande en temps de calcul. Les deux ont été utilisées avec succès dans différents projets.

### 3.1.3. Pertes dans les matériaux magnétiques

Contrairement aux pertes joules, les pertes fer ne peuvent être estimées par un modèle analytique. Le modèle empirique classiquement utilisé est celui de Steinmetz [1][2]. Ce modèle n'est pas large bande et plusieurs coefficients de Steinmetz doivent être utilisés pour couvrir une large gamme de fréquence. De la même façon, il donne une évolution monotone du facteur de performance  $\Delta B_M.F(F)$  fourni par quelques fabricants [3], grandeur qui présente en réalité un maximum, ce qui permet de cibler une utilisation optimale à pertes données. Pour ces raisons, un modèle empirique "large bande" a été établi dans [5] auquel correspond l'expression analytique des suivante :

$$P_c = \left( K_{c1} F_{dec}^{\alpha 1} + K_{c2} F_{dec}^{\alpha 2} \right) \Delta B_M^{(\beta - \alpha F_{dec})} \quad (3)$$

Les évolutions de  $\Delta B_M.F(F)$  correspondant à ce modèle pour quelques matériaux sont données Figure 3.

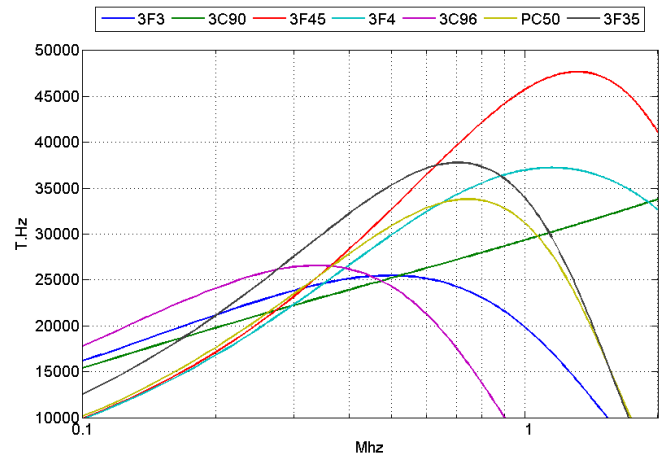


Figure 3 : Evolution du facteur de performance pour différents matériaux

Ce modèle colle avec les courbes fournies par les constructeurs à 5% près, pour une température de fonctionnement de 100°C. Il permet donc de décrire le comportement du matériau avec une erreur faible sur une large gamme de fréquence.

### 3.1.4. Pertes joules

Les pertes joules représentent une composante non négligeable des pertes totales d'un composant magnétique. Dans le cas d'un transformateur, une hypothèse monodimensionnelle sur la distribution du champ magnétique dans la fenêtre est possible et le calcul des pertes Joule incluant l'effet de peau peut être effectué de manière purement analytique avec une précision satisfaisante [5].

Le problème est plus délicat dans le cas des inductances, l'hypothèse précédente n'étant plus applicable et la difficulté étant augmentée par la présence éventuelle d'entrefers. Une approche par simulations EF préalables et établissement de base de données est à l'étude pour cette partie.

### 3.1.5. Modèle thermique

Le calcul de la température des composants magnétiques est effectué pour l'instant avec un modèle simple. La température est considérée homogène sur les différentes surfaces d'échange, noyau et têtes de bobines. Le calcul du point chaud n'est pas effectué pour l'instant dans cette partie, un modèle suffisamment simple et représentatif du couplage entre bobinages et noyau est à l'étude. La différence de température entre le milieu ambiant et le transformateur peut alors être exprimée de la façon suivante :

$$\Delta T = \frac{P_w + P_c}{h A_{TH}} \quad (4)$$

avec  $h$  coefficient d'échange (convection et rayonnement) et  $A_{TH}$  surface d'échange thermique du composant.

### 3.1.6. Limites/parties manquantes

L'approche proposée, si elle est efficace, a évidemment quelques limites :

- Elle bloque sur les situations qui rendent difficile ou impossible la modélisation électromagnétique 1D nécessaire à l'estimation des pertes joule et éventuellement, les inductances de fuite. Ceci concerne principalement les inductances, en particulier dans les zones d'entrefer, mais également les têtes de bobinage dans différentes configurations.

- Elle est construite dans une logique de composants "basse tension", pour lesquels on peut utiliser des isolants standards. L'occupation de ces isolants est assez mal décrite, elle doit être prise en compte par les facteurs  $K_{wi}$ . Pour les transformateurs haute tension, dans lesquels la part d'isolants est considérable, cette approche doit être affinée.

- Le modèle thermique actuellement mis en place est rudimentaire et ne peut donner qu'une température de surface supposée homogène à partir du choix d'un coefficient d'échange. Il devra être amélioré pour prendre en compte l'inévitable hétérogénéité thermique.

### 3.1.7. Validation de l'approche

Cette approche a été validée au cours de différents projets mais dans un cadre restreint au composant magnétique proprement-dit. On peut citer l'exemple de transformateurs HF pour des alimentations de faible puissance [5], de coupleurs isolés pour des convertisseurs élévateurs destinés à des réseaux de bord et de coupleurs non isolés pour des convertisseurs DC-DC de forte puissance [6][7]. Dans chaque cas, de bonnes corrélations entre le dimensionnement initial et les performances finales du composant magnétique ont été obtenues.

## 3.2. Condensateurs

L'objectif est ici de proposer un principe de modélisation qui permette de définir et de faire varier les paramètres d'un condensateur théorique mais représentatif de ce qu'il sera ensuite possible de trouver dans la production standard. Ce principe devra être adaptable aux trois principales technologies disponibles, condensateurs chimiques, à films plastiques et céramiques.

### 3.2.1. Modèle

De fait, une démarche similaire à la précédente peut être reprise, en considérant la géométrie de la Figure 4.

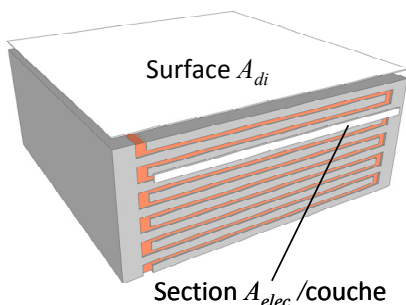


Figure 4 : Dimensions pour un condensateur type multi-couches

Elle conduit à la formulation suivante :

$$Cte.(Vol)^{4/3} = A_{elec}A_{di} \quad (5)$$

$$= W_C \frac{K_{WC}K_{elec}}{J_{RMS}(T,F,A_{elec}) \varepsilon E_M(T,F,e) F}$$

Les différentes variables de cette expression sont :

- $A_{di}$ , surface développée du diélectrique assimilée à la surface du condensateur (grandeur dimensionnelle)
- $A_{elec}$ , section totale des électrodes (grandeur dimensionnelle)
- $e$ , épaisseur du diélectrique (grandeur dimensionnelle)
- $W_C$ , énergie stockée (spécification système)
- $T$ , température de fonctionnement (contrainte principale)
- $F$ , fréquence de fonctionnement (spécification système)
- $E_M$ , valeur crête du champ électrique dans le diélectrique (variable interne)
- $J_{RMS}$ , densité de courant efficace dans les électrodes (variable interne)
- $K_{Pi}$  et  $K_{Wb}$ , facteurs dépendants de la géométrie et de la forme de l'excitation électrique
- $K_{wi}$ , facteurs de remplissage de la fenêtre de bobinage (forme des conducteurs, isolement)

Cette description est applicable à des formes parallélépipédiques ou cylindriques. A nouveau, la forme générale proposée montre que le problème peut être formulé conformément à la Figure 1, toujours à condition de disposer de modèles de pertes. Les résultats de différents travaux de modélisation sont disponibles dans la littérature et constituent une base solide pour traiter le cas des condensateurs à films plastiques et des condensateurs céramiques. L'étude des condensateurs électrochimiques, avec leur structure particulière d'électrodes "dendritiques" oxydées, nécessite des aménagements par rapport au travail présenté ci-après et ne sera pas abordée ici.

### 3.2.2. Aspects géométrique

L'étude de différentes géométries de condensateurs se fera à travers un condensateur parallélépipède équivalent qui représentera le motif de base de notre condensateur élémentaire.

Ce condensateur élémentaire est constitué de deux moitiés d'électrode et d'un diélectrique, avec respectivement comme épaisseur  $e_{Electrode}$  et  $e_{Diélec}$ . Sur chacune de ses extrémités on trouve une métallisation ou "shoopage" qui interconnecte les électrodes élémentaires et dont l'épaisseur est  $e_{Shoopage}$ .

Chaque famille possède une méthodologie de fabrication qui lui est propre. Afin d'uniformiser ces variantes, nous allons ramener chacune d'entre elles au modèle simple énoncé précédemment. Nous pouvons ainsi mettre les dimensions de la capacité générique sous une forme commune avec des coefficients permettant de spécifier les caractéristiques de chacune des technologies existantes (Figure 5).

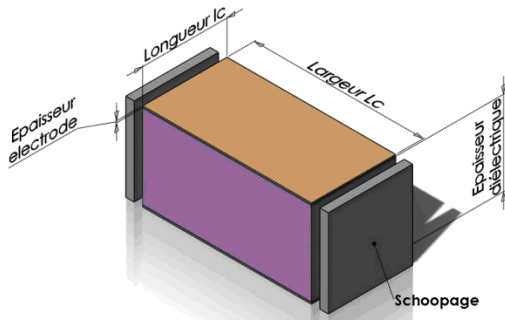


Figure 5 : Représentation 3D du condensateur générique

### 3.2.3. Pertes dans les matériaux diélectriques

Les pertes diélectriques sont liées aux propriétés intrinsèques du matériau diélectrique utilisé et ne peuvent pas être déterminées analytiquement tout comme les pertes fer pour les composants magnétiques. La solution utilisée est similaire à la précédente. Les courbes de facteurs de perte  $tg\delta_{Diélec}$  fonction de la fréquence données par les constructeurs sont approximées par des expressions analytiques. Rappelons qu'à partir du facteur de perte on peut remonter à une résistance série  $r_s = tg\delta/C\omega$  pour finalement calculer les pertes à partir du courant circulant dans le condensateur.

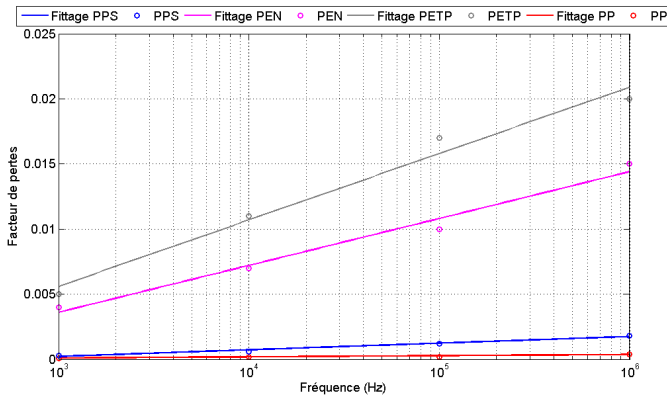


Figure 6 : Fittage du facteur de pertes diélectriques pour différents matériaux

### 3.2.4. Pertes joules

La circulation des courants dans les "choopages" et les armatures crée des pertes joule qui peuvent être significatives du fait des courants efficaces importants liés aux applications typiques en électronique de puissance. Un facteur de perte  $tg\delta_j$  sera associé à cette composante des pertes.

La prise en compte satisfaisante de ces pertes nécessite une modélisation relativement fine mais qui reste suffisamment simple pour être exploitée dans le présent cadre, dans le cas d'une géométrie cylindrique. Cette modélisation est proposée dans [9]. Dans sa forme la plus évoluée elle met en jeu des fonctions de Bessel mais une forme simplifiée donne des résultats très proches jusqu'à quelques MHz. A géométrie donnée, elle permet d'obtenir une expression analytique de  $tg\delta_j(F)$  et de la résistance série équivalente  $ESR$ .

Finalement, on peut définir un facteur de perte total  $tg\delta$  qui vaut simplement :  $tg\delta = tg\delta_{Diélec} + tg\delta_j$  (6)

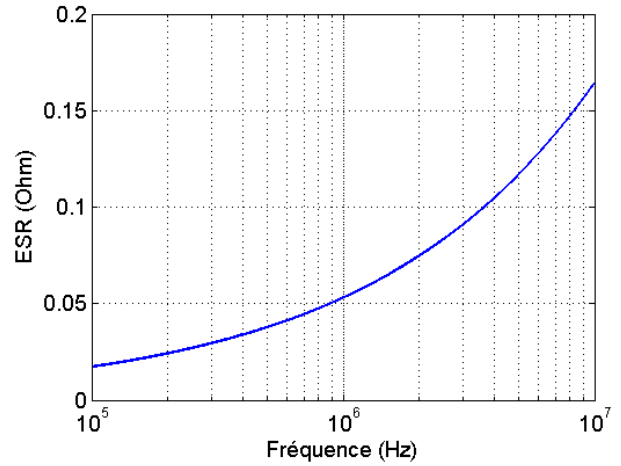


Figure 7 : exemple de calcul théorique de l'ESR en fonction de F

Le courant circulant dans le condensateur n'étant pas sinusoïdal dans la plupart des cas, le calcul des pertes nécessite de prendre en compte les harmoniques de ce courant, ce qui conduit à l'expression des pertes totales suivante :

$$P_{TotC} = \sum_{h=0}^{\infty} \frac{tg\delta_h}{C} \frac{I_{heff}^2}{2\pi h F} \quad (7)$$

Avec  $tg\delta_h$  facteur de pertes total au rang harmonique h.

**Remarque :** Dans les applications de découplage, c'est-à-dire à tension quasiment constante, les pertes diélectriques sont négligeables.

### 3.2.5. Modèle thermique

A nouveau, nous considérons une température de surface homogène calculée à partir des pertes précédentes et d'un coefficient d'échange thermique prenant en compte rayonnement et convection. L'expression de la différence de température entre le boîtier du composant et le milieu ambiant est alors exprimée de la manière suivante :

$$\Delta T_{CA} = \frac{P_{TotC}}{h A_{TH}} \quad (8)$$

Contrairement au cas précédent (composants magnétiques) une méthode d'estimation de la température du point chaud a été introduite ici. Le "mille-feuilles" interne pouvant être considéré comme un milieu quasi-homogène (mais à conductivité thermique anisotrope), une formulation générale est plus accessible que pour les systèmes résolution hybrides que constituent les composants magnétiques.

Toujours dans un souci de compatibilité avec la philosophie du faible coût de calcul, la voie choisie consiste à "mailler" le condensateur et à affecter à chacune des zones ainsi créées un réseau équivalent thermique (Figure 8). Ce réseau est excité par une source de pertes locale calculée en supposant des pertes volumiques constantes.

Ses résistances thermiques sont déterminées à partir des dimensions de la zone correspondante et en considérant :

- Une conductivité radiale  $\lambda_{Radial}$  correspondant à la conductivité thermique de l'association série du diélectrique et de l'armature.
- Une conductivité axiale  $\lambda_{Axial}$  correspondant à la conductivité thermique de l'association parallèle série du diélectrique et de l'armature

La résolution du réseau complet est relativement simple, même avec quelques centaines de nœuds et beaucoup plus économique que la résolution numérique de l'équation de Fourier [10].

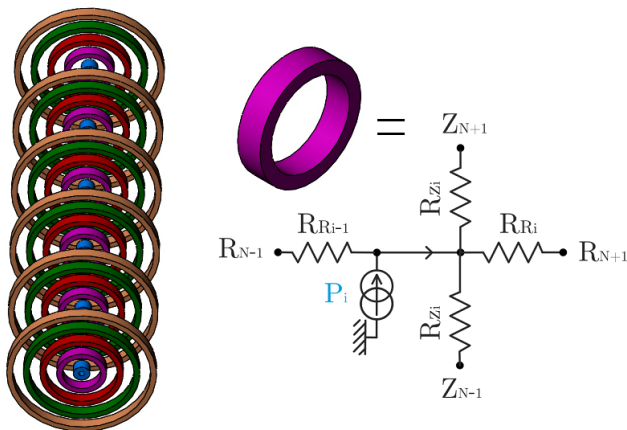


Figure 8 : maillage du condensateur (exemple de 6x5) et réseau équivalent pour chaque zone.

Les résultats de cette approche ont été comparés à ceux obtenus par cette résolution numérique. La Figure 9 montre cette comparaison pour différentes dimensions de condensateur et la bonne concordance des valeurs calculées par les deux méthodes.

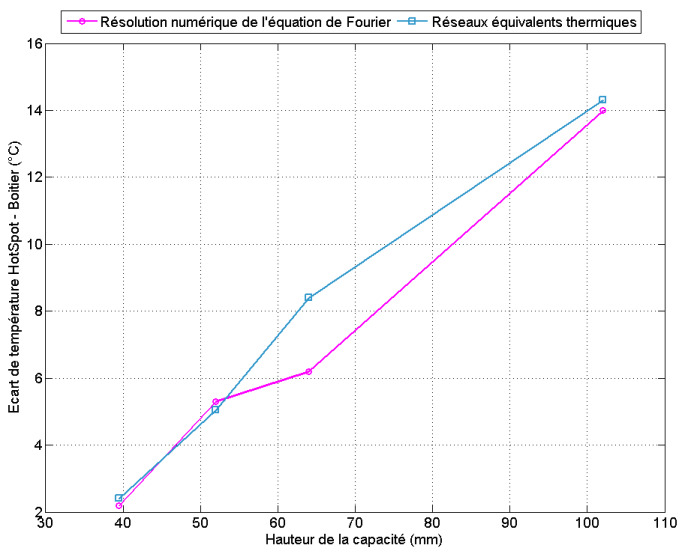


Figure 9 : Ecarts de température HotSpot/Boitier pour des condensateurs de différentes hauteurs

### 3.2.6. Limites/parties manquantes

Les modèles sont censés représenter la réalité industrielle. Cette dernière est complexe avec de nombreux fabricants, une grande diversité de variantes technologiques et de "secrets" de fabrication. Ces modèles ne pourront être représentatifs que d'une moyenne dans une technologie donnée.

### 3.2.7. Exploitation du modèle

Dans la mesure où ces composants sont finalement choisis "sur étagère", on ne peut pas montrer un exemple de conception. Par ailleurs, ce travail est en cours et nécessite encore quelques approfondissements. Néanmoins, différents condensateurs à film polypropylène calculés par la procédure correspondante ont été comparés à des spécimens industriels de même caractéristiques "capacité/tension". Les volumes et courants efficaces admissibles restent dans une plage d'écart de 20%, ce qui est tout à fait satisfaisant en regard de l'objectif visé.

### 3.3. Composants à semi-conducteurs

Les composants à semi-conducteurs constituent une famille à part dans la mesure où ils n'ont pas véritablement de volume intrinsèque. L'approche proposée ci-après est donc surfacique. Dans le cadre de la conception optimale, l'objectif est d'aboutir à des modèles de pertes continus suffisamment représentatifs des caractéristiques de la base discrète que constituent l'ensemble des composants disponibles sur le marché. Cette démarche est applicable à toutes les familles de composants à semi-conducteurs, MOSFETs, IGBTs, Diodes...

#### 3.3.1. Principe de la modélisation sur l'exemple des MOSFETs

Pour illustrer ce principe, nous avons choisi l'exemple des pertes par conduction dans les MOSFETs qui dépendent directement du paramètre classique  $R_{DSon}$ . L'idée est de parvenir à une définition générale de ce paramètre sous la forme suivante :

$$R_{DSon}(Type, Techno, Boitier, Isolation, Critère, v) = R_{DSonS}/A_{puce} \quad (9)$$

Avec:

- $R_{DSonS}$ , résistance à l'état passant du MOSFET. Nous pouvons étendre cette démarche à d'autres propriétés intrinsèques telles que la résistance thermique ( $R_{Th}$ ) les capacités parasites ( $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$ ,  $C_{rss}$ ), les énergies de commutation ou ses coefficients ( $E_{on}$ ,  $E_{off}$ ,  $A_{on}$ ,  $B_{on}$ ,  $C_{on}$ ,  $A_{off}$ ,  $B_{off}$ ,  $C_{off}$ ), etc.

- $R_{DSonS}$ : Résistance spécifique en  $\Omega.m^2$  ou  $m\Omega.cm^2$
- $A_{puce}$ : surface de puce
- *Type*, famille de semi-conducteur : MOS, IGBT, Diode, etc.

- *Techno*, choix de regroupement technologique (technologie, dénomination commerciale, génération, constructeur... etc.)

- *Boitier*, type de boitier : TO-220, TO-247, etc.

- *Isolation*, présence d'une isolation ou non

- *Critère*, méthode de sélection des meilleurs composants pour créer le modèle, par exemple utilisation du facteur de mérite  $R_{DSon} \cdot Q_g$

- $v$ , gabarit en tension du semi-conducteur

Pour obtenir une expression (9) représentative des composants existants, une base de données a d'abord été constituée. Elle regroupe toutes les références de chaque constructeur avec les mêmes paramètres, formalismes et dénominations.

A partir de cette base, des groupes d'individus possédant des caractéristiques technologiques plus ou moins proches sont définis. Compte-tenu du manque d'information sur les technologies utilisées par les constructeurs, nous proposons d'utiliser les dénominations commerciales, les générations, ou même le nom des constructeurs pour segmenter nos familles. Il est possible d'affiner cette sélection en complétant avec des options comme le type de boîtier ou l'isolation.

Une fois ces groupes obtenus, l'idée maîtresse est d'y sélectionner les meilleurs candidats en fonction de critères dépendants de l'application. Deux critères principaux émergent dans cette approche, le  $R_{DSon}$  surfacique (pertes par conduction) et le  $R_{DSon} \cdot Q_G$  surfacique (compromis conduction-commutation). Pour aboutir au tri final, il est nécessaire de connaître les surfaces de puce, qui ne sont pas données dans les datasheets. Un travail d'identification a donc été mené, par des moyens destructifs (abrasion) ou non destructifs (Rayons X). Des exemples de résultats obtenus dans ce deuxième cas sont montrés Figure 10

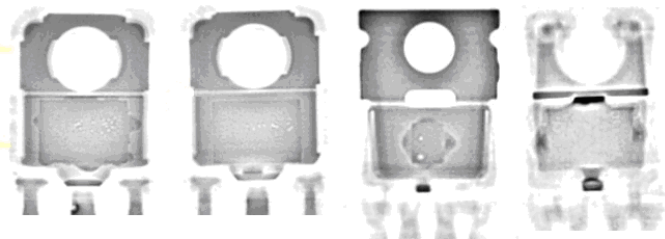


Figure 10 : Etude des surfaces de puce sous Rayons X de divers Mosfets

A partir de là, pour chaque gamme de tension, le meilleur composant est retenu sur la base du critère choisi, afin de tracer une caractéristique surfacique de la famille en fonction de la tension de claquage. Un exemple de caractéristique est donné Figure 11 pour le critère de tri  $R_{DSon} \cdot Q_G$ .

Une fois ces caractéristiques surfaciques connues, une loi d'approximation est recherchée. Il s'avère qu'une loi en puissance (équation 10) permet de représenter assez fidèlement la tendance de ces caractéristiques. Une autre étude confirme cette observation [11]. Dans l'exemple de la Figure 11 :

$$R_{DSonS} \text{ (m}\Omega \cdot \text{cm}^2) = 0.02 + 10^{-4} v^2 \text{ (10)}$$

Finalement, nous disposons d'une forme analytique qui permet de mettre en face des spécifications de l'application (courant et tension) un  $R_{DSon}$  spécifique et donc une surface de semi-conducteur, surface qui peut être obtenue avec une ou plusieurs puces en parallèle. Un échange avec la base discrète reste nécessaire pour définir une solution finale compatible avec les composants existants. La température (de jonction) reste un élément clé de la démarche, comme pour les autres composants. Pour la prendre en compte, cette partie "définition de la surface" doit être couplée à des modèles de refroidisseurs. Ce travail est en cours, en considérant tout d'abord des dissipateurs à ailettes ventilés.

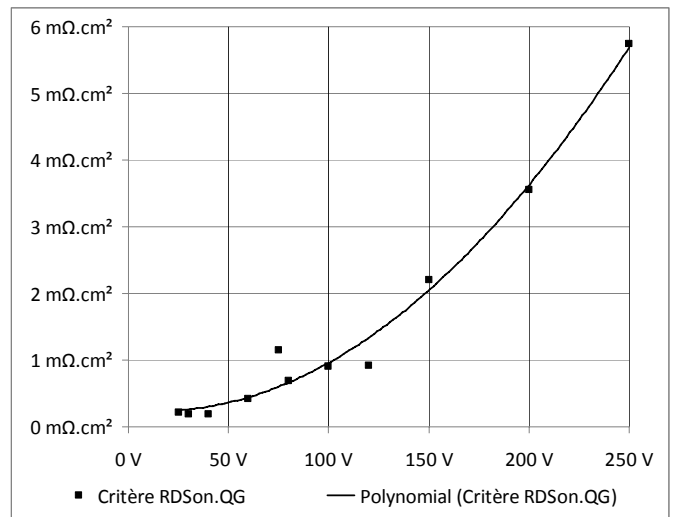


Figure 11 : Caractéristique surfacique pour les meilleurs MOSFETs selon le critère  $R_{DSon} \cdot Q_G$

### Limites/parties manquantes

La principale limite réside dans la segmentation de la base de données en familles technologiques. Il faut prêter une attention particulière à cette étape et il est nécessaire de mettre à disposition du concepteur différentes options afin qu'il puisse adapter le tri et la construction de la loi empirique à son problème.

Nous n'avons pas abordé la représentation des pertes par commutations, qui sera traitée dans une autre soumission. C'est une partie très délicate dans une optique de conception, l'approche devant rester générique.

## 4. CONCLUSION

Une contribution à l'élaboration de modèles pour le dimensionnement optimal de convertisseurs a été présentée dans ce papier. Elle s'appuie sur une philosophie de modélisation qui exploite toutes les possibilités permettant d'aboutir à des formulations analytiques aisément gérables par des procédures d'optimisation. Elle mixe les modèles physiques lorsqu'ils sont accessibles et les modèles empiriques lorsque l'analyse physique trouve ses limites. Ces modèles empiriques sont nourris par l'analyse des bases de données éparées que constituent les datasheets des constructeurs intervenant sur tout ou partie des composants considérés. Quels que soient les composants, l'approche utilise la même articulation spécifications/dimensions/matériaux/température.

Cet aspect n'a pu être véritablement développé dans le papier mais la forme des modèles utilisés autorise une graduation du raffinement de l'analyse. En effet, au sein d'une procédure d'optimisation, on peut choisir d'utiliser ou non certaines routines. On peut citer l'exemple des pertes joule HF ou du calcul d'un point chaud, qui peuvent être inutiles dans certaines configurations.

Les éléments présentés ici permettent déjà d'envisager le traitement de cellules de convertisseurs complètes associant composants à semi-conducteurs, transformateurs et filtres.



De nombreux enrichissements et améliorations sont nécessaires pour obtenir de véritables outils de conception, en particulier sur le plan de la robustesse, mais les premiers résultats obtenus sur des blocs réduits sont encourageants.

## 5. RÉFÉRENCES

- [1] S. A. Mulder, «Fit formula for power loss in ferrites and their use in transformer design,» IEEE Trans Power electron, vol. 17, n°15, pp. 835-847, 2002.
- [2] L. Jieli, T. Abdallah et C. R. Sullivan, «Improved calculation of core loss with non sinusoidal waveforms,» IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 4, pp. 2203–2210, 2001.
- [3] Ferroxcube, Design of Planar Power Transformers, 2007.
- [4] W. G. Odendaal, J. Ferreira, "Effects of Scaling High Frequency Transformers Parameters", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol 35, N° 4, pp. 932-940, July-August 1999.
- [5] F. Forest, E. Labouré, T. Meynard et M. Arab, «Analytic design method based on homothetic shape of magnetic cores for high frequency transformers,» IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N° 5, pp. 2070-2080, September 2007.
- [6] F. Forest, E. Labouré, B. Gelis, V. Smet, T. A. Meynard, J.-J. Huselstein, "Design of Intercell Transformers for High-Power Multicell Interleaved Flyback Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, N° 3, pp. 580-591, March 2009.
- [7] F. Forest, T. A. Meynard, J.-J. Huselstein, D. Flumian, C. Rizet, A. Lacarroy, "Design and Characterization of an Eight-Phase-137-kW Intercell Transformer Dedicated to Multicell DC–DC Stages in a Modular UPS" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, N° 1, pp. 45-55, January 2014.
- [8] P. Bettacchi, D. Montanari, D. Zanarini, D. Oriolo, G. Rondelli et A. Sanua, Power film capacitors for industrial applications, 2010.
- [9] C. Joubert, «Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à film métallisés - Nouvelle génération de condensateurs,» chez Thèses, LYON, Ecole centrale de LYON, 1996.
- [10] M. H. El-Husseini, P. Venet, G. Rojat et C. Joubert, «Thermal Simulation for Geometric Optimization of Metallized Polypropylene Film Capacitors,» IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, n°13, pp. 713 - 718, May/June 2002.
- [11] P. Petit et M. Aillerie, «Rdson behavior in various MOSFET families,» Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on, pp. 353 - 357, 27-30 June 2011.