



**HAL**  
open science

# Etude des composants passifs pour l'électronique de puissance à "haute température" : application au filtre CEM d'entrée

Rémi Robutel

► **To cite this version:**

Rémi Robutel. Etude des composants passifs pour l'électronique de puissance à "haute température" : application au filtre CEM d'entrée. Autre. INSA de Lyon, 2011. Français. NNT : 2011ISAL0110 . tel-00665819

**HAL Id: tel-00665819**

**<https://theses.hal.science/tel-00665819>**

Submitted on 2 Feb 2012

**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.

# THÈSE

*présentée*

devant l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE LYON

*pour obtenir*

**LE GRADE DE DOCTEUR**

**ÉCOLE DOCTORALE : ÉLECTRONIQUE ÉLECTROTECHNIQUE AUTOMATIQUE**

**FORMATION DOCTORALE : GÉNIE ÉLECTRIQUE**

*par*

**Rémi Robutel**

Ingénieur de l'INP Grenoble

**Étude des composants passifs pour l'électronique de puissance à  
« haute température » : application au filtre CEM d'entrée**

**Jury :**

Président	T. LEBEY	Directeur de recherche (UPS Toulouse)
Rapporteur	J.-L. SCHANEN	Professeur (INP Grenoble)
Rapporteur	E. LABOURÉ	Professeur (Paris Sud – XI)
Membre Invité	M. AMIET	Expert (DGA)
Membre Invité	R. MEURET	Responsable R&T (Hispano-Suiza, Safran)
Directeur	H. MOREL	Directeur de Recherche (INSA Lyon)
Encadrant	C. MARTIN	Maître de conférences (UCB Lyon)

**INSA Direction de la Recherche - Ecoles Doctorales – Quinquennal 2011-2015**

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
<b>CHIMIE</b>	<b>CHIMIE DE LYON</b> <a href="http://www.edchimie-lyon.fr">http://www.edchimie-lyon.fr</a>  Insa : R. GOURDON	<b>M. Jean Marc LANCELIN</b> Université de Lyon – Collège Doctoral Bât ESCPE 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 13 95 <a href="mailto:directeur@edchimie-lyon.fr">directeur@edchimie-lyon.fr</a>
<b>E.E.A.</b>	<b>ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE</b> <a href="http://eedea.ec-lyon.fr">http://eedea.ec-lyon.fr</a>  Secrétariat : M.C. HAVGOUDOUKIAN eea@ec-lyon.fr	<b>M. Gérard SCORLETTI</b> Ecole Centrale de Lyon 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60 97 Fax : 04 78 43 37 17 <a href="mailto:Gerard.scorletti@ec-lyon.fr">Gerard.scorletti@ec-lyon.fr</a>
<b>E2M2</b>	<b>EVOLUTION, ECOSYSTEME, MICROBIOLOGIE, MODELISATION</b> <a href="http://e2m2.universite-lyon.fr">http://e2m2.universite-lyon.fr</a>  Insa : H. CHARLES	<b>Mme Gudrun BORNETTE</b> CNRS UMR 5023 LEHNA Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Forel 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.72.43.12.94 <a href="mailto:e2m2@biomserv.univ-lyon1.fr">e2m2@biomserv.univ-lyon1.fr</a>
<b>EDISS</b>	<b>INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE</b> <a href="http://ww2.ibcp.fr/ediss">http://ww2.ibcp.fr/ediss</a>  Sec : Safia AIT CHALAL Insa : M. LAGARDE	<b>M. Didier REVEL</b> Hôpital Louis Pradel Bâtiment Central 28 Avenue Doyen Lépine 69677 BRON Tél : 04.72.68 49 09 Fax :04 72 35 49 16 <a href="mailto:Didier.revel@creatis.uni-lyon1.fr">Didier.revel@creatis.uni-lyon1.fr</a>
<b>INFOMATHS</b>	<b>INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES</b> <a href="http://infomaths.univ-lyon1.fr">http://infomaths.univ-lyon1.fr</a>	<b>M. Johannes KELLENDONK</b> Université Claude Bernard Lyon 1 LIRIS - INFOMATHS Bâtiment Nautibus 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72. 43.19.05 Fax 04 72 43 13 10 <a href="mailto:infomaths@bat710.univ-lyon1.fr">infomaths@bat710.univ-lyon1.fr</a>
<b>Matériaux</b>	<b>MATERIAUX DE LYON</b>	<b>M. Jean-Yves BUFFIERE</b> Secrétaire : Mériem LABOUNE  INSA de Lyon École Doctorale Matériaux Mérim LABOUNE Bâtiment Antoine de Saint-Exupéry 25bis Avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Tel : 04 72 43 71 70 Fax : 04 72 43 72 37 <a href="mailto:ed.materiaux@insa-lyon.fr">ed.materiaux@insa-lyon.fr</a>
<b>MEGA</b>	<b>MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE (ED n°162)</b>	<b>M. Philippe BOISSE</b> Secrétaire : Mériem LABOUNE  Adresse : INSA de Lyon École Doctorale MEGA Mérim LABOUNE Bâtiment Antoine de Saint-Exupéry 25bis Avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Tel : 04 72 43 71 70 Fax : 04 72 43 72 37 <a href="mailto:mega@insa-lyon.fr">mega@insa-lyon.fr</a> Site web : <a href="http://www.ed-mega.com">http://www.ed-mega.com</a>
<b>ScSo</b>	<b>ScSo*</b>  M. OBADIA Lionel	<b>M. OBADIA Lionel</b> Université Lyon 2

---

# Remerciements

Les travaux que je présente dans ce manuscrit n'auraient pas été possibles sans l'aide de nombreuses personnes dont :

Les membres du jury qui ont eu la patience et la volonté de venir à bout des 300 pages de ce manuscrit, mais également d'assister et d'intervenir lors de la soutenance. Je remercie donc avec sincérité le Directeur de Recherche Thierry Lebey pour avoir présidé ce jury, ainsi que les rapporteurs Professeur Eric Labouré et Professeur Jean-Luc Schanen pour leurs efforts d'attention et de réflexion au cours de leur lecture.

Je remercie à son tour M. Michel Amiet, et à travers lui la Direction Générale de l'Armement (DGA), pour le soutien et l'accompagnement qui m'ont été offerts lors de ces travaux.

Je tiens à remercier particulièrement M. Régis Meuret qui m'a toujours soutenu et appuyé pour me permettre de travailler dans d'excellentes conditions. Je tiens aussi à souligner les nombreux échanges et discussions constructives que nous avons eus. Par ailleurs, les collaborations (2008 et 2010) avec le laboratoire CPES ont été des expériences extrêmement riches qui n'auraient pu être possibles sans son appui. Plus généralement, je tiens à remercier l'ensemble des personnels de la société Hispano-Suiza du groupe Safran qui m'ont aidé au cours de ces travaux, dont Nicolas Gazel pour son suivi technique de qualité au début de la thèse.

I also would like to thank all the CPES people for their help during my visit, with special attention to Dr. Dushan Boroyevitch, Dr. Fred Wang and Dr. Paolo Mattavelli. I have to thank also recently graduated people and graduate students who shared technical and friendly discussions, Dr. Fang Luo, Dr. Carson Baisden and Hemant Bishnoi.

L'ensemble du laboratoire Ampère, où j'ai passé une grande partie de ma thèse, mérite de profonds remerciements. Merci tout d'abord à mes encadrants, Professeur Hervé Morel et Christian Martin. Un grand merci également à Cyril Buttay. Sans les citer, j'adresse aussi à toutes les valeureuses personnes présentes au sein du laboratoire qui ont croisé ma route, de sincères remerciements. J'ai apprécié, et espère avoir contribué, à l'excellente cohésion présente entre les équipes de recherche.

Enfin, merci à ma famille pour leurs efforts conséquents.

Bonne lecture.

## Table des matières

---

---

# Table des matières

<b>Tables des acronymes et des symboles</b>	<b>ix</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>I Les condensateurs pour l'électronique de puissance à haute température</b>	<b>9</b>
1 Etat de L'art . . . . .	9
1.1 Définitions et généralités . . . . .	9
1.2 Les fonctions des condensateurs . . . . .	16
1.3 Les technologies de condensateurs "haute température" . . . . .	21
1.4 Fiabilité des condensateurs à haute température . . . . .	25
2 Sélection des composants . . . . .	30
2.1 Condensateurs de découplage de puissance . . . . .	30
2.2 Condensateurs de filtrage . . . . .	31
2.3 Condensateurs basse tension . . . . .	32
3 Caractérisations . . . . .	33
3.1 Techniques de mesures . . . . .	33
3.2 Résultats de mesure . . . . .	38
3.3 Comparaison des performances . . . . .	44
4 Conclusion . . . . .	44
<b>Références bibliographiques</b>	<b>49</b>
<b>II Les matériaux magnétiques doux pour l'électronique de puissance à haute température</b>	<b>53</b>
1 Etat de L'art . . . . .	53
1.1 Définitions et généralités . . . . .	53
1.2 L'usage des matériaux magnétiques doux dans les convertisseurs de puissance . . . . .	62
1.3 Matériaux pour l'électronique de puissance et la "haute température" . . . . .	64

1.4	Conducteurs et packaging . . . . .	68
2	Sélection des matériaux magnétiques doux . . . . .	70
3	Caractérisations . . . . .	70
3.1	Techniques de mesure . . . . .	71
3.2	Caractéristiques et performances : les résultats . . . . .	74
3.3	Vieillessement thermique des matériaux magnétiques doux . . . . .	84
4	Conclusion . . . . .	91
<b>Références bibliographiques</b>		<b>93</b>
<b>III La conception de filtre CEM pour les convertisseurs à haute température</b>		<b>99</b>
1	La CEM conduite en électronique de puissance . . . . .	99
1.1	Etat de l'art . . . . .	99
1.2	Définitions . . . . .	106
2	Procédure de dimensionnement . . . . .	113
2.1	Objectifs et cahier des charges . . . . .	113
2.2	Hypothèses de dimensionnement . . . . .	115
2.3	Etapes du dimensionnement . . . . .	117
3	Dimensionnement du filtre CEM . . . . .	118
3.1	Sources de perturbations conduites . . . . .	118
3.2	Structure du filtre CEM . . . . .	119
3.3	Dimensionnement des inductances . . . . .	126
3.4	Dimensionnement des condensateurs . . . . .	134
4	Packaging . . . . .	142
4.1	Substrats métallisés et brasures . . . . .	143
4.2	Finitions des conducteurs et des terminaisons . . . . .	144
4.3	Encapsulants pour les matériaux magnétiques nanocristallins . . . . .	144
5	Validation expérimentale . . . . .	146
5.1	Banc d'essai et conditions de mesures . . . . .	146
5.2	Résultats expérimentaux . . . . .	150
6	Conclusion . . . . .	155
<b>Références bibliographiques</b>		<b>157</b>
<b>IV Vers l'intégration des composants passifs</b>		<b>161</b>
1	L'intégration pour l'électronique de puissance . . . . .	161
1.1	Pourquoi l'intégration ? . . . . .	161
1.2	Les limitations de l'intégration . . . . .	164
2	Conception et Réalisation . . . . .	166
2.1	Approche et solution proposées . . . . .	166
2.2	Simulations et pré-dimensionnement . . . . .	168
2.3	Réalisation du démonstrateur . . . . .	173
3	Validation expérimentale . . . . .	179
3.1	Essais en commutation . . . . .	181

---

3.2	Essais CEM . . . . .	182
4	Conclusion . . . . .	189
<b>Références bibliographiques</b>		<b>193</b>
<b>Conclusion générale et perspectives</b>		<b>197</b>
1	Conclusion générale . . . . .	197
2	Perspectives . . . . .	199
3	Contributions scientifiques . . . . .	201
<b>Table des figures</b>		<b>203</b>
<b>A Annexe : Condensateurs - Résultats de mesures</b>		<b>215</b>
<b>B Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"</b>		<b>223</b>
1	Condensateurs à films métallisés . . . . .	223
2	Condensateurs céramiques . . . . .	238
3	Condensateurs à électrolyte liquide ou solide . . . . .	246
4	Synthèse et comparatifs . . . . .	247
<b>Références bibliographiques</b>		<b>251</b>
<b>C Annexe : Matériaux doux pour l'électronique de puissance et la "haute température"</b>		<b>257</b>
<b>Références bibliographiques</b>		<b>275</b>
<b>D Annexe : Dimensionnement d'une inductance de mode commun</b>		<b>279</b>
<b>E Annexe : Fichier MAST correspondant aux simulations du Ch. IV</b>		<b>287</b>

## Table des matières

---

---

# Tables des acronymes et des symboles

Classés par chapitre et par ordre alphabétique,

## Table des matières

Acronyme	Signification
AC	Alternative Current
BJT	Bipolar Junction Transistor
BNT	$Bi_{0.5}Na_{0.5}TiO_3$
BOPP	Biaxially Oriented PolyPropylene
BS-PMN-PT	$BiScO_3-Pb(Mg_{1/3}Nb_{2/3})O_3-PbTiO_3$
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
CEM	Compatibilité ElectroMagnétique
CM	Commun Mode
CTE	Coefficient of Thermal Expansion
DBA	Direct Bonded Aluminium
DBC	Direct Bonded Copper
DC	Direct Current
DLC	Diamond-Like Carbon
EMA	Electro-Mechanical Actuator
EST	Équipement Sous Test
EUT	Equipment Under Test
FDAPE	FluoreneDiamondAmorphPolyEster
FFT	Fast Fourier Transform
FPE	FluorenePolyEster
HALT	Highly Accelerated Life Test
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HF	Haute Fréquence
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPEM	Integrated Power Electronics Module
IPM	Intelligent Power Module
JFET	Junction gate Field-Effect Transistor
LISN	Line Impedance Stabilization Network
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MPP	MolyPermalloy Powder
MTTF	Mean Time To Failure
PC	PolyCarbonate
PCB	Printed Circuit Board
PEEC	Partiel Element Equivalent Circuit
PEEK	PolyEtherEtherKetone
PEI	PolyEtherImide
PEN	PolyEthylene Naphtalate
PET	PolyEthylene Terephtalate
PFC	Power Factor Converted
PI	Polyimide
POL	Point-Of-Load
PP	PolyPropylene
PPQ	PolyPhenylQuinoxaline
PPS	PolyPhenylene Sulfide
PTFE	PolyTetraFluoroEthylene
RSIL	Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne
SMI	Substrat Métallique Isolé
SMU	Source Meter Unit
SOI	Silicon On Insulator
THD	Total Harmonic Distortion
VRM	Voltage Regulator Module

<b>Chapitre I</b>				
Symbole	Signification	Unité	Équation	Page
$C$	Capacité	$F$	I.22	15
$C_{bus}$	Capacité de découplage	$F$	I.25	17
$C_{cylindre}$	Capacité cylindrique	$F$	I.2	9
$C_{plan}$	Capacité plane	$F$	I.1	9
$\cos(\varphi)$	Facteur de puissance de la charge	-	-	19
$\chi$	Susceptibilité électrique	$F/m$	I.17	13
$D$	Induction électrique	$C/m^2$	I.7	10
$\delta$	Angle de pertes	$rad$	I.21	15
$\Delta V_{dc}$	Ondulation maximale de la tension $V_{dc}$	$V$	I.25	17
$e$	Épaisseur du diélectrique	$m$	I.24	15
$e_{mini}$	Épaisseur minimale de diélectrique disponible pour la fabrication	$m$	-	24
$E$	Champ électrique	$V/m$	I.4	10
$E_a$	Énergie d'activation	$J$	I.26	26
$E_c$	Champ électrique critique	$V/m$	-	24
$E_s$	Pseudo énergie d'activation	$eV$	I.27	29
$ESL$	Inductance équivalente série	$H$	-	15
$ESR$	Résistance équivalente série	$\Omega$	I.22	15
$\varepsilon$	Permittivité du diélectrique	$F/m$	I.13	13
$\varepsilon_r$	Permittivité relative	$F/m$	I.13	13
$\varepsilon_0$	Permittivité du vide, $8,854187 \times 10^{-12}$	$F/m$	I.6	10
$\varepsilon_i$	Permittivité avant vieillissement	$F/m$	I.28	30
$f_{exc}$	Fréquence d'excitation pour la mesure en transitoire R-C	$Hz$	-	42
$F_{ac}$	Fréquence des signaux alternatifs en sortie d'onduleur	$Hz$	-	19
$F_{pwm}$	Fréquence de commutation de l'onduleur	$Hz$	-	19
$i_c$	Courant circulant dans un condensateur	$A$	I.21	15
$i_{fuite-90s}$	Courant de fuite statique d'un condensateur	$A$	I.31	38
$k$	Constante de Boltzman, $1,3806488 \times 10^{-23}$	$J.K^{-1}$	I.26	26
$M$	Facteur de vieillissement	$s^{-1}$	I.28	30
$N$	Facteur d'accélération en tension	$V$	I.27	29
$\omega$	Pulsation électrique	$rad/s$	I.22	15
$P$	Polarisation	$C/m^2$	I.7	10
$P_{ac}$	Puissance fournie en sortie de l'onduleur	$W$	-	19
$Q$	Charge électrique	$C$	I.5	10
$R_i$	Résistance d'isolement	$\Omega$	I.22	15
$R_{série}$	Résistance série pour la mesure en transitoire R-C	$\Omega$	-	42
$\rho$	Résistivité du diélectrique	$\Omega.m$	I.24	15
$t_1$	MTTF en condition d'utilisation	$s$	I.27	29
$t_2$	MTTF en condition d'essai	$s$	I.27	29
$T$	Période	$s$	-	11
$T_1$	Température ambiante d'utilisation	$K$	I.27	29

## Table des matières

<b>Chapitre I</b>				
Symbole	Signification	Unité	Équation	Page
$T_2$	Température ambiante d'essai	$K$	I.27	29
$T_c$	Température de Curie	$^{\circ}C$	-	24
$T_g$	Température de transition vitreuse	$^{\circ}C$	-	24
$T_{max}$	Température de fonctionnement maximale du condensateur	$^{\circ}C$	-	24
$T_{pwm}$	Période de commutation	$s$	I.25	17
$\tan \delta$	Facteur de pertes	-	I.21	15
$V$	Tension, Différence de potentiel électrique	$V$	I.8	11
$V_c$	Tension aux bornes d'un condensateur	$V$	-	15
$V_{dc}$	Tension d'alimentation de l'onduleur	$V$	-	19
$V_{nom}$	Tension nominale d'un condensateur	$V$	I.31	38
$W_{vol}$	Énergie volumique stockée	$J$	I.11	11
$W_{hyst}$	Énergie volumique dissipée dans le matériau sur une période	$J$	I.12	13

<b>Chapitre II</b>				
Symbole	Signification	Unité	Équation	Page
$\alpha$	Coefficient de pertes de la formule de Steinmetz	-	II.22	60
$B$	Induction magnétique	$T$	II.1	54
$B_m$	Induction maximale	$T$	II.22	60
$B_r$	Induction magnétique rémanente	$T$	-	54
$B_s$	Induction magnétique à saturation	$T$	-	54
$\beta$	Coefficient de pertes de la formule de Steinmetz	-	II.22	60
$\delta_p$	Épaisseur de peau	$m$	II.21	59
$\Delta T$	Élévation de température	$^{\circ}C$	-	175
$e$	Force électromotrice induite	$V$	II.13	58
$f_{util.}$	Plage de fréquence d'utilisation typique du matériau	$Hz$	-	67
$H$	Champ magnétique	$A/m$	II.1	54
$H_c$	Champ coercitif	$A/m$	-	54
$H_c$	Potentiel "high" de l'analyseur d'impédance sur la boucle de courant	$V$	-	73
$H_{dc}$	Champ magnétique de polarisation continue/satique	$A/m$	-	80
$H_p$	Potentiel "high" de l'analyseur d'impédance	$V$	-	73
$i$	Courant circulant dans un enroulement	$A$	II.14	58
$J$	Polarisation magnétique	$T$	II.1	54
$J_r$	Polarisation magnétique rémanente	$T$	-	54
$J_s$	Polarisation magnétique à saturation	$T$	-	54
$J_{s0K}$	Polarisation à saturation à $0^{\circ}K$	$T$	II.29	76
$k_{12}$	Coefficient de couplage entre deux enroulements	-	II.20	59
$\langle K \rangle$	Anisotropie magnétique	$J$	II.30	90
$l_f$	Longueur moyenne du circuit magnétique	$m$	II.15	58
$L$	Inductance d'un enroulement	$H$	II.18	59
$L_c$	Potentiel "low" de l'analyseur d'impédance sur la boucle de courant	$V$	-	73

<b>Chapitre II</b>				
Symbole	Signification	Unité	Équation	Page
$L_{dc}$	Inductance de filtrage de l'alimentation externe	$H$	-	73
$L_p$	Potentiel "low" de l'analyseur d'impédance	$V$	-	73
$L_s$	Inductance série équivalente	$H$	II.24	60
$\lambda$	Coefficient de pertes de la formule de Steinmetz	-	II.22	60
$\lambda$	Facteur de vieillissement	-	II.31	90
$\lambda_s$	Constante de magnétostriction à saturation	$ppm$	II.8	56
$m$	Masse	$g$	-	70
$M$	Aimantation	$T$	II.2	54
$M$	Inductance mutuelle entre deux enroulements	$H$	II.18	59
$\mu$	Perméabilité relative complexe	-	II.23	60
$\mu_0$	Perméabilité du vide	$T.m/A$	II.1	54
$\mu_r$	Perméabilité relative	-	II.3	54
$\mu_{r0}$	Perméabilité relative du matériau non vieilli	-	II.31	90
$\mu'$	Partie réelle de la perméabilité relative complexe	-	II.23	60
$\mu''$	Partie imaginaire de la perméabilité relative complexe	-	II.23	60
$N$	Nombre de spires	-	II.13	58
$N_1$	Nombre de tour de l'enroulement primaire	-	II.28	71
$N_2$	Nombre de tour de l'enroulement secondaire	-	II.27	71
$P_{kg}$	Puissance massique dissipée dans le matériau pour une période	$W/kg$	II.7	56
$P_m$	Pertes massiques mesurées	$W/kg$	-	81
$P_{vol}$	Puissance volumique dissipée dans le matériau pour une période	$W/m^3$	II.6	56
$\Phi$	Flux magnétique	$Wb$	II.12	57
$R_s$	Résistance série équivalente	$\Omega$	II.25	61
$R_{shunt}$	Résistance du shunt	$V$	II.28	71
$\mathfrak{R}$	Réductance du circuit magnétique	$H^{-1}$	II.15	58
$\rho$	Résistivité du matériau	$\Omega.m$	-	67
$\rho_{vol}$	Masse volumique	$kg/m^3$	II.7	56
$S$	Section du circuit magnétique	$m^2$	II.15	58
$t_0$	Durée de vieillissement à partir de laquelle il apparaît	<i>heure</i>	II.31	90
$T_{amb}$	Température ambiante	$^{\circ}C$	II.29	76
$v$	Tension aux bornes d'un enroulement	$V$	II.17	58
$v_2$	Tension aux bornes de l'enroulement secondaire	$V$	II.27	71
$V$	Tension aux bornes du schéma équivalent série	$V$	-	61
$V_L$	Tension aux bornes de $L_s$	$V$	-	61
$V_r$	Tension aux bornes de $R_s$	$V$	-	61
$v_{shunt}$	Tension aux bornes du shunt	$V$	II.28	71
$W$	Énergie magnétique volumique stockée	$J$	II.4	55
$W_{hyst}$	Énergie volumique dissipée dans le matériau pour une période	$J$	II.5	56
$W_{max}$	Énergie magnétique volumique stockée maximale	$J$	II.11	57

## Table des matières

<b>Chapitre III</b>				
Symbole	Signification	Unité	Équation	Page
$\alpha_{bobine}$	Angle de bobinage du tore	$rad$	-	127
$\alpha_{tour}$	Foisonnement d'un bobinage	-	III.15	127
$B_{max}$	Induction maximale	$T$	III.27	129
$c$	Vitesse de propagation	$m/s$	III.1	100
$C$	Capacité	$F$	-	104
$C_{cm}$	Capacité de mode commun	$F$	-	125
$C_d$	Capacité de mode différentiel (branche d'amortissement)	$F$	-	125
$C_{dm}$	Capacité de mode différentiel	$F$	-	125
$\chi$	Taux d'ondulation	-	III.4	108
$D_{fil}$	Diamètre du conducteur	$m$	III.13	126
$\delta$	Densité de courant	$A/m^2$	III.13	126
$\Delta_{I_{ligne}}$	Ondulation du courant moyen de ligne	$A$	III.4	108
$\Delta_{V_{dc}}$	Ondulation de tension aux bornes de $C_{dm}$	$V$	III.35	135
$\Delta T$	Élévation de température	$^{\circ}C$	III.34	132
$ESL$	Inductance série	$H$	-	104
$ESR$	Résistance série	$\Omega$	-	104
$f$	Amplitude de l'onde plane	-	III.3	101
$f_{c_{cm}}$	Fréquence de coupure du mode commun	$Hz$	-	125
$f_{c_{dm}}$	Fréquence de coupure du mode différentiel	$Hz$	-	125
$F_{att}$	Fonction de transfert d'atténuation en courant	-	III.10	113
$H$	Hauteur du tore	$m$	-	127
$i_1$	Courant de ligne positive	$A$	III.6	112
$i_2$	Courant de ligne négative	$A$	III.6	112
$i_{cm_{rsil}}$	Courant de mode commun circulant dans le RSIL	$A$	III.6	112
$i_{dm_{rsil}}$	Courant de mode différentiel circulant dans le RSIL	$A$	III.7	112
$i_{onduleur}$	Courant de ligne de l'onduleur	$A$	III.10	113
$i_{réseau}$	Courant de ligne du réseau	$A$	III.10	113
$I_c$	Courant traversant $C_{dm}$	$A$	III.35	135
$I_{ligne}$	Courant moyen de ligne	$A$	III.4	108
$I_{max}$	Courant maximal dans l'enroulement	$A$	III.27	129
$ID$	Diamètre intérieur du tore	$m$	-	127
$k$	Nombre de couches d'un enroulement	-	III.15	127
$K$	Conductivité thermique	$W/m.K$	-	137
$l_{bobine}$	Longueur d'un enroulement	$m$	III.17	127
$l_{mag}$	Longueur de fer du noyau	$m$	III.23	128
$l_{spire_k}$	Longueur d'un tour	$m$	III.16	127
$L_{cm}$	Inductance de mode commun	$H$	-	125
$L_{dm}$	Inductance de mode différentiel	$H$	-	104
$L_p$	Inductance de propre de l'enroulement	$H$	III.26	129
$\lambda$	Longueur d'onde	$m$	III.2	100

<b>Chapitre III</b>				
Symbole	Signification	Unité	Équation	Page
$\lambda_{enroulement}$	Coeff. de majoration de la longueur d'un enroulement	–	III.18	128
$M$	Inductance mutuelle	$H$	-	104
$M$	Masse du noyau	$kg$	III.21	128
$M_{Cu}$	Masse des enroulements	$kg$	III.22	128
$N_s$	Nombre de tours	–	III.26	129
$Ns_{max}$	Nombre de tours maximal d'un enroulement	–	III.15	127
$OD$	Diamètre extérieur du tore	$m$	-	127
$P$	Puissance apportée	$W$	III.37	140
$P_c$	Puissance dissipée dans $C_{dm}$	$W$	III.36	135
$P_{dc}$	Pertes statiques au sein des enroulements	$W$	III.33	132
$P_{mag}$	Pertes dynamiques au sein du matériau	$W$	III.32	131
$\varphi$	Déphasage	$rad$	III.3	101
$\Phi$	Flux de chaleur évacué	$W$	III.38	140
$Q$	Puissance dissipée	$W$	III.37	140
$R_d$	Résistance d'amortissement	$\Omega$	-	125
$R_{dc}$	Résistance statique d'un enroulement	$\Omega$	III.18	128
$R_i$	Résistance d'isolement de $C_{dm}$	$V$	III.36	135
$R_{mag}$	Réductance du noyau	$H^{-1}$	III.25	128
$\rho_{Cu}$	Masse volumique du cuivre	$kg/m^3$	III.22	128
$\rho_{mag}$	Masse volumique du noyau	$kg/m^3$	III.21	128
$S_{Cu}$	Section du conducteur	$m^2$	III.14	127
$S_{eq}$	Surface d'échange équivalente	$cm^2$	III.34	132
$S_{mag}$	Section de fer du noyau	$m^2$	III.24	128
$\sigma_{Cu}$	Conductivité du cuivre	$S/m$	III.18	128
$t$	Temps courant	$s$	III.3	101
$\tan \delta$	Facteur de pertes de $C_{dm}$	–	III.35	135
$T$	Période	$s$	III.3	101
$T_e$	Température d'équilibre stable	$^{\circ}C$	-	141
$T_{max}$	Température maximale	$^{\circ}C$	III.38	140
$T_{nr}$	Température de non retour (équilibre instable)	$^{\circ}C$	-	141
$U$	Energie interne du composant	$J$	III.37	140
$v_a$	Tension triphasée simple en sortie d'onduleur	$V$	III.5	111
$v_b$	Tension triphasée simple en sortie d'onduleur	$V$	III.5	111
$v_c$	Tension triphasée simple en sortie d'onduleur	$V$	III.5	111
$v_{cm_{rsil}}$	Tension de mode commun aux bornes du RSIL	$V$	III.8	112
$v_{dm_{rsil}}$	Tension de mode différentiel aux bornes du RSIL	$V$	III.9	112
$V_1$	Tension aux bornes du RSIL (phase positive)	$V$	III.8	112
$V_2$	Tension aux bornes du RSIL (phase positive)	$V$	III.8	112
$V_{cm}$	Tension de mode commun	$V$	III.5	111
$V_{dc}$	Tension de polarisation maximale aux bornes de $C_{dm}$	$V$	III.36	135
$Vol$	Volume du noyau	$m^3$	III.19	128
$Vol_{tot}$	Volume du noyau bobiné	$m^3$	III.20	128
$X_{dB\mu V}$	Tension $X$ en $dB\mu V$	$dB\mu V$	III.11	113
$Z_{in}$	Impédance d'entrée du filtre CEM	$\Omega$	III.12	120
$Z_{out}$	Impédance de sortie de l'onduleur	$\Omega$	III.12	120
$Z_{res}$	Impédance d'entrée du réseau	$\Omega$	-	120

<b>Chapitre IV</b>				
Symbole	Signification	Unité	Équation	Page
$C_{cm1}$	Capacité de mode commun intégrée	$F$	-	168
$C_{cm2}$	Capacité de mode commun du filtre discret	$F$	-	168
$C_{para}$	Capacité parasite de mode commun	$F$	-	169
$I_{cm}$	Courant de mode commun	$A$	-	190
$I_{load}$	Courant équivalent de la charge	$A$	-	171
$I_s$	Courant de source du JFET- $SiC$	$V$	-	171
$L_{connect}$	Inductance de la connectique et des pistes	$H$	-	168
$M$	Potentiel du point milieu du bras d'onduleur	$V$	-	168
$M'$	Potentiel du point milieu des condensateurs intégrés	$V$	-	168
$R_{damp}$	Résistance d'amortissement	$\Omega$	-	168
$V_{cm}$	Tension équivalente de mode commun	$V$	-	169
$V_{cm_{lisen}}$	Tension de mode commun aux bornes du RSIL	$V$	IV.1	169
$V_{ds}$	Tension drain source du JFET- $SiC$	$V$	-	171
$V_{lisen_1}$	Tension aux bornes du RSIL (phase positive)	$V$	IV.1	169
$V_{lisen_2}$	Tension aux bornes du RSIL (phase négative)	$V$	IV.1	169

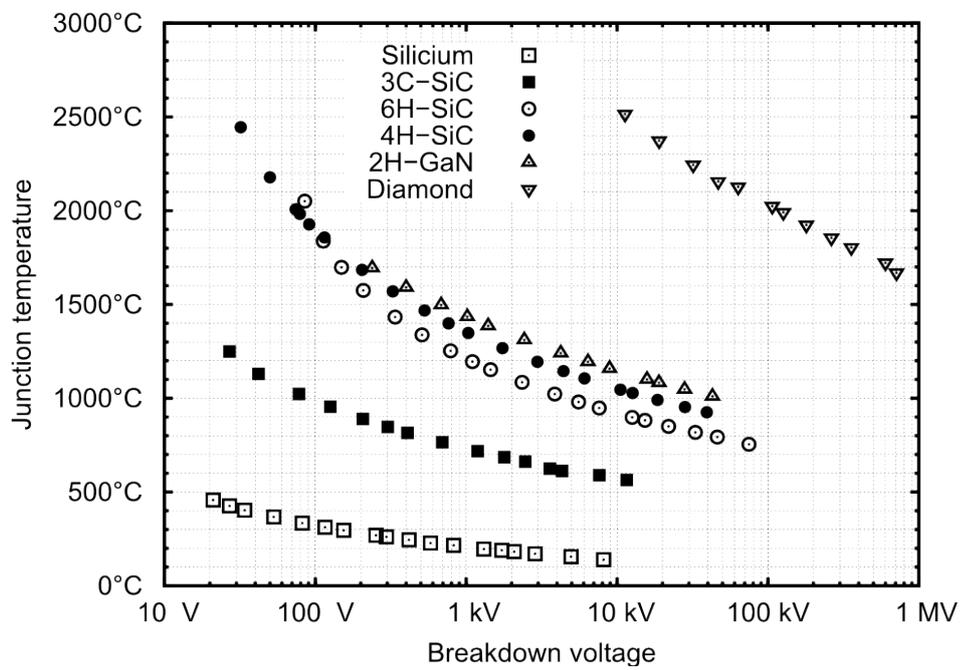
---

# Introduction générale

La maturité des composants à semi-conducteur à grand gap permet d'envisager le développement de convertisseurs de puissance dans des environnements sévères, où les températures ambiantes et de jonction sont élevées. Au cours de cette introduction, nous résumerons brièvement leurs propriétés pour comprendre l'intérêt d'utiliser ces composants. Une possibilité de rupture technologique est offerte pour de nombreuses applications et notamment en aéronautique où des applications de type freins électriques ou VSV (Variable Stator Vanes) sont visées. Au-delà de la fonction interrupteur, à la base de l'électronique de puissance, la faisabilité d'un convertisseur de puissance à haute température dépend d'autres éléments comme les composants passifs pour le stockage d'énergie et le filtrage. Ces travaux sont dédiés aux composants passifs, dans l'optique de démontrer la faisabilité d'un filtre CEM à haute température ambiante.

## L'électronique de puissance à "haute température"

La gamme typique de températures ambiantes où fonctionnent des électroniques de puissance est comprise entre  $-55\text{ °C}$  et  $85\text{ °C}$ , voire  $125\text{ °C}$ . Les applications dites "haute température" concernent un fonctionnement transitoire ou continu au-delà de ces températures. Les températures de jonction des composants à semi-conducteur en silicium ne dépassent pas  $175\text{ °C}$  pour des composants de puissance traditionnels et peuvent dépasser  $200\text{ °C}$  pour la basse tension. L'élévation de température autorisée pour le dimensionnement d'un composant de puissance en silicium à haute température est donc assez limitée et diminue avec l'augmentation du calibre en tension du composant, fig. 1. Le fonctionnement d'un composant avec un calibre en tension supérieur ou égal à  $600\text{ V}$  est très délicat à haute température. Les applications haute température utilisant le silicium sont donc bornées à du signal ou à des convertisseurs de faibles puissances largement surdimensionnés par rapport à leur calibre en courant et en tension pour éviter l'emballement thermique. La technologie "Silicon on Insulator" (SOI) autorise une utilisation en température plus étendue, jusqu'à  $250\text{ °C}$ , grâce à des courants de fuite inférieurs. Néanmoins, cette technologie est restreinte à des composants latéraux. Par conséquent, les calibres en courant et tension sont limités à quelques ampères et à une centaine de volts.

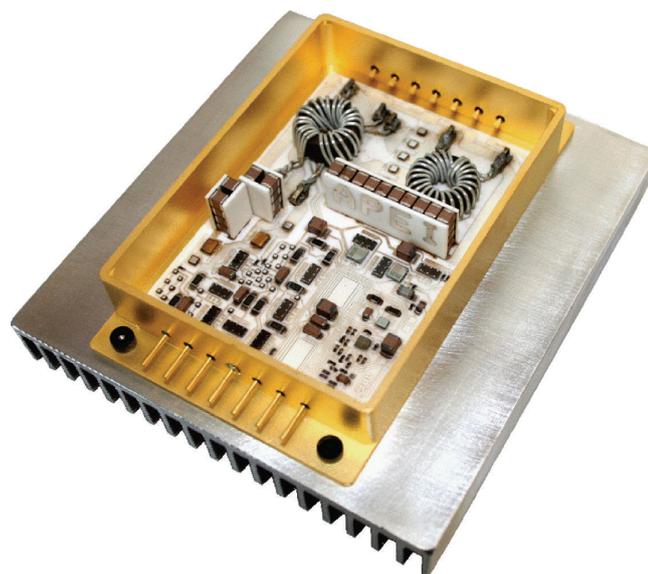


**Figure 1** – Limite théorique de l’emballement thermique d’une jonction PN plane et infinie en fonction de la tension inverse. (C. Raynaud et al., "Comparison of high voltage and high temperature performances of wide bandgap semiconductors for vertical power devices", *Diamond and Related Materials*, vol. 19, no. 1, p1-6, 2010). A titre indicatif, les températures de fusion du *Si* et du *C* sont respectivement de 1414 °C et 3827 °C, la sublimation du *SiC* débute autour de 1800 °C.

Les propriétés intrinsèques du nitrure de gallium ( $GaN$ ) ou du carbure de silicium ( $SiC$ ) sont nettement supérieures à celles du silicium à des températures plus élevées, fig. 1. Le carbure de silicium possède également une conductivité thermique meilleure que le silicium. Une autre qualité intéressante est l'évolution de la résistance à l'état passant (ou résistance spécifique) par rapport à la tenue en tension. Les composants unipolaires à base de semi-conducteurs à grand gap offrent des résistances à l'état passant satisfaisantes jusqu'à plusieurs kilovolts alors que la limite pour le silicium est autour de 600 V (chevauchement des calibres en tension du MOSFET et de l'IGBT). Les performances en commutation sont donc potentiellement très intéressantes par rapport à des composants tels que des IGBT en silicium, grâce à cette possibilité d'utiliser des composants unipolaires à des tensions plus élevées.

Les progrès relativement récents au niveau de la maturité des composants à semi-conducteurs à grand gap ont permis l'émergence de nombreux travaux au cours des années 2000. Des démonstrateurs de convertisseurs fonctionnant à haute température ambiante et/ou à haute température de jonction ont été réalisés. Les diodes Schottky en carbure de silicium sont industrialisées depuis plusieurs années, et depuis peu les JFET, BJT, MOSFET, ainsi que le HEMT en nitrure de gallium sont disponibles commercialement. D'autres structures de composants existent mais sont moins avancées. Les structures les mieux appropriées pour la haute température semblent être les JFET et les BJT de par leur relative simplicité et leur robustesse. Toutefois, les composants actuellement industrialisés n'offrent pas une gamme très étendue, les calibres en tension et courant restent limités à une quarantaine d'ampère au maximum, et entre 600 V et environ 2 kV. La technologie la plus mature est aujourd'hui le carbure de silicium.

Le marché des composants de puissance en carbure de silicium est très limité, mais les applications existent et se multiplient avec l'amélioration croissante de cette technologie. Trois voies sont destinées particulièrement au carbure de silicium : la haute tension, la haute température et les très hauts rendements. Les principales applications sont actuellement les convertisseurs de type PFC servant d'alimentation à des ordinateurs (bureautique ou portable), ou les onduleurs de tension dédiés à la conversion d'énergie photovoltaïque. Les premiers utilisent des diodes Schottky et les seconds des MOSFET ou des JFET pour améliorer principalement le rendement. Les applications haute températures sont très marginales pour l'instant. Historiquement, les applications militaires et spatiales utilisent des électroniques à haute température mais les tensions sont assez faibles (autour de 100 V) et les températures maximales restaient modérées (125/130 °C). Par exemple, pour les projets concernant l'exploration de Mars et de Venus, les températures ambiantes, qui sont comprises entre 200 °C et 300 °C, les obligent maintenant à se tourner vers les semi-conducteurs à grand gap. De plus, les semi-conducteurs à grand gap sont sans doute beaucoup plus robustes au rayonnement dans l'espace. Le forage pétrolier nécessite également de l'électronique de puissance à haute température. La conduite actuelle des forages se situe à des températures maximales d'environ 180 °C, mais la multiplication des explorations et la rareté des nappes imposera des forages plus profonds, donc une élévation des températures ambiantes. L'automobile, avec l'émergence des véhicules hybrides où la puissance embarquée devient importante (entre 20 kW et 150 kW) songe également à des températures de fonctionnement plus élevées pour réduire le système de dissipation assez lourds et coûteux. Les températures actuelles sont comprises entre 85 °C et 105 °C, mais de nombreux travaux visent des températures autour de 125 °C, voire 150 °C. Le saut technologique du silicium vers



**Figure 2** – Convertisseur haute température DC-DC 28 V/5 V-25 W. (Bradley A. Reese et al., "High-Temperature SOI/SiC-Based DC-DC Converter Suite", International Journal of Power Management Electronics, vol. 2008)

les semi-conducteurs à grand gap semble incertain, mais le gain en rendement de ce type de composants par rapport aux IGBT sera peut être un critère plus décisif que la tolérance à des températures ambiantes élevées. On peut remarquer qu'en ce sens, des diodes Schottky en carbure de silicium sont déjà présentes dans certains véhicules hybrides. Un autre grand secteur industriel qui s'intéresse à l'électronique de puissance à haute température est l'aéronautique. Nous détaillerons particulièrement ce type d'applications, pour lequel ce travail est dédié, à la section suivante, *Contexte de l'étude*.

Les difficultés rencontrées à propos de la stabilité des performances dans le temps de la puce à semi-conducteur (défaut liés aux procédés de croissance cristalline et de dopage) sont en train d'être surmontées grâce à des procédés de fabrication mieux maîtrisés. Les points limitants pour les applications "haute température" sont principalement liés aux matériaux et aux composants se trouvant autour du semi-conducteur. Il s'agit des technologies d'interconnexion et d'assemblage, que l'on appelle aussi le "packaging". Il faut remarquer que la plupart des applications "haute température" est également combinée avec des environnements sévères qui présentent du cyclage thermique, des chocs mécaniques ou des agents agressifs. La durée de vie et la fiabilité sont par conséquent fortement dégradées par la multiplication des contraintes environnementales.

Dans un second périmètre, non plus à l'échelle du composant mais à l'échelle d'une cellule de commutation ou d'un convertisseur, les composants passifs et la commande rapprochée limite l'augmentation de la température ambiante de fonctionnement. Les travaux que nous présentons s'intéressent particulièrement aux composants passifs, inductifs et capacitifs, et tentent d'apporter quelques réponses concernant leur sélection et leur utilisation pour la conversion d'énergie à haute température.

Une bonne illustration des solutions disponibles actuellement est présentée par le démon-

trateur de la fig. 2. Ce démonstrateur est un convertisseur DC/DC basse tension de 25 W qui peut fonctionner jusqu'à 240 °C. C'est une solution hybride où les interrupteurs de puissance sont des JFET en carbure de silicium et les éléments du circuit de commande sont des composants en silicium de technologie SOI. Les composants passifs sont des condensateurs céramiques et des noyaux magnétiques à base de poudre de fer dont nous détaillerons les caractéristiques au cours de nos travaux. On remarque aussi que le packaging est adapté à la contrainte de haute température ambiante.

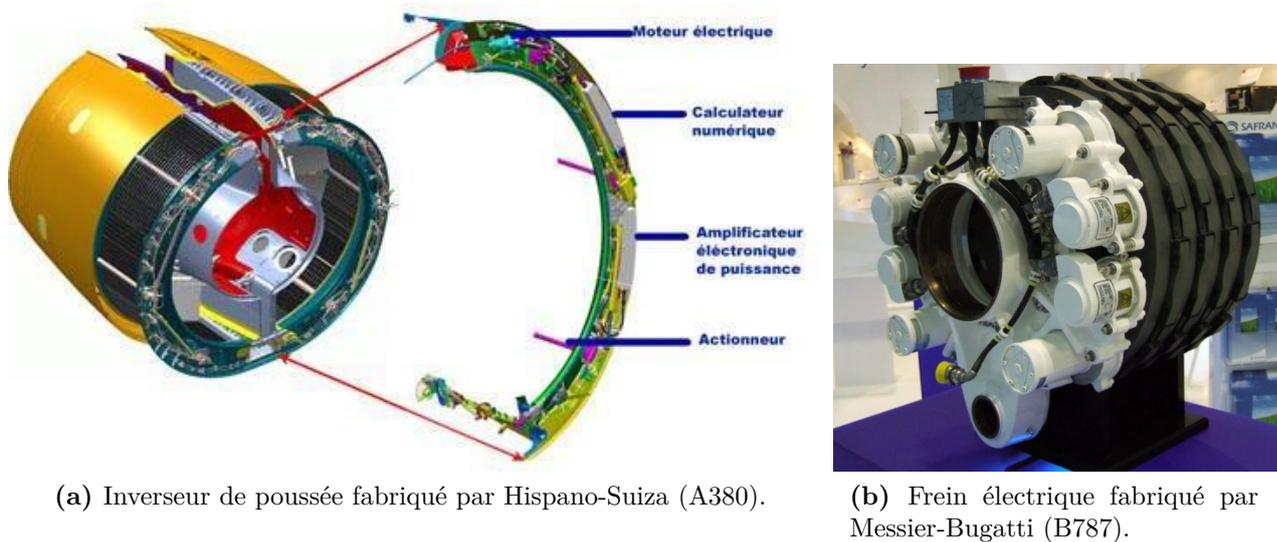
## Contexte de l'étude

L'industrie aéronautique, dans le cadre de l'avion plus électrique, met en œuvre le remplacement d'actionneurs pneumatiques ou hydrauliques par des actionneurs électromécaniques. Cela permettrait de réduire le nombre de réseaux de distribution présents dans l'avion, de faciliter la maintenance et d'améliorer le rendement. Le but final est de réduire la masse et d'améliorer l'efficacité énergétique globale d'un avion pour réduire sa consommation en carburant. Un exemple illustrant de manière significative cette tendance est l'inverseur de poussée développé par la société Hispano-Suiza pour l'Airbus A380 décrit à la fig. 3 (a). On peut citer également les freins électriques du Boeing 787, développés par la société Messier-Bugatti, fig. 3 (b).

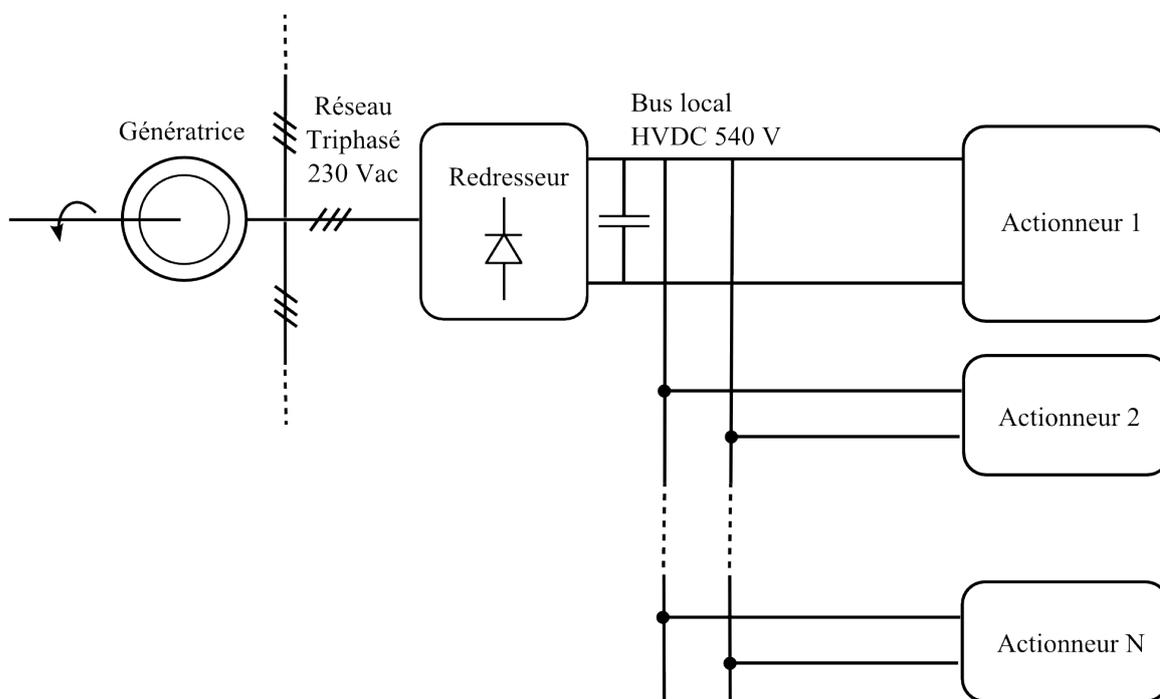
Dans ce contexte, le réseau de distribution électrique est repensé pour la prochaine génération d'avion. Le réseau électrique embarqué traditionnel est un réseau triphasé alternatif 115 V ou 230 V à fréquence variable ou à 400 Hz. Les actionneurs électromécaniques devenant plus nombreux, l'idée principale, pour l'évolution du réseau électrique embarqué, consiste à mutualiser les redresseurs qui sont habituellement placés en tête de chaque actionneur. L'objectif est de réduire le nombre et la masse des convertisseurs. Il existerait alors des bus de tension continue locaux appelés bus "HVDC" qui alimenteraient plusieurs actionneurs. La structure est schématisée à la fig. 4. Les zones où l'on trouverait ces bus HVDC locaux seraient localisées dans la nacelle pour des applications de dégivrage, de pompage ou d'inverseur de poussée. On pourrait également trouver un bus HVDC au niveau du train d'atterrissage avant pour les freins, le roulage ou la direction.

Parmi ces applications, certaines utiliseront de l'électronique de puissance à haute température, comme les freins électriques ou les aubes à calage variable en entrée du réacteur (VSV, Variable Stator Vanes). Actuellement, et pour les applications de type freins électriques, les actionneurs se situent sur la roue et les convertisseurs de puissance sont déportés en soute car les températures ambiantes à proximité des étriers du frein peuvent atteindre jusqu'à 200 °C. L'enjeu serait de développer un convertisseur supportant cet environnement sévère pour supprimer le câble d'alimentation triphasé dédié à chaque actionneur, et améliorer l'intégration du système de freinage.

Comme nous venons de le décrire à la section précédente, le niveau de maturité des composants en carbure de silicium permet d'envisager un fonctionnement à des températures élevées. En exploitant cette propriété, les industriels et les académiques étudient des solutions pour la conversion d'énergie à haute température. Nos travaux s'inscrivent dans ce contexte, et particulièrement dans le cadre du projet Sefora (pôle ASTech et DGA), qui vise à réaliser un démonstrateur d'onduleur de tension triphasé à haute température (200 °C ambiants) pour une



**Figure 3** – Exemples d'actionneurs électromécaniques en remplacement d'actionneurs hydrauliques pour des applications aéronautiques.



**Figure 4** – Structure simplifiée du réseau de bord en présence d'un bus HVDC local.

application de type freins électriques. Les puissances mises en jeu sont de l'ordre de quelques kilowatts (2 à 5  $kW$ ). L'objectif de notre travail est de s'intéresser aux composants passifs à travers l'étude du filtre CEM d'entrée de l'onduleur de tension triphasé. De manière complémentaire, nous contribuons également au projet Femina de la Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace (FRAE), qui vise à étudier le filtrage CEM et les composants passifs à haute température pour l'aéronautique. Les travaux que nous présentons sont soutenus par la Direction Générale de l'Armement (DGA) et ont été menés au sein du laboratoire Ampère, UMR-5005, et au sein de la société Hispano-Suiza du groupe Safran.

Les questions auxquelles nous tenterons de répondre sont :

- Quels sont les composants passifs disponibles pour fonctionner à 200 °C ambiants ?
- Quelles sont les propriétés électriques des ces composants à 200 °C ?
- Quelles sont les principales limitations de ces composants et l'impact de ces limitations sur le dimensionnement d'un filtre CEM d'entrée à 200 °C ?

Afin de répondre à ces questions, nous étudierons dans le premier chapitre les condensateurs compatibles avec les applications d'électronique de puissance à haute température. Nous sélectionnerons un panel de composants et fournirons les caractérisations électriques associées. De manière identique au premier chapitre, le second chapitre s'intéressera aux matériaux magnétiques. Ces caractérisations électriques et électromagnétiques de composants et de matériaux seront ensuite exploitées dans le troisième chapitre pour la conception d'un démonstrateur de filtre CEM d'entrée d'un onduleur de tension fonctionnant à haute température. Outre les performances électriques, nous aborderons partiellement les difficultés liées aux technologies de packaging. Les résultats et les analyses issus de ce premier démonstrateur permettront de dégager des premières conclusions, et nous amèneront au quatrième et dernier chapitre. Nous proposerons une solution innovante pour l'intégration de composants passifs dans un module de puissance afin de réaliser une fonction de pré-filtrage CEM qui est compatible avec un fonctionnement à haute température ambiante.



---

---

# Chapitre I

---

## Les condensateurs pour l'électronique de puissance à haute température

### 1 Etat de L'art

Les condensateurs sont des assemblages complexes, et un grand nombre de technologies existent [1]. Il convient donc de rappeler les définitions des grandeurs caractéristiques des condensateurs et leurs principales fonctions au sein d'un convertisseur de puissance, puis de détailler les technologies compatibles avec les applications "haute température". Quelques chiffres et considérations, qui situent les performances et les limitations de ces différents types de condensateurs, nous amèneront ensuite vers une sélection pour la conception de filtres CEM et des caractérisations.

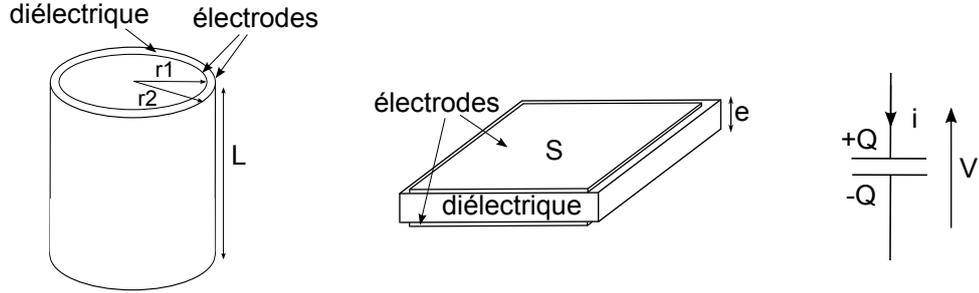
#### 1.1 Définitions et généralités

Un condensateur est constitué de deux électrodes conductrices séparées par un milieu isolant. Sa grandeur caractéristique est la capacité (en Farad) qui dépend de la géométrie et des propriétés diélectriques de l'isolant, appelé communément le "diélectrique". La capacité est le produit entre la permittivité du diélectrique  $\varepsilon$  et un terme géométrique homogène à une distance. Les géométries décrites à la fig. I.1 sont les plus communes, de type plane (Equation I.1) ou cylindrique (Equation I.2). Dans la plupart des condensateurs que nous étudions, de technologie céramique ou à film métallisé, les géométries sont multicouches et se ramènent toutes à celle d'un condensateur plan. L'Equation I.3 montre pour un développement limité du premier ordre, l'équivalence entre une géométrie cylindrique et plane lorsque  $r_2 - r_1 \ll r_1$ . C'est le cas des condensateurs à films bobinés en "bobineau" qui ont des épaisseurs de diélectrique très faibles.

$$C_{plan} = \frac{\varepsilon \cdot S}{e} \quad (I.1)$$

$$C_{cylindre} = \frac{\varepsilon \cdot 2\pi L}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (I.2)$$

$$C_{cylindre} = \frac{\varepsilon \cdot 2\pi L}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} = \frac{\varepsilon \cdot 2\pi L}{\ln\left(1 + \frac{r_2 - r_1}{r_1}\right)} \simeq \frac{\varepsilon \cdot 2\pi r_1 \cdot L}{r_2 - r_1} \simeq \frac{\varepsilon \cdot S}{e} \quad (I.3)$$



**Figure I.1** – Géométries de condensateurs élémentaires : cylindrique et plan, et schéma électrique.

Le champ électrique  $E$  (en  $V/m$ ) est le gradient de potentiel dans le diélectrique, qui est imposé aux bornes des électrodes par la tension  $V$  (Equation I.4). La charge électrique  $Q$  (en Coulomb) d'un condensateur est définie à l'Equation I.5 qui est issue du théorème de Gauss, pour une surface  $S$  d'électrode. Le déplacement ou l'induction électrique  $D$  (qui est souvent donné en  $\mu C/cm^2$ ) est relié au champ électrique par la permittivité du vide  $\epsilon_0$ , ainsi que par la polarisation électrique  $P$  (Equation I.7). La polarisation électrique est équivalente à une densité surfacique de charge dépendante du champ électrique  $E$ . C'est une propriété du matériau diélectrique qui peut être non-linéaire par rapport au champ électrique et présenter un phénomène d'hystérésis illustré à la fig. I.2. On utilise alors la notation  $\vec{P}\{\vec{E}\}$  pour signaler cette caractéristique. On qualifie les diélectriques qui présentent ce phénomène d'hystérésis, de diélectriques ferroélectriques [2]. Les principaux paramètres qui décrivent le cycle d'hystérésis sont le champ coercitif  $E_c$ , la polarisation rémanente  $P_r$  et la polarisation à saturation  $P_s$ . Les diélectriques qui présentent une proportionnalité entre le champ et la polarisation sont qualifiés de paraélectriques. La proportionnalité est alors simplement caractérisée par la susceptibilité électrique  $\chi$  du matériau diélectrique.

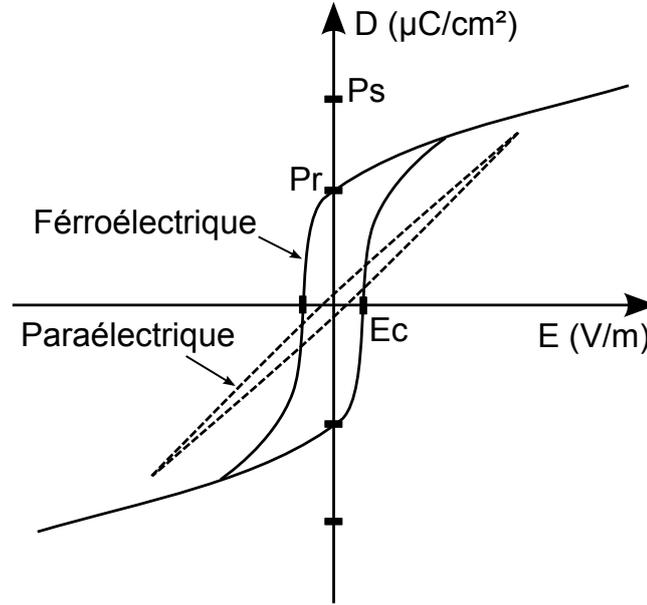
$$\vec{E} = -\overrightarrow{grad}(V) \quad (I.4)$$

$$Q = \int_S \vec{D} \cdot d\vec{S} \quad (I.5)$$

$$\epsilon_0 \simeq 8.8542 \cdot 10^{-12} \text{ F/m} \quad (I.6)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \cdot \vec{E} + \vec{P}\{\vec{E}\} \quad (I.7)$$

Dans une géométrie de condensateur plan, qui s'applique aux composants que nous étudions, on considère le champ électrique uniforme et normal à la surface de l'électrode. Dans ce cas, l'expression du champ électrique est simplifiée à l'Equation I.8. L'Equation I.7 et l'Equation I.5 se simplifient également par les Equations I.9 et I.10. L'énergie volumique fournie  $W_{vol}$  au matériau diélectrique est définie par l'Equation I.11. Elle s'illustre sur la caractéristique  $D\{E\}$  comme l'aire entre l'axe des ordonnées et la courbe  $D\{E\}$ . Cette énergie est donc dépendante de l'histoire du matériau qui peut être initialement polarisé, ou dépolarisé. Lorsque l'on parcourt le cycle d'hystérésis, comme décrit à la fig. I.3, le matériau est supposé dépolarisé,



**Figure I.2** – Cycle  $D\{E\}$  typique d'un matériau ferroélectrique et cycle  $D(E)$  typique d'un matériau paraélectrique.

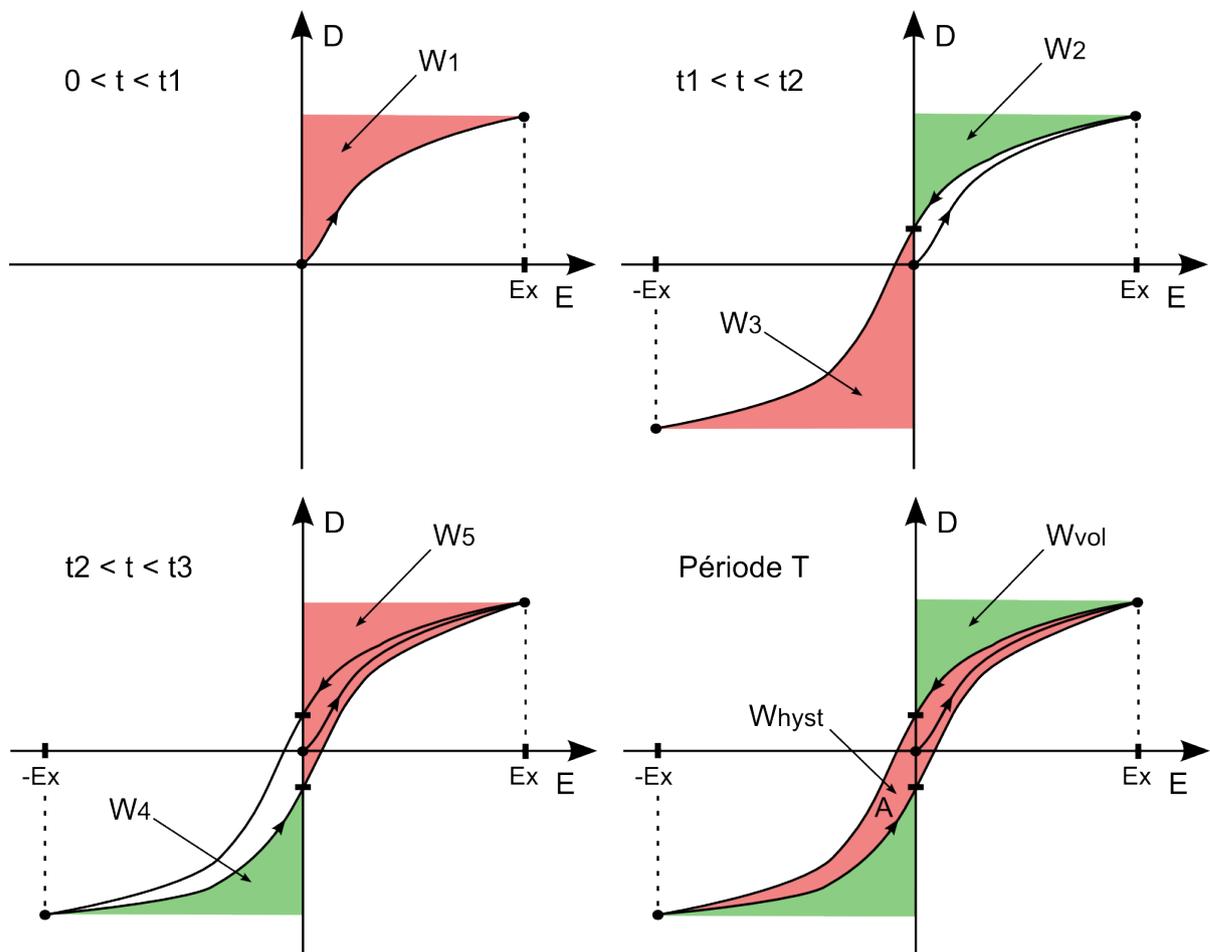
on atteint ensuite une valeur de champ maximal  $E_x$  au temps  $t_1$ . L'énergie fournie est égale à  $W_1$ . La décroissance du champ jusqu'à  $-E_x$  met en évidence le phénomène de rémanence de la polarisation à l'origine du cycle d'hystérésis. On remarque que jusqu'à  $E = 0$ , le différentiel entre l'énergie fournie  $W_1$  et l'énergie restituée  $W_2$  est non nul. L'énergie restituée  $W_2$  est par convention négative. Ce différentiel d'énergie est dissipé sous forme de chaleur. Ensuite, pour  $E < 0$ , de l'énergie est à nouveau fournie au matériau. Cette énergie,  $W_3$ , est supérieure à  $W_1$  toujours à cause du phénomène de rémanence qu'il faut vaincre pour atteindre  $D\{-E_x\}$ . En revenant maintenant de  $-E_x$  à  $E_x$ , on assiste de manière symétrique au même mécanisme. Le différentiel entre l'énergie fournie  $W_3$  et l'énergie restituée  $W_4$  est non nul. Sur l'ensemble d'une période  $T$ , la somme des énergies est positive, et constitue les pertes par hystérésis qui sont alors définies comme la surface couverte par le cycle. On peut alors définir à l'Equation I.12, l'énergie dissipée dans le matériau sur une période  $T$ , et décrite sur le cycle  $D\{E\}$  par la surface  $A$ .

$$E = \frac{V}{e} \quad (\text{I.8})$$

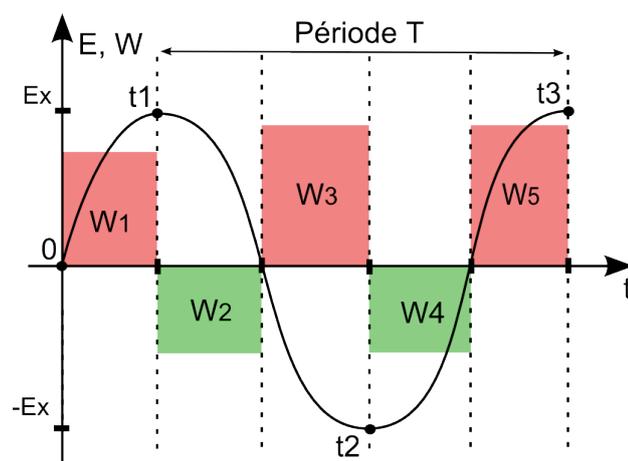
$$D = \varepsilon_0 \cdot E + P\{E\} \quad (\text{I.9})$$

$$Q = D\{E\} \cdot S \quad (\text{I.10})$$

$$W_{vol} = \int_{D\{E\}_{init}}^{D\{E\}_{final}} E dD \quad (\text{I.11})$$



(a) Etapes successives parcourues sur le cycle  $D\{E\}$  lors d'une variation périodique du champ  $E$ .



(b) Diagramme temporel du champ  $E$  et des énergies  $W_i$  au sein du matériau.

**Figure I.3** – Illustration du parcours d'un cycle ferroélectrique  $D\{E\}$ .

$$W_{hyst} = \oint_{A_T} E dD \quad (\text{I.12})$$

On peut également introduire la notion de permittivité relative  $\varepsilon_r$  du diélectrique. La permittivité  $\varepsilon$  au sein du matériau est égale au produit de la permittivité du vide ou de l'air  $\varepsilon_0$ , par la permittivité relative  $\varepsilon_r$  (Equation I.13). En présence d'un phénomène d'hystérésis, on doit la définir pour un point donné du cycle d'hystérésis  $D\{E\}$  (Equation I.14). Comme indiquée au début de cette section, la capacité d'un condensateur est définie comme le produit de la permittivité et d'un terme géométrique homogène à une distance. Quelle que soit la nature du diélectrique, la géométrie est supposée constante. La capacité est donc l'image de la permittivité du matériau diélectrique, et varie sur un cycle  $D\{E\}$ . Le champ électrique est proportionnel à la tension aux bornes du condensateur. La capacité du condensateur est donc variable en fonction de la tension. On peut appeler cette caractéristique,  $C(V)$ . Il existe une infinité de  $C(V)$  selon les conditions initiales de polarisation rémanente, le type d'excitation et l'amplitude de l'excitation. Cependant, si le matériau est dépolarisé et que le champ croît de façon quasi-statique, le  $C(V)$  peut être considéré unique. La dépolarisation peut être obtenue par un passage au-dessus de la température de Curie ou en diminuant progressivement l'amplitude d'une excitation périodique à zéro et à une fréquence assez basse. Cette caractéristique anhystérétique ne contient pas toute l'information contenue dans un cycle  $D\{E\}$ , mais permet facilement de quantifier l'influence non-linéaire de la tension pour un dimensionnement. En négligeant l'influence de l'hystérésis, la charge  $Q$  stockée dans le condensateur peut être calculée en utilisant le  $C(V)$  (Equation I.15).

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \quad (\text{I.13})$$

$$\varepsilon_{rx} = \frac{1}{\varepsilon_0} \cdot \left. \frac{dD}{dE} \right|_{E=x} \quad (\text{I.14})$$

$$Q = C(V) \cdot V \quad (\text{I.15})$$

On peut alors exprimer simplement l'induction et la polarisation comme étant respectivement proportionnelles au champ électrique à travers la permittivité relative, et la susceptibilité (Equations I.16 et I.17). Dans ce cas, on retrouve des relations connues permettant de calculer la charge et l'énergie stockée, respectivement à l'Equation I.18 et I.19. L'énergie volumique stockée pour les diélectriques linéaires s'exprime en fonction du carré du champ électrique (Equation I.20). Cette grandeur et cette relation seront par la suite utilisées pour comparer les diélectriques utilisés dans les condensateurs.

$$D = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot E = \varepsilon_0 \cdot E + P(E) \quad (\text{I.16})$$

$$P = \varepsilon_0 \cdot (\varepsilon_r - 1) \cdot E = \varepsilon_0 \cdot \chi \cdot E, \text{ avec } \chi = \varepsilon_r - 1 \quad (\text{I.17})$$

$$Q = C \cdot V \quad (\text{I.18})$$

$$W = \frac{1}{2}C.V^2 \quad (\text{I.19})$$

$$W_{vol} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot E^2 \quad (\text{I.20})$$

Les caractéristiques du matériau diélectrique peuvent être aussi dépendantes de la température et de la fréquence. Il existe pour certains diélectriques de type ferroélectrique, une température de Curie,  $T_c$ , à partir de laquelle le matériau passe d'un comportement ferroélectrique à un comportement paraélectrique. Elle se situe typiquement autour de 125 °C dans les composés majoritairement à base de  $BaTiO_3$ . Les films plastiques ne sont pas ferroélectriques et ne possèdent pas de température de Curie, mais il existe pour la plupart de ces matériaux une température de transition vitreuse,  $T_g$ . Cette température influence aussi les propriétés du diélectrique.

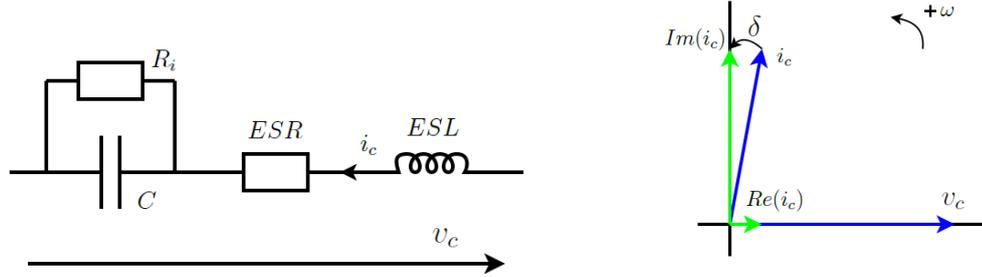
Une propriété fondamentale d'un matériau diélectrique est la rigidité diélectrique. Cette propriété est caractérisée par son champ disruptif (ou bien nommé dans la littérature champ de rupture, champ critique, champ de claquage). C'est la valeur du champ électrique maximal admissible dans le diélectrique. Le dépassement de ce champ électrique entraîne la destruction du matériau par un mécanisme dit de claquage. La disparité de la rigidité diélectrique entre deux échantillons lors d'un essai peut être importante. C'est pourquoi la rigidité diélectrique est considérée comme une valeur statistique. Elle est dépendante de nombreux paramètres comme la nature du champ (alternatif ou continu), la température ou l'humidité.

La rigidité diélectrique est une limite d'utilisation intrinsèque au matériau diélectrique. De plus, elle est souvent dégradée par la mise en œuvre du matériau lors de la fabrication d'un condensateur. Par conséquent, les constructeurs de condensateurs appliquent des coefficients de sécurité importants entre le champ électrique nominal appliqué et le champ disruptif (de 2 à 5). Cela augmente également la durée de vie du composant, et évite sa destruction lors de transitoires anormaux (surtensions). En pratique, et pour les matériaux ferroélectriques, la plage de fonctionnement nominal du condensateur couvre donc une partie du cycle  $D\{E\}$  éloignée de la polarisation à saturation. Les non-linéarités sont alors peu prises en compte lors d'un dimensionnement car les écarts et les erreurs de calcul par rapport à des modèles linéaires restent modérés.

Par ailleurs, un condensateur est un assemblage de plusieurs éléments comme les connectiques, les électrodes, le diélectrique, ou l'enrobage extérieur/boîtier. Les pertes dans un condensateur sont liées au matériau diélectrique mais aussi à la géométrie et aux métaux des parties conductrices. Il existe des pertes dites statiques qui sont définies comme des pertes par conduction qui dépendent principalement de la résistance d'isolement aux bornes du condensateur. Les pertes dynamiques sont divisées entre les pertes par hystérésis du matériau et les pertes par conduction dans les électrodes et les connectiques.

Pour représenter simplement un condensateur, on utilise des modèles équivalents linéaires de type circuit (fig. I.4) qui permettent de simuler en temporel (simulateurs circuits : Spice, Saber, Simplorer...) son comportement électrique au sein d'un convertisseur. Ce modèle prend en compte de manière linéaire, les pertes statiques et dynamiques (à un point de fonctionnement donné), et les défauts des électrodes à travers les paramètres suivants :

- $C$  : capacité du condensateur
- $R_i$  : Résistance d'isolement (fortement dépendante de la température)
- $ESR$  : Résistance équivalente série
- $ESL$  : Inductance équivalente série



**Figure I.4** – Schéma équivalent électrique et diagramme de Fresnel d'un condensateur.

L' $ESR$  est l'élément dissipatif illustrant principalement les pertes dynamiques. L' $ESL$  modélise les inductances parasites liées à la connectique et à la géométrie des électrodes. Un facteur de pertes peut être défini comme le ratio de la partie résistive (réelle,  $Re(i_c)$ ) sur la partie réactive (imaginaire,  $Im(i_c)$ ) du courant circulant dans le condensateur. Ce facteur de pertes, souvent appelé  $\tan \delta$ , englobe toutes les pertes dynamiques à un point de fonctionnement donné en régime périodique. L'angle  $\delta$ , fig. I.4, est appelé angle de pertes. Selon la fréquence, le facteur de pertes est plus ou moins influencé par  $R_i$  ou  $ESR$ .

$$\tan \delta = \frac{Re(i_c)}{Im(i_c)} \quad (\text{I.21})$$

$$\text{quand } f \rightarrow 0, \tan \delta \simeq \frac{1}{R_i \cdot C\omega} \quad (\text{I.22})$$

$$\text{quand } f \rightarrow \infty, \tan \delta \simeq ESR \cdot C\omega \quad (\text{I.23})$$

La résistance  $R_i$  assure en statique l'isolation électrique. Elle est appelée résistance d'isolement. On peut l'estimer en utilisant un calcul de résistance classique, avec  $\rho$  la résistivité du diélectrique (en  $\Omega \cdot cm$ ). On peut noter que cette résistance est très dépendante de la température. Pour quantifier la résistance d'isolement d'un diélectrique, on utilise le produit  $R_i \cdot C$  (constante de temps en  $s$ ). Pour des condensateurs céramiques à 25 °C, on se situe autour de  $10^4 s$ , et  $10^6 s$  pour un condensateur à film plastique.

$$R_i = \frac{\rho \cdot e}{S} \quad (\text{I.24})$$

Les performances d'un condensateur reposent beaucoup sur son diélectrique mais aussi sur sa mise en œuvre. Outre les caractéristiques électriques, il existe également des caractéristiques mécaniques ou thermo-mécaniques. L'une des plus courantes est le coefficient thermique d'expansion (ou CTE). C'est un paramètre clé pour la fiabilité des assemblages (diélectrique-électrodes-connectique-boîtier). Pour les condensateurs à films plastiques (ou polymères), la

transition vitreuse est également un phénomène important. Lors de cette transition les propriétés mécaniques du film sont modifiées. En considérant les principales contraintes fonctionnelles, environnementales et de mise en œuvre, on rappelle quelles sont les caractéristiques attendues d'un diélectrique pour son utilisation au sein d'un condensateur :

- Permittivité élevée
- Rigidité diélectrique élevée
- Résistivité élevée
- Pertes dynamiques faibles (facteur de pertes/ $\tan \delta$  faible)
- Propriétés stables avec le cyclage (thermique et électrique, peu de vieillissement, peu de fatigue mécanique)
- Propriétés stables à des températures élevées (variations modérées des propriétés)
- Propriétés mécaniques compatibles avec une industrialisation et les applications (bonne "bobinabilité" pour les films plastiques ou basse température de frittage pour une céramique, par exemple)

### 1.2 Les fonctions des condensateurs

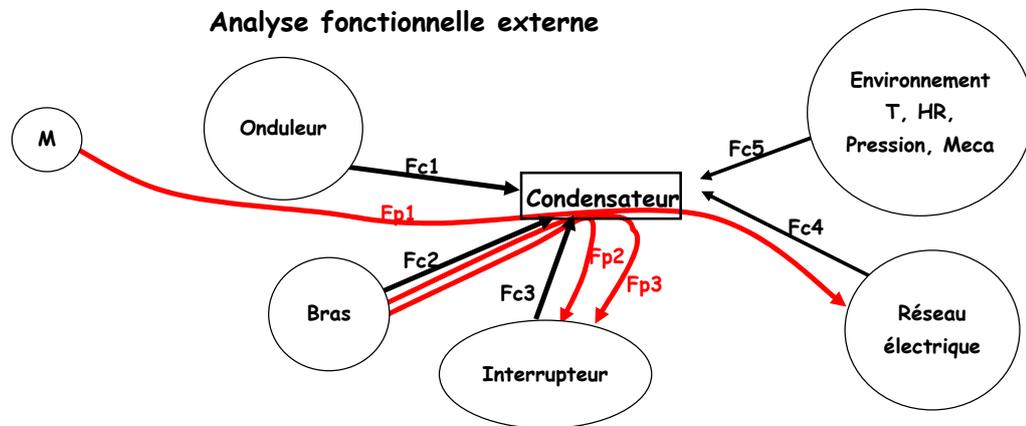
Au sein d'un convertisseur de puissance, un condensateur peut remplir des fonctions différentes [3, 4]. On peut citer, par exemple, le découplage/stockage d'énergie, le filtrage ou l'aide à la commutation. Les contraintes et les performances requises peuvent être assez différentes. L'analyse de ces fonctions, comme décrite à la fig. 1.5 à l'aide d'une méthode d'analyse fonctionnelle couramment utilisée dans l'industrie, permet de sélectionner au mieux le composant.

#### Le découplage/stockage d'énergie

Les fonctions de découplage et de stockage d'énergie sont utilisées essentiellement en tête d'un convertisseur alimenté par une source de tension continue. Le condensateur garantit alors la stabilité de la source de tension ( $FP1$  et  $FP2$  fig. 1.5), lors des commutations, en répondant rapidement à des appels de courant. Cet usage au sein d'un onduleur de tension sollicite particulièrement le condensateur d'entrée qui est placé sur le bus continu, au plus près du module de puissance. On retrouve les mêmes conditions de fonctionnement pour les condensateurs placés au niveau de l'étage de sortie de la commande rapprochée (drivers).

Dans ces conditions de fonctionnement, le condensateur est un composant essentiel de la cellule de commutation. Il est soumis à de forts  $di/dt$  ( $FC1$  fig. 1.5). Les courants efficaces peuvent atteindre des valeurs élevées. Le condensateur doit par conséquent présenter de bonnes performances notamment au niveau des pertes dynamiques pour limiter l'auto-échauffement. Les performances dynamiques étant importantes pour cette utilisation, les éléments parasites tels que l'inductance série créée par les électrodes, les terminaisons ou la connectique, peuvent être également un critère pour le choix du composant et de sa géométrie. Une inductance série excessive soumise à de forts  $di/dt$  engendre également des surtensions ( $FC2$  fig. 1.5).

La figure 1.6 présente des formes d'ondes typiques auxquelles sont soumis les condensateurs



FP1 : filtrer le  $di/dt$  de l'onduleur pour ne pas perturber le réseau électrique  
 FP2 : filtrer le  $(dV/dt)$  dû à la commutation du bras pour ne pas perturber les interrupteurs

FC1 : envoyer un  $di/dt$   
 FC2 : envoyer une surtension  
 FC3 : envoyer un  $dV/dt$   
 FC4 : envoyer un  $di/dt$ , un  $dV/dt$ , et/ou une surtension  
 FC5 : perturber le composant par des contraintes de  $T^{\circ}C$ , RH, Pression, Mécanique

**Figure I.5** – Analyse Fonctionnelle d'un condensateur de découplage pour un onduleur de tension triphasé (FP : Fonction Principale, FC : Fonction Contrainte, M : Moteur, Source : société Hispano-Suiza).

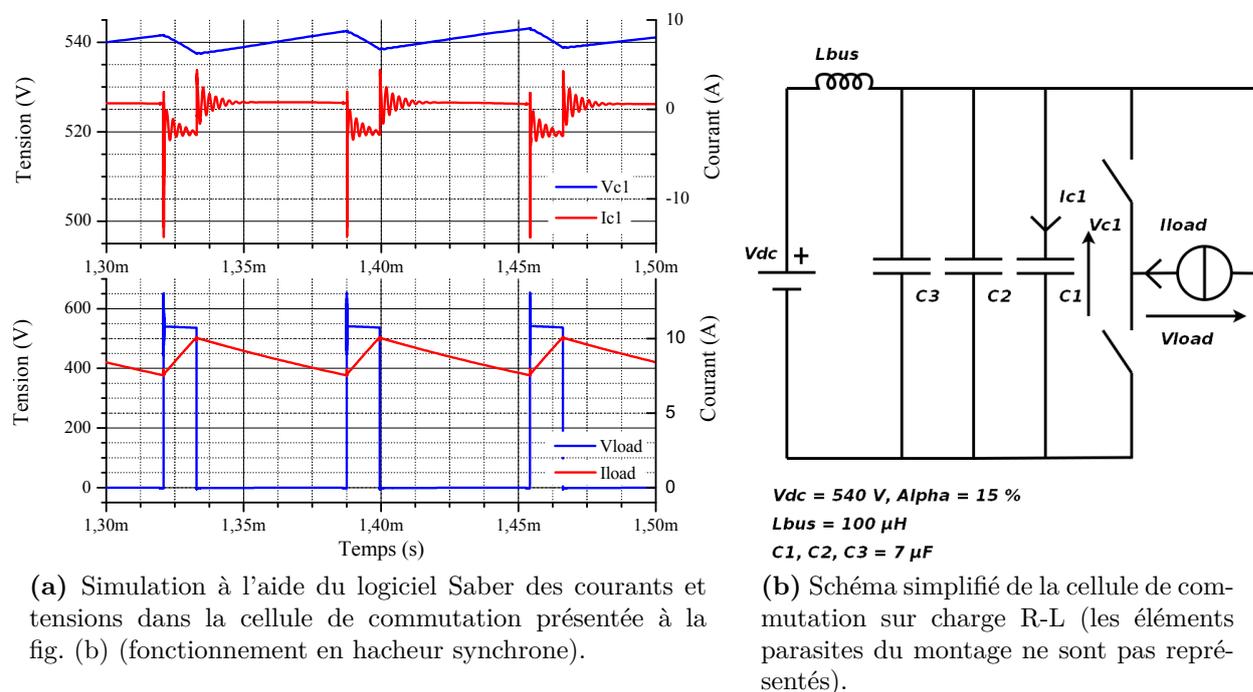
de découplage d'un onduleur de tension. On peut notamment observer l'allure théorique carrée du courant dans le condensateur qui est perturbée par les éléments parasites du montage (ce type de simulations est détaillées au Ch. IV et à l'Annexe E).

La fonction primaire de découplage, partie indispensable au fonctionnement propre de la cellule de commutation, oblige le composant à supporter la tension d'alimentation et des courants efficaces importants. Les valeurs de capacité sont en général importantes, elle dépendent de la fréquence de commutation et de la puissance du convertisseur (Equation I.25). Par exemple pour un onduleur de tension d'environ 2 à 3 kW, environ 20  $\mu F$  sont nécessaires pour garantir une ondulation de tension de l'ordre de 10 V. Lors du choix du composant on privilégiera des technologies de condensateurs avec une forte densité de stockage d'énergie et d'excellentes performances dynamiques. Cela implique que le matériau diélectrique présente une grande densité volumique d'énergie stockée et des pertes diélectriques faibles. Il peut être aussi intéressant d'associer plusieurs technologies de condensateurs pour optimiser certains paramètres comme le coût ou le volume. Cela permet également de répartir les contraintes.

Avec le cas le plus défavorable du rapport cyclique égal à 0,5, pour un hacheur série :

- $T_{pwm}$  : Période de commutation (s)
- $i_c$  : Courant crête dans le(s) condensateur(s) (A)
- $\Delta_{V_{dc}}$  : Ondulation maximale de la tension aux bornes du condensateur (V)

$$C_{bus} = \frac{i_c * T_{pwm}}{2\Delta_{V_{dc}}} \quad (I.25)$$

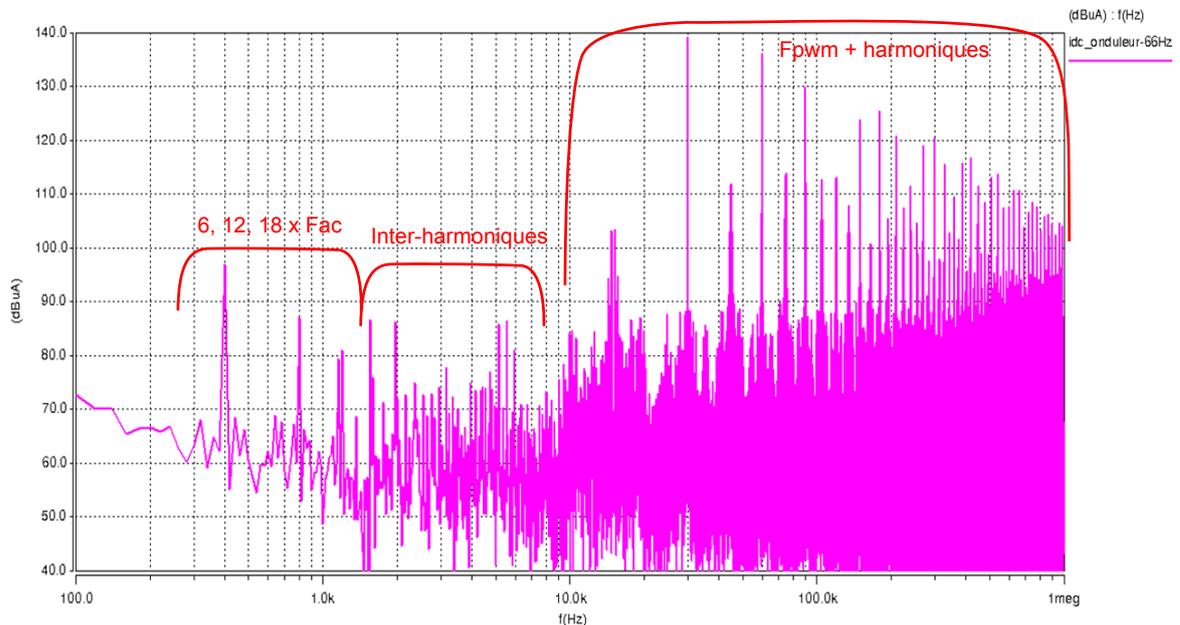


**Figure I.6** – Courant et tension typiques appliqués à un condensateur de découplage.

### Le filtrage

Le filtrage est souvent considéré comme une fonction secondaire car elle n'est pas nécessaire au fonctionnement propre d'une cellule de commutation. Cependant, au niveau d'un système, le filtrage assure la compatibilité entre différents éléments raccordés à la même source. Des normes, que l'on peut considérer comme des règles de bonne pratique admises par la communauté scientifique et industrielle, sont imposées. Les normes relatives à l'électronique de puissance sont principalement formulées sous forme de gabarit ou de taux d'ondulation sur certains courants et tensions, et certaines gammes de fréquences.

Autour du kilohertz, par exemple pour des variateurs de vitesse découpant à plusieurs kilohertz (10  $kHz$  à 30  $kHz$ ), le stockage d'énergie assure un filtrage des ondulations basses fréquences provoquées par la modulation MLI des courants alternatifs de l'actionneur [5]. Ces ondulations peuvent atteindre des amplitudes importantes et sont normalisées par des taux d'ondulation. Par exemple dans la section 16 de la norme DO-160-F [6], pour un équipement raccordé sur le bus de tension continue 270 V d'un avion, l'ondulation de tension et de courant en régime établi ne doivent pas dépasser 16 V, et 7 % du courant nominal (puissance supérieure à 1 kW). Ce stockage d'énergie ou filtrage basse fréquence, parfois associé à des éléments dissipatifs, assure également la stabilité, au sens des systèmes asservis, de l'association source-équipement [7, 8]. Dans ces conditions, la fonction de stockage d'énergie peut être considérée comme du filtrage. Les termes souvent rencontrés dans l'industrie ou la littérature sont "qualité réseau", "ondulations basses fréquences" ou "perturbations basses fréquences". Différentes stratégies de MLI peuvent influencer ces perturbations [9], et ces harmoniques à basse fréquence (6, 12, 18 x  $F_{ac}$  sur la fig. I.7) doivent être atténuées. Les composants du filtre d'entrée d'un



**Figure I.7** – Simulation à l'aide du logiciel Saber du spectre du courant (FFT) en entrée d'un onduleur de tension triphasé sur une charge R-L pilotée par une commande vectorielle en asservissement de courant.  $F_{pwm} = 15 \text{ kHz}$ ,  $F_{ac} = 66 \text{ Hz}$ ,  $V_{dc} = 540 \text{ V}$ ,  $P_{ac} = 2 \text{ kW}$ ,  $\cos(\varphi) = 0,8$ .

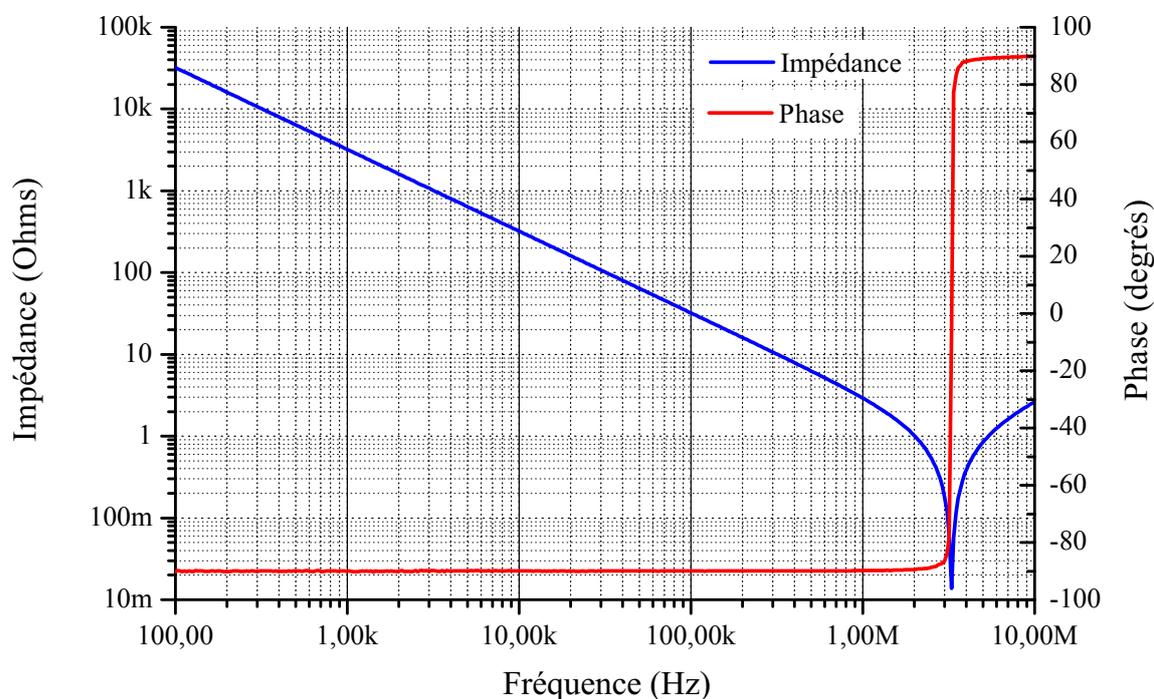
onduleur devront par conséquent filtrer des harmoniques bien en deçà de la fréquence de découpage. Le spectre de la fig. I.7 montre cependant que les harmoniques les plus contraignants se situent à la fréquence de commutation du convertisseur ( $F_{pwm}$ ) et ses multiples.

Pour des fréquences supérieures (à partir d'environ 10 fois la fréquence de commutation), on parle de "perturbations CEM". Pour filtrer ces perturbations, le condensateur limite les variations de tension à des fréquences élevées. Les considérations énergétiques sont moins importantes et la bande passante du condensateur est prépondérante.

Si l'on s'intéresse au modèle linéaire de type circuit d'un condensateur, fig. I.4, on observe que le premier élément limitant la bande passante est l'*ESL*. Cet *ESL* est principalement lié à la connectique et à la géométrie des électrodes [10, 11]. L'effet de l'*ESL* est illustré à la figure I.8, par la résonance située à environ  $3 \text{ MHz}$ . Le comportement dynamique est, au-delà de cette résonance, de type inductif. Le choix d'un condensateur de filtrage pour les "perturbations CEM" sera fortement orienté par cette contrainte de bande passante. Les exigences peuvent être moindres concernant le volume car les fréquences concernées par le filtrage CEM sont relativement élevées, ce qui autorise l'utilisation de condensateurs de plus faible capacité, et donc de taille plus petite par rapport à un condensateur de découplage. Les niveaux d'émissions des perturbations qui sont limités par les normes, débutent, pour la plupart, à partir de  $150 \text{ kHz}$  (exemple : Section 21, DO160-F [6]).

### L'aide à la commutation

Les circuits d'aide à la commutation utilisent des condensateurs dans plusieurs cas de figure [4]. Un cas concerne la limitation des vitesses de commutation, en limitant les  $di/dt$ , par

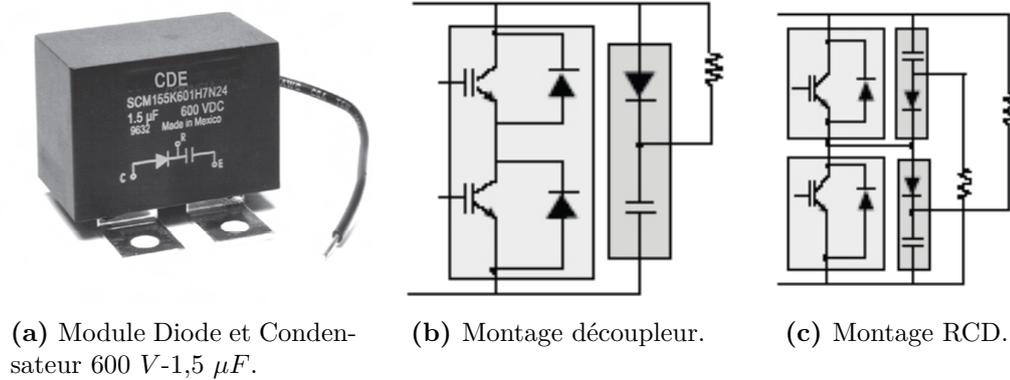


**Figure I.8** – Impédance complexe d'un condensateur de filtrage de type céramique (cf. page 32, condensateur AMC-NP0).

exemple pour les modules à IGBT de forte puissance. Cette fonction est appelée communément "snubber". De nombreux circuits existent et visent principalement à réduire les surtensions à l'ouverture du composant de puissance, et les oscillations parasites de tension et de courant dans la cellule de commutation. Un module diode-condensateur dédié aux modules à IGBT 600 V illustre cette fonction, fig. I.9, avec deux types de circuit, le circuit (b) pour atténuer les oscillations lors de l'ouverture dans la cellule de commutation, et le circuit (c) pour compléter l'usage du (b) à la fermeture et également limiter les  $di/dt$  pendant la commutation.

Des condensateurs sont également utilisés dans les convertisseurs résonants ou quasi-résonants. Les formes d'ondes sont alors moins abruptes, plus proches d'une excitation sinusoïdale. Les contraintes électriques appliquées au condensateur dans ces fonctions d'aide à la commutation sont fortes : des courants et des tensions importants, ainsi que des fréquences d'excitation élevées. Les valeurs de capacité restent souvent inférieures au microfarad. La taille des composants reste ainsi contenue. Néanmoins, de bonnes performances dynamiques à travers la connectique ( $ESL$ , pertes par conduction) et de faibles pertes diélectriques sont requises.

On peut alors remarquer que pour les trois fonctions typiques de l'électronique de puissance que nous avons décrites, le comportement dynamique du condensateur est très important. De plus, si l'on souhaite un niveau élevé de compacité, soit une forte densité d'énergie volumique, des condensateurs présentant de faibles pertes sont nécessaires.



(a) Module Diode et Condensateur 600 V-1,5  $\mu F$ .

(b) Montage découpleur.

(c) Montage RCD.

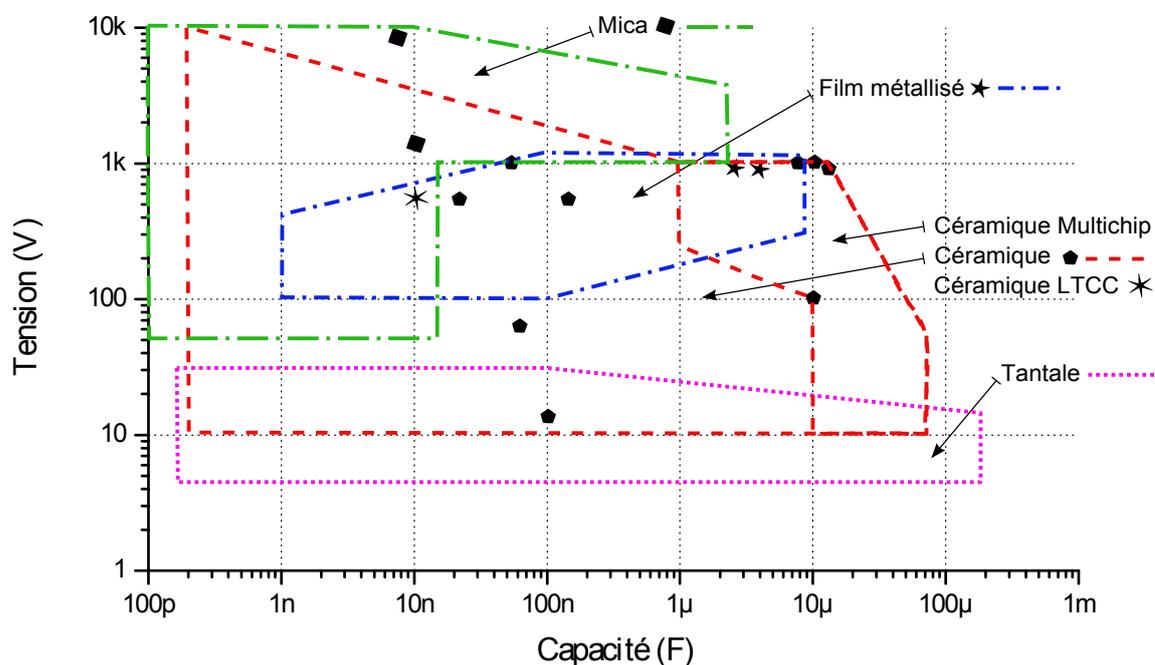
**Figure I.9** – Module Diode et Condensateur de Cornell Dubilier dédié à l'aide à la commutation pour les modules à IGBT 600 V (SCM series Single/Dual IGBT Snubber Capacitor Modules).

### 1.3 Les technologies de condensateurs "haute température"

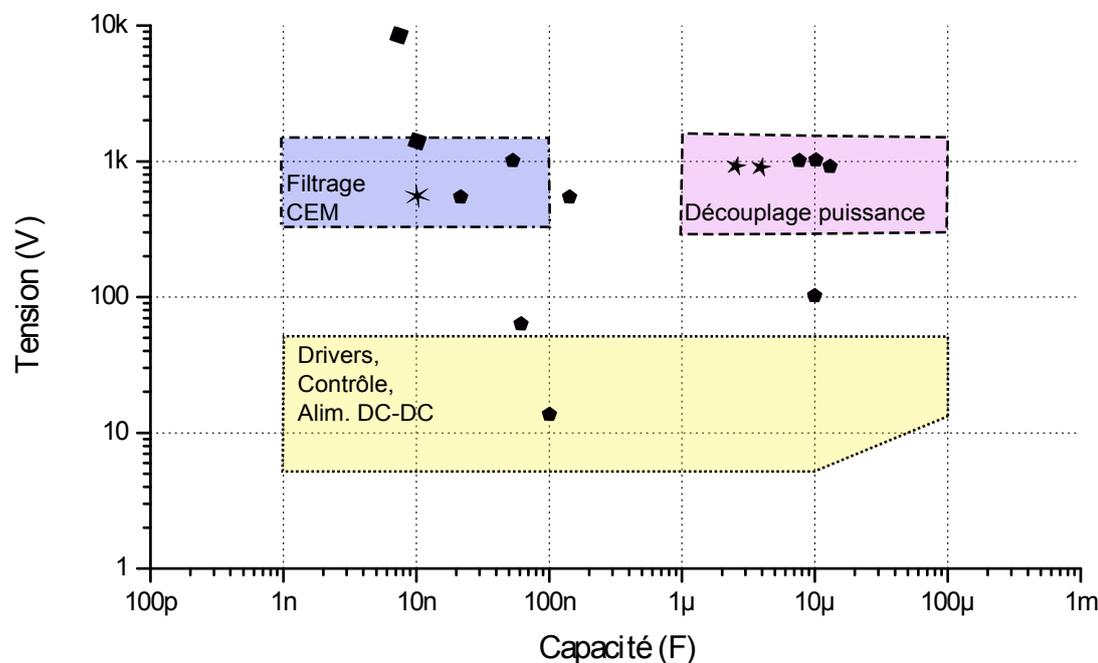
Il découle, des fonctions précédemment listées, des contraintes électriques différentes qui orienteront le choix du concepteur vers une technologie. Les technologies de condensateurs sont nombreuses [1], mais pour un fonctionnement à des températures ambiantes autour de 200 °C, les choix sont plus restreints. La figure I.10 (a) synthétise les grandes familles de technologies, en fonction de la tension d'utilisation et de la capacité, qui sont disponibles aujourd'hui pour un fonctionnement à 200 °C. On peut remarquer que malgré le marché de niche que constituent les applications "haute température", on dispose de plusieurs technologies.

Si l'on oppose les technologies disponibles aux différents condensateurs qui sont nécessaires au fonctionnement d'un onduleur triphasé à haute température, fig. I.10 (b), le besoin est quasiment couvert. Cependant, l'existence de composants ne signifie pas qu'ils sont suffisamment matures pour être utilisés dans des applications où la fiabilité et la durée de vie sont des paramètres importants. Les performances et les limitations de ces technologies sont discutées en détail dans l'Annexe B, page 223. Cet état de l'art est toutefois résumé au Tableau I.1, page 24, où les propriétés électriques de l'ensemble des condensateurs compatibles pour des applications "haute température" sont synthétisées. Les grandeurs indiquées dans le Tableau I.1 sont définies comme suit :

- $\epsilon_r$  : Permittivité relative à 1 kHz
- $E_c$  : Rigidité diélectrique sous champ de polarisation statique en kV/mm
- $\tan \delta$  : Facteur de pertes ( $\times 10^{-3}$ ) à 1 kHz, 1  $V_{rms}$  sinusoïdal
- $\rho$  : Résistivité en  $\Omega.cm$
- $T_g/T_c$  : Température de transition vitreuse/Température de Curie en °C
- $T_{max}$  : Température de fonctionnement maximale
- $e_{mini}$  : Epaisseur minimale de diélectrique disponible pour la fabrication
- $W_{vol}$  : Energie volumique en  $J/cm^3$  (données constructeurs, démonstrateur et extrapolation)
- *Maturité* : \* : propriétés du diélectrique testées, \*\* : prototype d'un condensateur testé, \*\*\* : condensateur commercialisé



(a) Gammes de capacité et de tension pour les différentes technologies de condensateurs disponibles à 200 °C ambiants.



(b) Gammes de capacité et de tension requises par les différents type de condensateurs (zones délimitées) d'un onduleur de tension triphasé "haute température" (200 °C) de puissance moyenne (de 1 kW à 10 kW).

**Figure I.10** – Comparaison des technologies de condensateurs à "haute température" et des besoins dans le plan  $V = f(C)$ . Données issues des documentations des constructeurs et de la bibliographie. Les symboles signalent les composants caractérisés au cours de nos travaux ou présentés dans cet ouvrage.

Le Tableau I.1 rassemble des données pour synthétiser et comparer les grandeurs caractéristiques des différents diélectriques. Des diélectriques conventionnels sont inclus pour pouvoir être comparés aux derniers résultats publiés. Les caractéristiques des différents films plastiques métallisés pour les condensateurs "haute température" y sont synthétisées. On peut comparer l'ensemble des paramètres clés pour sélectionner un diélectrique. Les données sont issues de la bibliographie décrite dans l'Annexe B. Les valeurs indiquées sont des valeurs provenant des brevets, des documentations techniques ou des publications. La finesse des caractérisations d'un matériau ne peut pas être simplement traduite par un jeu de paramètres. Par exemple, les dépendances en température des propriétés électriques et mécaniques, qui peuvent fortement influencer la sélection d'un diélectrique n'apparaissent pas dans le tableau. L'énergie volumique  $W_{vol}$ , définie à l'Equation I.20, est à ce titre, à nuancer car elle dépend de la permittivité relative et du champ critique, deux grandeurs thermo-sensibles. Par ailleurs, certains films (comme le PC, PTFE, PPS...) sont mis en œuvre depuis longtemps et la maturité de la technologie permet de fournir des chiffres assez représentatifs. Pour les travaux les plus récents, les disparités des données (résultats expérimentaux de laboratoire) sont plus importantes et certains chiffres seront amenés à évoluer.

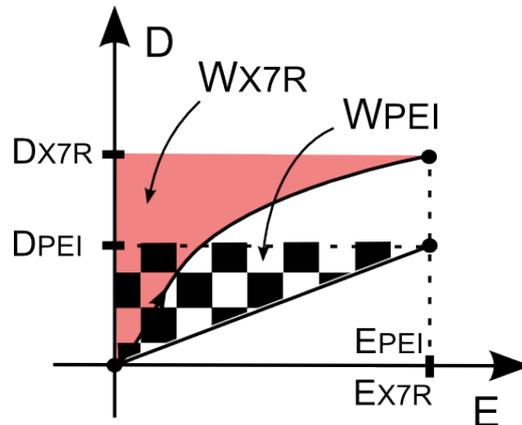
La plupart des condensateurs à films n'ont pas ou très peu de non-linéarité. Ils ne possèdent ni un comportement ferroélectrique, ni de température de Curie. Seule la transition vitreuse ( $T_g$ ) modifie un peu leurs caractéristiques électriques, mais elle constitue surtout une limitation thermo-mécanique importante pour un fonctionnement à haute température. C'est pourquoi les travaux les plus récents se concentrent sur des films à  $T_g$  élevée. Les efforts de recherche sont nombreux concernant les films métallisés. Les films composites semblent offrir des améliorations notables. Pour ces derniers, la rigidité diélectrique, qui est le point fort des films, est associée à une meilleure permittivité. La densité d'énergie volumique stockée est ainsi améliorée. Les facteurs de pertes et les résistivités sont aussi satisfaisants pour la plupart des films. La limitation aujourd'hui est la maturité de ces films pour un fonctionnement permanent à 200 °C, seuls des films comme le PTFE ou le Mica sont matures.

Intrinsèquement les céramiques supportent des températures de plus de 200 °C car elles sont frittées à des températures qui sont nettement supérieures. Pour des céramiques de type I, dites stables, l'ensemble des performances sont satisfaisantes, hormis la densité d'énergie volumique stockée qui est relativement faible en comparaison des céramiques à base de  $BaTiO_3$  (X7R). Les travaux en cours se concentrent sur le remplacement des électrodes à métaux précieux. Le but étant d'obtenir une réduction du coût à performances constantes. Pour les céramiques ferroélectriques à base de  $BaTiO_3$ , dites de type II, la densité volumique d'énergie stockée est très bonne. Cependant, leur comportement ferroélectrique implique des grandes variations de permittivité en fonction de la température. La décroissance de permittivité est grande au-delà de la température de Curie. Les derniers travaux visent à atténuer cette décroissance avec plus ou moins de succès. Les principales limitations des céramiques sont en général leur résistivité et leur rigidité diélectrique relativement faibles à plus de 200 °C.

Pour une fonction de découplage de puissance, on pourra également considérer la conductivité thermique, qui dans les céramiques est nettement meilleure. Cela peut compenser des pertes légèrement supérieures par une meilleure évacuation de la chaleur, et offrir une meilleure

Diélectrique	$\epsilon_r$	$E_c$	$\tan \delta$	$\rho$	$T_g/T_c$	$T_{max}$	$e_{mini}$	$W_{vol}$	Maturité
<i>Mica</i>	6 - 8	200 - 240	0,5 - 2	$10^{15} - 10^{16}$	-	250	8 - 10	0,01 - 0,1	***
<i>PET</i>	3,3	295	4 - 5	$10^{17}$	70	125	0,7 - 0,9	0,5	***
<i>PEN</i>	3 - 3,2	470	6	$10^{18}$	120 - 125	135	0,9 - 1,2	0,1 - 0,5	***
<i>PP/BOPP</i>	2,2 - 2,6	300 - 700	0,1 - 0,5	$10^{15} - 10^{16}$	61 - 100	110 - 125	3 - 4	0,5 - 3	***
<i>PC</i>	3	350	0,5 - 1	$10^{16}$	145 - 150	125	2	0,1 - 0,5	***
<i>PPS</i>	3,1	300 - 490	0,5 - 0,7	$10^{16} - 10^{17}$	92 - 118	175	1,2 - 2	0,1 - 3	**
<i>PTFE</i>	2,1	165	0,1 - 1	$10^{18}$	-30	250	4 - 6	0,01 - 0,05	***
<i>PI</i>	3,3 - 3,5	50 - 390	2	$10^{16} - 10^{17}$	260 - 385	250	5 - 25	-	*
<i>PEI</i>	3 - 3,15	250 - 500	1 - 3	$5 \cdot 10^{16}$	218	210	0,6 - 1	0,1 - 3	**
<i>PEEK</i>	3,1 - 3,5	320	2 - 4	$10^{16}$	143	220	6	0,1 - 1,4	*
<i>PPQ</i>	2,6 - 2,9	350	0,2 - 1,5	$10^{16} - 10^{17}$	206 - 350	250	0,5 - 1,5	-	**
<i>FPE</i>	3,3	440	1 - 6	$10^{17}$	330	250 - 300	2	0,5 - 3	**
<i>FDAPE</i>	3,5	250	0,8 - 1,2	$10^{16} - 10^{17}$	450	350	5	0,1 - 2	**
<i>6FCoPBO</i>	2,9	240	3 - 9	$10^{13} - 10^{15}$	362 - 375	350	3,5	0,1 - 2	*
<i>DLC</i>	2,7 - 3,8	600 - 970	10 - 70	$10^{15}$	-	300	0,1	0,1 - 10	**
<i>SiO<sub>2</sub></i>	4,9	400 - 800	0,5 - 25	$10^{14} - 10^{16}$	-	250	0,015 - 1	1	**
<i>HfO<sub>2</sub></i>	25	400	14	$10^{15} - 10^{16}$	-	350	0,015 - 1	-	*
<i>NP0</i>	6 - 500	10 - 150	0,1 - 10	$10^{11} - 10^{13}$	-	250 - 300	2 - 100	0,1 - 3	***
<i>X7R</i>	1500 - 4000	10 - 30	1 - 20	$10^8 - 10^{11}$	120 - 130	230	20 - 200	0,5 - 3	***
<i>Z5U</i>	5000 - 25000	3 - 30	0,5 - 2	$10^7 - 10^{11}$	25	85	2 - 100	0,5 - 5	***
<i>BNT</i>	500 - 3000	10 - 20	5 - 20	$10^9 - 10^{10}$	75	250	20 - 200	0,1 - 3	**
<i>BS-PMN-PT</i>	500 - 5000	4 - 10	10 - 20	$10^7 - 10^{10}$	250 - 300	350	50 - 300	0,001 - 0,1	**
<i>"Glass"</i>	7 - 20	300 - 400	10 - 20	$10^{13} - 10^{14}$	-	400	50 - 300	0,1 - 5	**
<i>Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub></i>	27	800	10 - 100	$10^9 - 10^{10}$	-	175 - 200	0,0014/V	0,01 - 0,1	***

**Tableau I.1** – Tableau comparatif des diélectriques utilisés dans les condensateurs pour des applications de puissance et des diélectriques compatibles avec une utilisation à "haute température" ambiante.



**Figure I.11** – Comparaison de la densité volumique d'énergie stockée entre une céramique de type X7R et un film PEI à 200 °C. Les points de fonctionnement sont :  $E_{X7R} = 10 \text{ kV/mm}$ ,  $\varepsilon_{r-X7R} = 500$ ,  $E_{PEI} = 100 \text{ kV/mm}$ ,  $\varepsilon_{r-PEI} = 3$ . Mise à l'échelle sur la figure :  $E_{PEI}/10$  en abscisse et  $D_{PEI} \times 10$  en ordonnée.

faculté à l'intégration dans les convertisseurs à forte densité de puissance. La différence de densité d'énergie volumique stockée entre condensateurs à film et à céramique est relativement faible comme le montre la fig. I.11. Avec des valeurs réalistes de champ électrique nominal et de permittivité à 200 °C, on constate que la céramique est légèrement meilleure mais que le comportement ferroélectrique pénalise l'énergie stockée. On regrette qu'aujourd'hui, aucun film présentant ces valeurs de densité volumique d'énergie stockée n'est mature pour un fonctionnement permanent à 200 °C. Généralement, les performances comparables avec les céramiques rendent les films métallisés potentiellement très intéressants pour les application "haute température". De plus, les films composites améliorent la densité d'énergie volumique stockée, un point défavorable des films métallisés haute température actuels (PTFE, Mica).

Le choix d'une technologie sera par conséquent fait par élimination, et en considérant aussi d'autres critères tels que la fiabilité, le coût ou des contraintes particulières liées à l'application.

#### 1.4 Fiabilité des condensateurs à haute température

La fiabilité d'un composant est souvent associé au MTTF (Mean Time To Failure), l'espérance mathématique de la durée de fonctionnement avant la défaillance. C'est une approche statistique dont les résultats suivent une loi de distribution souvent de type log-normal ou Weibull. L'approche peut être prédictive mais elle est surtout basée sur des données expérimentales. Les résultats dépendent du choix de la condition de défaillance, des conditions d'essais et du nombre de composants sous test. En électronique de puissance, la diversité des technologies et le faible nombre d'unité rendent parfois difficile une approche statistique [12]. Les ordres de grandeurs de durée de fonctionnement sont d'environ 20 000 heures pour l'automobile, 90 000 heures en aéronautique civil, et les durées de vie sont respectivement de 5 et 25 ans.

L'augmentation de la température ambiante est très pénalisante pour les condensateurs. Les gammes de températures classiques s'étendent de -55 °C à 85 °C, voire 125 °C. Le passage à 200 °C de la température ambiante engendre une contrainte forte sur la fiabilité. D'une part,

les composants du marché ne sont pas compatibles avec ce besoin, ou seulement sur des niches comme par exemple avec le Mica ou le PTFE. D'autre part, les phénomènes physiques qui sont à l'origine des défaillances sont amplifiés et le manque de retour d'expérience nous amène à nous interroger sur de nouvelles défaillances. Il y a donc une nécessité de mettre en évidence les modes de défaillances qui sont prépondérants pour mieux orienter le choix d'une technologie lors de la conception, et pour trouver des solutions permettant de répondre aux besoins des applications. Dans un second temps, il faudra normaliser des essais accélérés pour ces applications "haute température". Les travaux présentés n'étudient pas cet aspect mais il peut être utile d'exposer quelques considérations. Les phénomènes physiques, à l'origine des mécanismes de défaillances, et influencés directement par l'augmentation de la température sont :

- **la conduction.** Les résistivités des diélectriques diminuent de 2 à 3 décades entre 25 °C et 200 °C. L'Equation empirique I.26 illustre typiquement cette tendance. Le courant de fuite augmente, et accentue l'élévation de température dans le composant. A l'opposé, pour les métaux qui composent les électrodes et les terminaisons, la résistivité s'accroît.

$$\rho = \rho_0 \cdot \exp\left(\frac{E_a}{k \cdot T}\right) \quad (\text{I.26})$$

$T$ , la température absolue en  $K$

$E_a$ , l'énergie d'activation en  $J$

$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ , la constante de Boltzman

- **le claquage.** La rigidité diélectrique (ou champ disruptif) diminue avec la température [13]. Ce phénomène est amplifié par la combinaison d'une conductivité et de pertes plus importantes en présence de défauts inhérents aux procédés de fabrication [14].

Il est aussi important de considérer les phénomènes liés à l'association de l'augmentation de la température et du temps :

- **les différences de CTE.** A cause des différences de CTE, les procédés de fabrication induisent des contraintes résiduelles dans l'assemblage du condensateur. Typiquement après le frittage pour les céramiques, ou pendant le procédé de report, ce qui peut conduire à des fissures au sein des terminaisons ou de la céramique. Les fortes excursions répétées en température provoquent des contraintes supplémentaires par des effets de cyclage au cours de la vie du composant. Des déformations plastiques répétées peuvent mener à des dégradations irréversibles. On peut qualifier ces contraintes de fatigue thermo-mécanique.
- **la diffusion.** L'agitation thermique est plus grande, les métaux diffusent plus rapidement. Ce phénomène intervient surtout entre la brasure et les terminaisons, et justifie l'utilisation de la barrière de Nickel ( $Ni$ ) dans les condensateurs céramiques. La figure I.12 montre, pour des métaux utilisés aux électrodes et aux terminaisons, le taux de dissolution dans une brasure  $SnPb$  typique. La diffusion des lacunes (trous) ou des donneurs dans un réseau cristallin est aussi accélérée (par exemple les lacunes d'oxygène dans les grains de  $BaTiO_3$ ). Cela entraîne la diminution de la résistivité du matériau.
- **l'électromigration,** les fortes densités de courant qui peuvent apparaître dans les électrodes et les terminaisons déplacent les atomes des métaux ( $Cu, Ag, Au$ ). L'argent ( $Ag$ ),

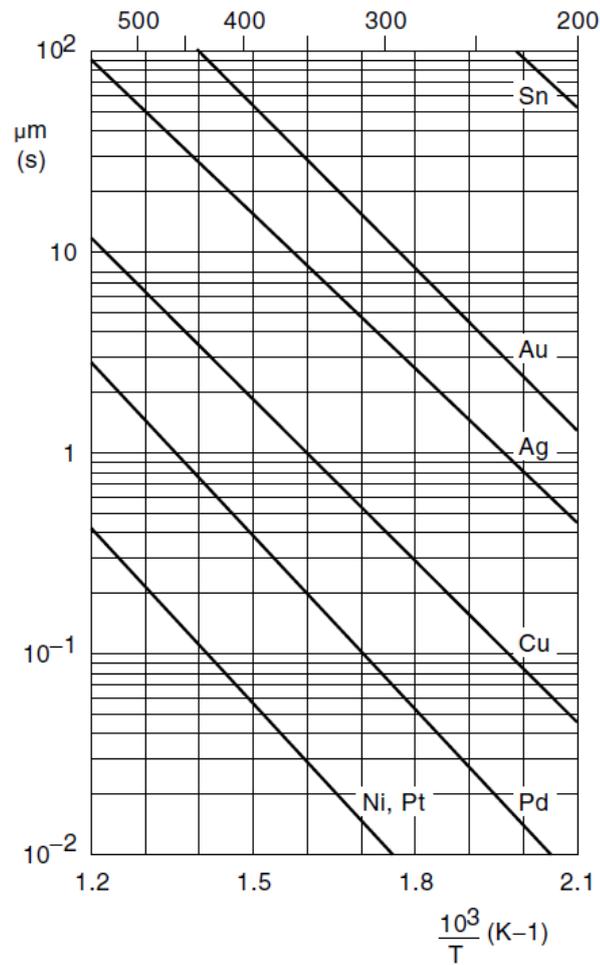
beaucoup utilisé comme métal d'électrode, est particulièrement sensible à ce phénomène qui est accéléré par l'élévation de la température. Les électrodes peuvent donc se dissoudre dans les terminaisons ou la brasure.

- **la croissance des grains**, l'augmentation de la granulométrie. Dans un réseau polycristallin, l'augmentation de la température favorise la croissance des grains. C'est un mécanisme irréversible. L'augmentation de la taille des grains engendre des pertes dynamiques plus importantes. Sur une métallisation d'électrode, l'augmentation de la granulométrie avec la température forme des aspérités à l'interface métal/diélectrique qui contribuent à des élévations locales du champ électrique. Le matériau diélectrique est plus contraint, ce qui accélère son vieillissement.
- **l'oxydation**. Les terminaisons métalliques, les brasures ou les électrodes sont plus sensibles à l'oxydation lorsque la température s'élève (aggravée fortement par une humidité saline).
- **la polymérisation**. Pour les films plastiques l'augmentation de la température peut accélérer la polymérisation, et indirectement induire un durcissement excessif du film. On peut considérer cela comme un vieillissement prématuré du film.

Ces phénomènes physiques sont intrinsèques au matériau (ou une association de matériaux) et la combinaison des contraintes (température, champ électrique, densité de courant...) les amplifieront davantage. On peut alors estimer les limites théoriques des assemblages que forment les composants si l'on considère les matériaux idéaux ou une fabrication parfaite. Cependant, de nombreuses imperfections et défauts sont introduits lors des procédés de fabrication. Les performances et l'évolution des grandeurs caractéristiques du Tableau I.1 au cours du temps sont fortement dépendantes des défauts et imperfections. Les défaillances sont les conséquences des sollicitations de ces défauts et sont liées à l'utilisation du composant. Il devient alors beaucoup plus difficile de prendre tous les paramètres en compte pour estimer la durée de vie d'un composant et ses modes de défaillance.

Il y a trois niveaux pour agir sur la fiabilité d'un composant : le dimensionnement, la fabrication et l'utilisation. Pour le dimensionnement, les qualités intrinsèques des matériaux et leurs limites sont connues a priori. Le choix initial des matériaux, des dimensions et de la structure du composant sont des degrés de liberté dont on dispose. Par exemple, choisir un métal précieux d'électrode ou une barrière de *Ni* plus épaisse [15]. Deuxièmement, on peut influencer la fiabilité d'un composant à partir des procédés de fabrication. Cela peut se traduire par des traitements thermiques mieux maîtrisés ou des poudres de meilleure qualité. Le déverminage est aussi une méthode efficace car les composants les plus fragiles sont écartés avant leur utilisation. Et enfin, l'utilisation du composant, qui comprend ses contraintes électriques et environnementales ainsi que son mode de report et son packaging (contact électrique, maintien mécanique, protection mécanique...) constitue le troisième niveau agissant sur la fiabilité. Ce dernier niveau est très dépendant des applications.

Pour garantir la fiabilité des composants après la fabrication, les fabricants respectent des normes (du type MIL-STD-202, MIL-PRF-49467 ou Guide FIDES 2009) qui se rapprochent des contraintes typiques auxquelles sont soumis les composants. Mais respecter ces normes ne signifie pas que le composant respectera les besoins de l'utilisateur en terme de fiabilité et



**Figure I.12** – Taux de dissolution (en  $\mu\text{m/s}$ ) de différents métaux dans une brasure 60Sn-40Pb en fonction de la température (W. G. Bader, Weld. J. Res. Suppl., vol. 28 , no. 12, p551-557, 1969).

de durée de vie car le mode de report est peu ou pas pris en compte. La difficulté est donc reportée sur l'utilisateur du composant. Pour le secteur automobile, les industriels ont défini des normes (AEC-Q200-REV B) tenant compte du mode de report et de leurs contraintes environnementales. Les applications "haute température" ne représentent pas un marché assez important pour imposer leur cahier des charges aux fabricants. De plus, les applications sont très variées (spatial, militaire, aéronautique...). Un important travail est donc à réaliser par l'utilisateur qui doit dans un premier temps trouver des tests représentatifs de ses besoins, identifier les modes de défaillance et ensuite trouver des solutions. Des solutions qui peuvent être trouvées à chaque niveau : dimensionnement, fabrication et utilisation.

$$\frac{t_1}{t_2} = \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^N \exp\left[\frac{E_s}{k} \cdot \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right] \quad (\text{I.27})$$

$V_1$ , la tension d'utilisation en  $V$

$V_2$ , la tension d'essai en  $V$

$T_1$ , la température d'utilisation en  $K$

$T_2$ , la température d'essai en  $K$

$t_1$ , MTTF en condition d'utilisation en  $s$

$t_2$ , MTTF en condition d'essai en  $s$

$N$ , le facteur d'accélération en  $V$

$E_s$ , la pseudo énergie d'activation en  $eV$

$k = 8,61 \times 10^{-5} eV.K^{-1}$ , constante de Boltzman

Quelques précisions peuvent être apportées concernant les relations fréquemment employées. Les fabricants estiment la MTTF d'un condensateur en utilisant le modèle de Prokopowicz et Vaskas [16]. Les contraintes sont combinées et amplifiées (champ électrique et température) puis les résultats extrapolés en utilisant l'Equation I.27 dont les paramètres sont identifiés à partir de résultats expérimentaux. Les essais standards qui durent entre 1000 et 2000 heures peuvent être raccourcis en utilisant une méthode dite "HALT" (Highly Accelerated Life Test) [17]. Par exemple, on applique pour un condensateur 50  $V$ -125  $^{\circ}C$ , une tension de 400  $V$  à 200  $^{\circ}C$ . Pour les condensateurs céramiques de type II,  $N$  est d'environ 3 et  $E_s$  se situe autour de 1,2  $eV$ . Selon la sollicitation et le type de claquage, le facteur d'accélération en tension peut varier [17]. A haute température ces coefficients sont mal connus.

Les phénomènes de vieillissement influencent également la permittivité. Pour les films, cela est lié au phénomène global de vieillissement du film plastique. La capacité et le facteur de pertes évoluent de quelques pourcents après plusieurs milliers d'heures. Les céramiques ferro-électriques subissent une réorganisation naturelle des domaines ferroélectriques suivant la loi empirique décrite à l'Equation I.28. La polarisation spontanée du matériau décroît naturellement au cours du temps. Un passage au-delà de la température de Curie permet une restructuration de ces domaines et le matériau revient à son état initial. Le vieillissement thermique est alors négligeable pour les diélectriques à base de  $BaTiO_3$  ( $T_c \simeq 130$   $^{\circ}C$ ) car, dans une application "haute température", les composants fonctionnent souvent ou ponctuellement à des

températures supérieures à la température de Curie.

$$\epsilon_r = \epsilon_i \cdot M \cdot \log(t) \quad (\text{I.28})$$

L'extrapolation de la loi de Prokopowicz et Vaskas est très utile pour sélectionner un diélectrique ou valider la qualité de fabrication. Elle donne aisément la fiabilité d'un condensateur en prenant en compte deux paramètres très importants que sont la température et tension d'utilisation. Néanmoins, elle ne prend pas en compte d'autres contraintes comme le courant nominal ou environnementales (ex. : cyclage thermique, les vibrations ou l'humidité). Les résultats de ces tests s'affranchissent donc des contraintes thermo-mécaniques qui sont très contraignantes dans les systèmes embarqués, voire prépondérantes pour les condensateurs céramiques. Pour ces derniers, le choix du mode de report du composant et du substrat est essentiel pour la fiabilité d'un condensateur. On peut lister quelques défaillances fréquentes liées aux contraintes environnementales [18] :

- Les fissures (ou cracks) du diélectrique dans le condensateur
- Les délaminations de la brasure broches/pistes et broches/terminaisons
- Les délaminations/décollement de la terminaison et des électrodes
- Les fissurations et la délamination de la résine de protection ou du boîtier

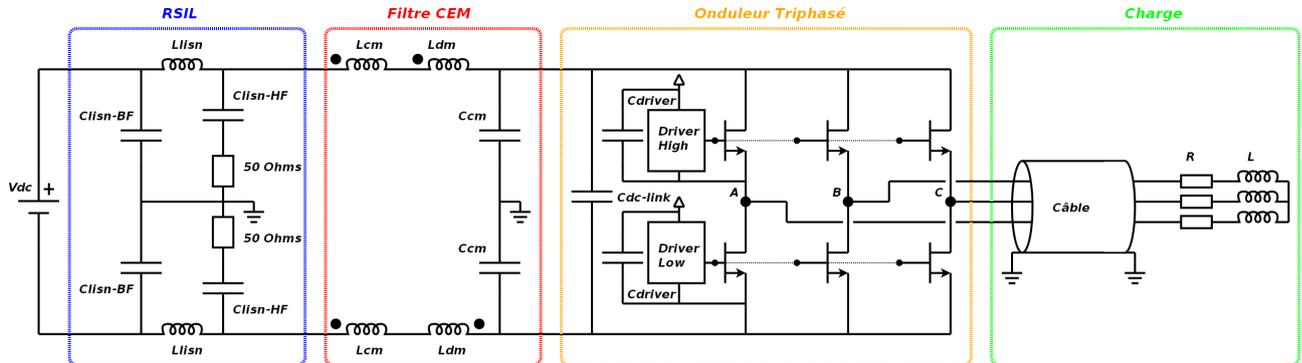
En conclusion, un fonctionnement à des températures élevées affecte la fiabilité, et la combinaison avec des contraintes environnementales sévères aggrave davantage les mécanismes de défaillance. Les phénomènes physiques sont multiples et complexes. Il apparaît aujourd'hui nécessaire d'identifier les modes de défaillance prépondérants et d'améliorer la fiabilité des condensateurs pour les applications "haute température" en agissant à tous les niveaux : dimensionnement, fabrication, et assemblage/report (packaging).

## 2 Sélection des composants

Afin de comparer les performances des technologies de condensateur qui pourraient être utilisées dans un onduleur de tension "haute température", nous avons sélectionné un panel de composants. Ce panel, Tableau I.2, est étroitement lié aux différentes fonctions que nous avons identifiées, et notamment pour le filtre CEM d'entrée de l'onduleur. On observe fig. I.13, le schéma électrique d'un onduleur de tension triphasé où sont représentés les différents types de condensateurs. On peut rappeler, sans formuler un cahier des charges détaillé, que les condensateurs doivent fonctionner dans un environnement où la température ambiante est de 200 °C.

### 2.1 Condensateurs de découplage de puissance

Pour nos applications, le condensateur de découplage de puissance, comme indiqué dans l'état de l'art, doit présenter une capacité de plusieurs microfarads sous une tension nominale entre 500 V et 1 kV. On pourra ensuite les mettre en parallèle pour atteindre les quelques dizaines de microfarads nécessaires au bon fonctionnement d'un onduleur de plusieurs kilowatts. Cela requiert, à 200 °C, une forte densité volumique d'énergie stockée, un facteur de pertes faible et une résistivité du diélectrique suffisante. La résistivité décroît fortement lorsque la



**Figure I.13** – Schéma électrique d'un onduleur triphasé. Fonctions typiques réalisées par des condensateurs :  $C_{dc-link}$ , condensateur de découplage de puissance,  $C_{driver}$ , condensateur de découplage basse tension,  $C_{cm}$ , condensateur de filtrage de code commun.

température augmente, il est donc nécessaire que les pertes (statiques) par conduction, qui s'ajoutent aux pertes dynamiques, ne causent pas un auto-échauffement excessif. Nous avons sélectionné quelques composants qui pourraient répondre à ce besoin au Tableau I.2.

Les condensateurs à film métallisé PTFE (Téflon®) utilisent une technologie mature et disponible. Leur coût et leur faible densité volumique d'énergie stockée sont très limitants mais cela peut constituer un bon élément de comparaison. Nous avons sélectionné un composant construit par Eurofarad.

Issu des travaux du projet Sefora, nous avons sélectionné un prototype de condensateur à film PPS également construit par Eurofarad. Leur fonctionnement à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  est limité à de courts transitoires, mais ils sont intéressants car ils présentent globalement de bonnes performances, et comme la plupart des condensateurs films, répondent bien au cahier des charges des systèmes embarqués de puissance. Le composant est un bobineau élémentaire.

Un condensateur céramique "multichip" de type II (X7R) est choisi. Ce type de condensateur, dont le diélectrique est basé sur un composé de  $BaTiO_3$ , offre les meilleures performances électriques à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  pour la fonction de découplage de puissance. Les considérations sur la fiabilité ne sont pas prises en compte bien que cela puisse représenter une limitation pour ce type de composant. Nous nous attacherons à comparer les performances électriques.

Nous avons également sélectionné un composant basé sur les nouvelles céramiques de type BNT ( $Bi_{0.5}Na_{0.5}TiO_3$ ). Ces céramiques sont intéressantes car la permittivité est élevée et relativement stable jusqu'à  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ . C'est l'alternative la plus avancée par rapport aux céramiques traditionnelles utilisées dans les condensateurs de type II (X7R). Le composant disponible est un condensateur fourni par Novacap.

## 2.2 Condensateurs de filtrage

Pour les fonctions de filtrage CEM, les valeurs de capacité ne sont pas très importantes, entre 10 et  $50\text{ nF}$ . Cela implique des tailles de composants relativement petites. La densité volumique d'énergie stockée peut donc être moins importante car la contrainte de compacité s'applique à l'échelle du convertisseur ou du système électromécanique, et non à un composant

## Chapitre I. Les condensateurs pour l'électronique de puissance à haute température

<i>Constructeur</i>	<i>Diélectrique</i>	<i>Capacité</i>	<i>Tension Nom.</i>	<i>Dimensions</i>	<i>Nom</i>
Eurofarad	PTFE	470 <i>nF</i>	400 <i>V</i>	48×25,5×25,5	EFD-PTFE
Eurofarad	PPS	1,3 $\mu F$	860 <i>V</i>	41,5×22×17	EFD-PPS
Presidio	X7R	8,5 $\mu F$	1 <i>kV</i>	54,5×36×9	PCI-X7R
Novacap	BNT	120 <i>nF</i>	24 <i>V</i>	2,3×1,27×1,37	NOV-H
Eurofarad	Mica	10 <i>nF</i>	1,5 <i>kV</i>	22,5×9×2,5	EFD-Mica
AMC	NP0	50 <i>nF</i>	500 <i>V</i>	9×9×2	AMC-NP0
TRS	BS-PMN-PT	50 <i>nF</i>	500 <i>V</i>	7×8×6	TRS-HT300

**Tableau I.2** – Synthèse des composants sélectionnés. Dimensions en millimètre (longueur x largeur x hauteur).

unique. Il est donc possible de choisir des diélectriques dont les permittivités sont moins fortes mais avec de meilleurs facteurs de pertes et des propriétés stables en température. Pour le filtrage du mode commun, le composant relie un conducteur de phase à la masse. La tension est donc inférieure à une tension entre phases mais les contraintes en tension sont aussi liées aux régimes anormaux comme les chocs de foudre ou des re-configuration du réseau. Il est alors intéressant d'avoir un composant capable de supporter des tensions nettement supérieures à la tension nominale (typiquement une tension de 2,5 *kV* est appliquée quelques secondes entre la phase et la masse).

Comme il est indiqué dans la section 1.3, le Mica est un bon candidat et ce type de composant est considéré comme très robuste. Un composant 1,5 *kV*-10 *nF* issu du projet Sefora et fourni par Eurofarad a été choisi. Sa tension nominale est légèrement surdimensionnée à cause des limitations de cette technologie de condensateur.

Les céramiques de type I (NP0 ou C0G) sont également très stables et plus compactes que le Mica. De plus, leur utilisation en "haute température" est déjà fréquente. Nous avons testé un composant 500 *V*-50 *nF* fourni par AMC. Ce type de composant monté en surface possède une inductance série équivalente assez faible.

Au niveau des technologies émergentes de condensateurs, nous avons testé un condensateur céramique de TRS Technologies de type BS-PMN-PT ( $BiScO_3$ - $Pb(Mg_{1/3}Nb_{2/3})O_3$ - $PbTiO_3$ ). Le composant est donné pour 500 *V*-20 *nF*. Les propriétés, qui sont résumées au Tableau I.1, indiquent que ce diélectrique pourrait être également intéressant en tant que condensateur de découplage mais les composants de grandes tailles ne sont pas fabriqués et, nous le verrons ensuite, ses propriétés sont très sensibles à la température et au champ électrique.

### 2.3 Condensateurs basse tension

Les condensateurs basses tensions "haute température" fonctionnent à des tensions inférieures à 50 *V*. La plage de capacité requise est étendue de quelques nanofarads à plusieurs dizaines de microfarads. Deux choix sont actuellement possibles, le tantale ou les céramiques. Les céramiques peuvent être de type I et/ou II, et leurs caractéristiques sont similaires à celles utilisées pour le découplage ou le filtrage. Aucun condensateur tantale n'a été choisi à cause de leurs mauvaises performances, et d'autre part, car cette étude est appliquée au filtre CEM d'entrée d'un onduleur de tension (pas de tension < 50 *V*).

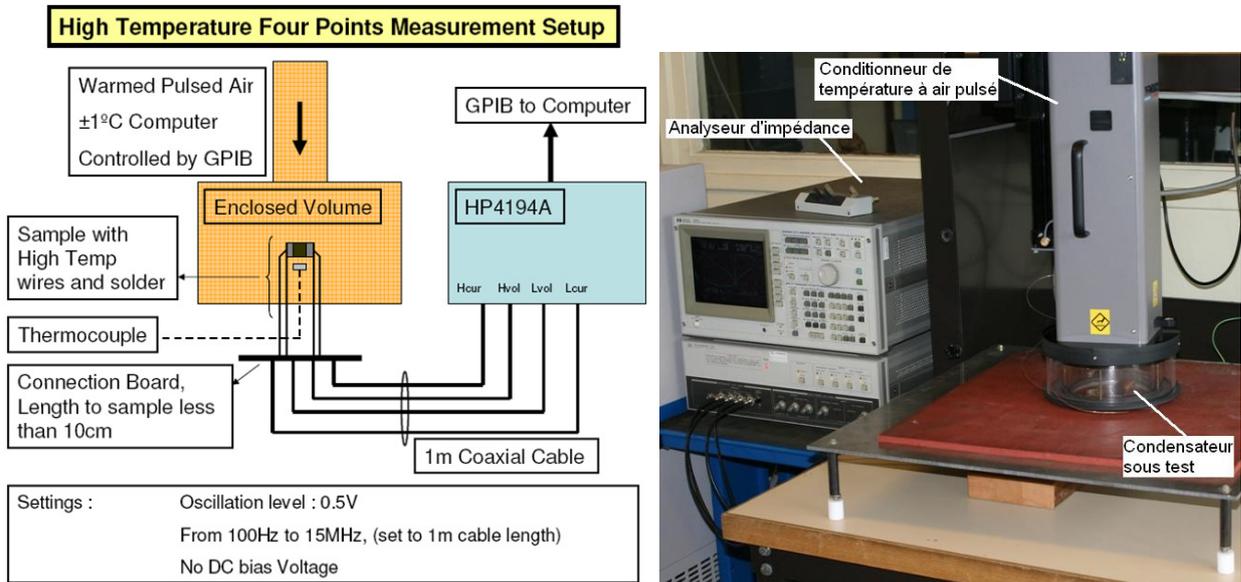


Figure I.14 – Dispositif de mesure d'impédance en fonction de la température.

### 3 Caractérisations

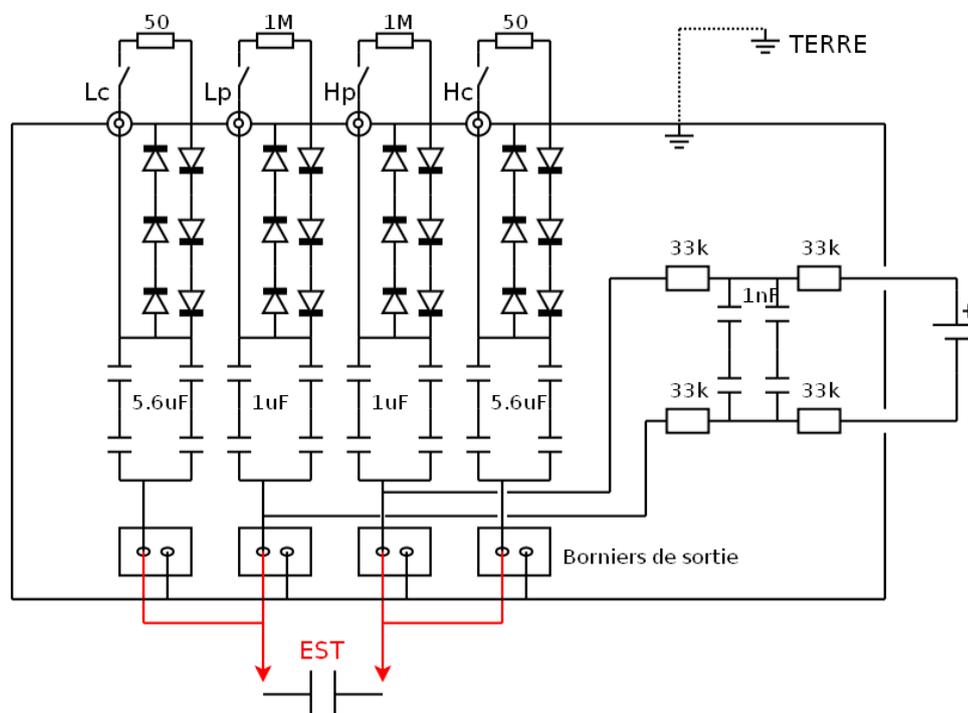
Après un état de l'art et une sélection des composants existants qui semblent les plus adaptés à un fonctionnement à "haute température" dans un onduleur de tension, nous souhaitons connaître leurs caractéristiques détaillées en fréquence, en température et à différents points de fonctionnement. Les données indiquées par la bibliographie sont partielles, et parfois inexistantes. Le principal objectif est de connaître expérimentalement les caractéristiques de ces composants pour la conception. Les techniques de mesures sont détaillées, puis les résultats les plus significatifs sont présentés. De manière plus exhaustive, les résultats pour chaque composant sont complétés par l'Annexe A, page 215.

#### 3.1 Techniques de mesures

La caractérisation d'un condensateur est essentiellement la mesure de sa capacité et de son facteur de pertes. Pour cela, les mesures d'impédance sont bien adaptées. On peut ensuite les enrichir par un balayage sur une large plage de fréquence, de température et de tension de polarisation. Pour les diélectriques qui présentent des fortes non-linéarités, typiquement les céramiques ferroélectriques, une caractérisation du cycle d'hystérésis ferroélectrique permet de mieux analyser leur comportement.

#### Mesure d'impédance complexe

La mesure d'impédance complexe est réalisée à l'aide d'un analyseur d'impédance de type "pont auto-calibré" [19]. Cette mesure est aussi nommée spectroscopie d'impédance. L'appareil est le HP4194A [20, 21] (version antérieure au 4294A d'Agilent). Il réalise une mesure 4 points



**Figure I.15** – Circuit électrique de l'interface nécessaire à la mesure d'impédance sous polarisation continue. EST : Equipement Sous Test.

(ou mesure Kelvin) qui peut être déportée jusqu'à 1 m en utilisant des câbles coaxiaux. Dans cette configuration la plage de fréquences considérée s'étend de 100 Hz à 15 MHz. Des compensations en circuit ouvert et en court-circuit sont requises pour garantir la précision de la mesure. L'appareil mesure la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance du composant sous test à une fréquence donnée. L'excitation est sinusoïdale et peut être réglée entre 10 mV et 1 V (0,5 V pour  $f > 10$  MHz). La capacité et le facteur de pertes sont ensuite calculés à partir du schéma équivalent présenté à la fig. I.4. La précision de la mesure est comprise entre 1 et 6 % selon la documentation du constructeur. La configuration typique pour mesurer l'impédance complexe d'un condensateur en fonction de la température est décrite à la fig. I.14. L'ensemble du système de mesure est constitué de l'analyseur d'impédance, de câble coaxiaux, d'un support de test et d'un conditionneur à air pulsé (Thermonics T2500E300 [22]). La température est asservie par une sonde thermocouple placée sur le composant sous test. L'acquisition des données est réalisée à travers un logiciel dédié [23]. On pourra noter que la précision de la mesure du facteur de pertes est assez limitée lorsqu'il est très faible. Par exemple, pour des valeurs d'environ  $10^{-4}$ , la phase de l'impédance varie seulement de quelques dixièmes de degré pour des angles compris entre 89 ° et 90 °, alors que la résolution maximale de l'appareil est de 0,01 °. L'erreur relative est alors de l'ordre de 10 %.

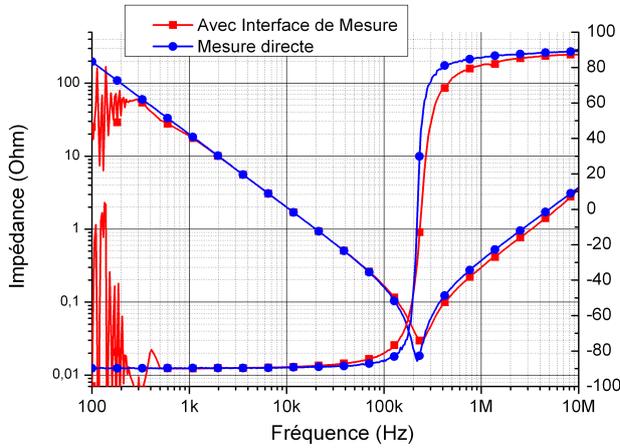
### Mesure d'impédance complexe sous polarisation

La mesure d'impédance sous tension de polarisation est couramment utilisée pour mesurer une capacité de jonction de composants à semiconducteur (jonction PN en inverse ou capacité grille-source d'un MOSFET par exemple). Pour un condensateur ferroélectrique, on peut mesurer la dépendance de sa capacité en fonction de la tension de polarisation (notée  $C(V)$  p. 13). La dépendance du facteur de pertes peut aussi être mesurée. Le composant est soumis à une tension continue et l'impédance complexe est mesurée de manière similaire à la mesure d'impédance complexe présentée au paragraphe précédent. Jusqu'à 42 V, l'appareil HP4194A (ou 4294A) peut réaliser directement cette mesure. Au-delà, un dispositif externe est nécessaire pour étendre la plage en tension. Agilent commercialise un support de test capable de polariser le composant jusqu'à 200 V [24]. La tension maximale est cependant trop faible pour caractériser un composant dont la tension nominale est d'environ 1 kV. Inspirés par les méthodes de caractérisation d'impédance complexe sous polarisation des composants à semiconducteur [25, 26] dites "CV measurements", nous avons développé une interface permettant de polariser le composant jusqu'à 1,2 kV [27]. Cette interface permet de connecter l'analyseur d'impédance, le composant sous test et une alimentation continue externe. Le schéma est détaillé à la fig. I.15.

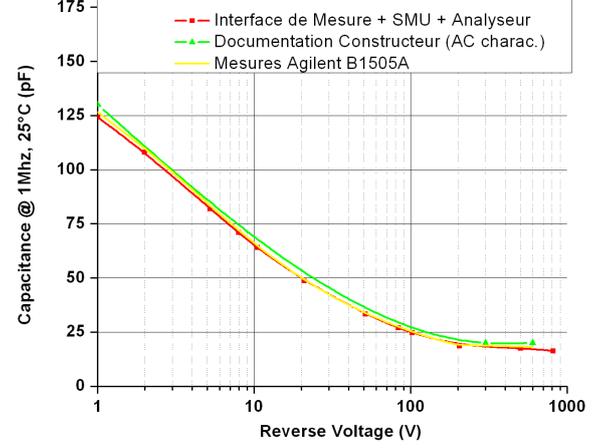
Le principe de la mesure est simple, pour découpler l'excitation "petit signaux" de la polarisation continue, on insère des condensateurs de liaison dont l'impédance est suffisamment faible par rapport au condensateur sous test pour ne pas perturber la mesure dans la plage de fréquence où les propriétés du composant nous intéressent. Cette plage de fréquences est comprise entre 1 kHz et 1 MHz. Les condensateurs qui assurent l'isolation de tension entre l'analyseur d'impédance et la source de tension continue ont des capacités assez élevées (quelques microfarads) pour présenter une faible impédance du kilohertz à plusieurs mégahertz. Cette hypothèse atteint ses limites lorsque le condensateur sous test a une capacité très forte ( $C > 10 \mu F$ ). Son impédance est alors inférieure à celles des condensateurs de liaison et, bien que la compensation permette la mesure, la précision est dégradée.

L'énergie stockée (Equation I.19) dans ces condensateurs de liaison, ainsi que dans le composant sous test, est assez grande car ils sont polarisés jusqu'à 1,2 kV par l'alimentation continue externe. Des dispositifs sont nécessaires pour protéger l'analyseur d'impédance. Cette fonction est réalisée de manière passive par les diodes en tête-bêche, et de manière active par la limitation de courant de l'alimentation continue externe. Les résultats sur un condensateur céramique de type X7R et une diode Schottky-SiC sont présentés à la fig. I.16. On peut remarquer, sur la partie (a), que l'interface introduit des perturbations à basse fréquence et un comportement légèrement plus résistif à la résonance. Néanmoins, à des fréquences de l'ordre de la dizaine de kilohertz (fréquences typiques d'un onduleur de tension) l'influence de l'interface sur la mesure est très faible. Pour la partie (b), on retrouve les valeurs fournies par la documentation du constructeur ainsi que par un autre instrument de mesure.

La mesure d'impédance complexe sous polarisation permet aussi de faire apparaître le comportement piézoélectrique de certaines céramiques dont celles à base de  $BaTiO_3$ . Le couplage électromécanique dans la céramique permet sous fort champs électrique d'amplifier les résonances mécaniques du composant sous test. On peut ainsi identifier un modèle électrique de type circuit à une résonance mécanique [28]. Des travaux utilisent aussi cette propriété pour



(a) Comparaison d'une mesure d'impédance avec et sans carte d'interface, condensateur céramique PCI-X7R,  $8,5 \mu F-1 kV$ .



(b) Comparaison de mesures  $C(V)$  en inverse sur une diode SiC-SBD 4 A-600 V (IDT04S60C) à 1 MHz.

**Figure I.16** – Comparaison et validation des mesures d'impédance sous polarisation continue [27].

identifier et suivre au cours du temps une déviation des propriétés mécaniques à l'origine de la défaillance du composant [29]. La mesure d'impédance est alors influencée par cet effet piézo-électrique comme l'illustrent les mesures réalisées sur le composant TRS-HT300 (Annexe A, fig. A.10, page 220).

### Mesure d'hystérésis ferroélectrique

La mesure d'impédance complexe sous polarisation ( $C(V)$ ) ne rend pas compte du phénomène d'hystérésis qui est présent dans les matériaux ferroélectriques. Afin de mieux étudier les cycles d'hystérésis des diélectriques ferroélectriques, nous avons mis au point un dispositif de test. Ce dispositif nous a permis d'obtenir les cycles quasi-statiques des matériaux qui composent les condensateurs céramiques "haute température" de type X7R. Les dimensions géométriques précises du composant sont nécessaires. On peut les identifier facilement par une découpe précise faisant apparaître la section du condensateur.

Le schéma électrique est présenté à la fig. I.17 (a). Il s'agit d'un demi-pont capacitif alimentant une charge de type R-C, où C est le condensateur sous test. L'excitation, en tension carrée, permet au condensateur sous test une charge et une décharge périodique, fig. I.17 (b). Cette évolution lente des grandeurs électriques (fréquence de quelques hertz), réglée par le réseau de résistance, permet de balayer une large plage de champ électrique et de mettre en évidence les non-linéarités d'une céramique ferroélectrique. En mesurant le courant et la tension aux bornes du condensateur sous test, et à l'aide des relations I.29 et I.30, dérivées respectivement des relations I.8, I.9 et I.10, on retrouve la caractéristique  $D\{E\}$  (et  $P\{E\}$ ) du matériau diélectrique en quasi-statique.

$$E(t) = \frac{v_c(t)}{e} \quad (I.29)$$

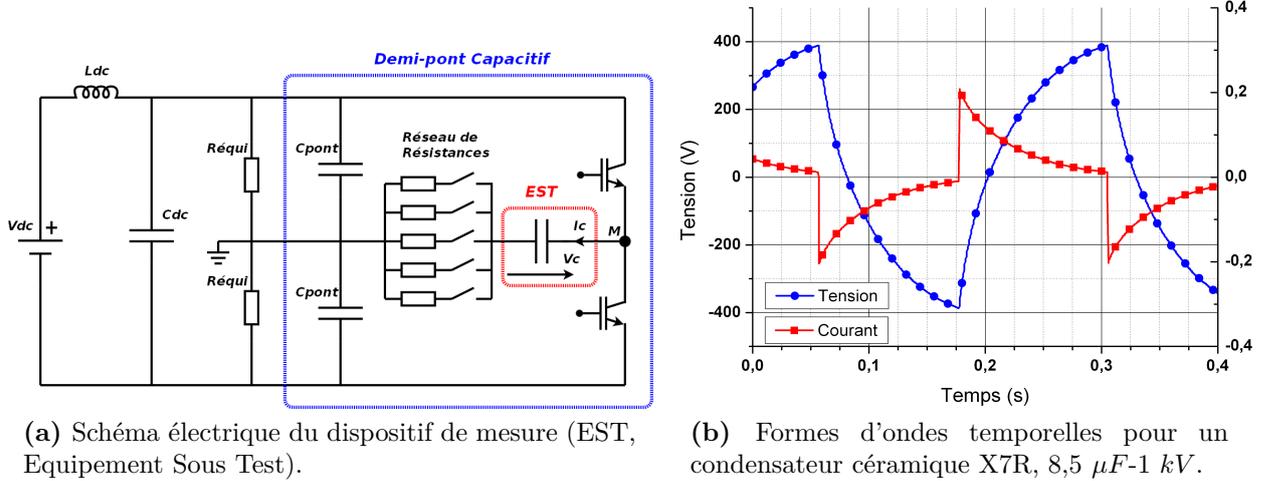


Figure I.17 – Schéma et formes d'ondes du dispositif de mesure en commutation R-C [27].

$$P(t) = \frac{1}{S} \cdot \int i_c(t) dt - \epsilon_0 \cdot \frac{v_c(t)}{e} \quad (I.30)$$

Ce dispositif est relativement simple à construire et ne nécessite pas d'instrument extrêmement performant ou l'acquisition d'un amplificateur de puissance linéaire assez coûteux. L'équipement est constitué d'une alimentation continue, d'un oscilloscope (une bande passante très élevée n'est pas requise), de sondes de tension passives et d'un générateur basse fréquence pour les signaux de commande. Le réglage du rapport cyclique permet aussi de travailler autour d'une composante continue. Le dispositif a également été conçu pour pouvoir déporter le composant sous test sous la cloche du conditionneur de température.

L'inconvénient de cette méthode est qu'il est relativement difficile d'augmenter la fréquence avec des composants à forte capacité et dont les tensions nominales sont élevées (quelques microfarads et 1 kV). Dans ce cas, les constantes de temps R-C sont trop lentes pour monter à plusieurs kilohertz. Le courant d'appel est également très important lorsque l'on diminue la résistance série, la puissance dissipée dans ces résistances devient importante. La caractérisation des pertes diélectriques à des fréquences élevées est donc difficile. Il est alors plus facile de travailler avec des condensateurs possédant une faible capacité et une tension nominale réduite. Une autre variante dite "résonante" peut être mise en œuvre en introduisant en série avec le condensateur sous test une inductance, pour créer une excitation sinusoïdale. Les résultats de mesure que nous présenterons sont restreints aux cycles d'hystérésis en quasi-statique sur le composant PCI-X7R. En résumé cette mesure, par ses limitations, ne reproduit pas les contraintes auxquelles est soumis le composant mais permet une analyse complémentaire à la mesure de  $C(V)$ . Elle permettrait aussi de valider des modèles de matériaux dans le domaine temporel avec des excitations de forte amplitude (dits "grands signaux").

### Mesure de la résistance d'isolement

La résistance d'isolement  $R_i$  est estimée par la mesure du courant de fuite  $i_{fuite}$  à la tension nominale  $V_{nom}$  du condensateur, Equation I.31. Pour réaliser cette mesure nous utilisons une alimentation continue de précision de type Source Meter Unit (SMU, modèle 2410) fabriquée par Keithley Instruments. Le transitoire de tension qui permet d'atteindre la tension nominale est relativement rapide ( $< 1s$ ). Si l'on considère le condensateur comme un système du premier ordre soumis à un échelon de tension, ce transitoire se stabilise uniquement lorsque le courant atteint le courant de fuite que l'on souhaite mesurer. Toutefois, pour des courants de fuite très faibles (inférieurs à quelques dizaines de nanoampères) le transitoire est très long. Il est alors utile de définir un temps au bout duquel nous réalisons l'acquisition. Ce temps est fixé arbitrairement à 90 s.

L'alimentation est régulée en tension, et l'ondulation de tension provoquée par sa régulation peut induire des courants nettement supérieurs au courant de fuite. Ce phénomène est principalement constaté avec des condensateurs de forte capacité ( $> 10 \mu F$ ). On ajoute alors une résistance série de l'ordre du mégaohm pour stabiliser l'alimentation. Parfois, les courants de fuite sont trop faibles (inférieurs à  $10 nA$ ), dans ce cas nous pouvons simplement indiquer que la résistance d'isolement est supérieure à la valeur limite mesurable (environ  $100 G\Omega$ ). Une autre considération pratique concerne les fils et la connectique qui parfois engendrent un courant de fuite plus important que le condensateur sous test. Une mesure différentielle est alors utile.

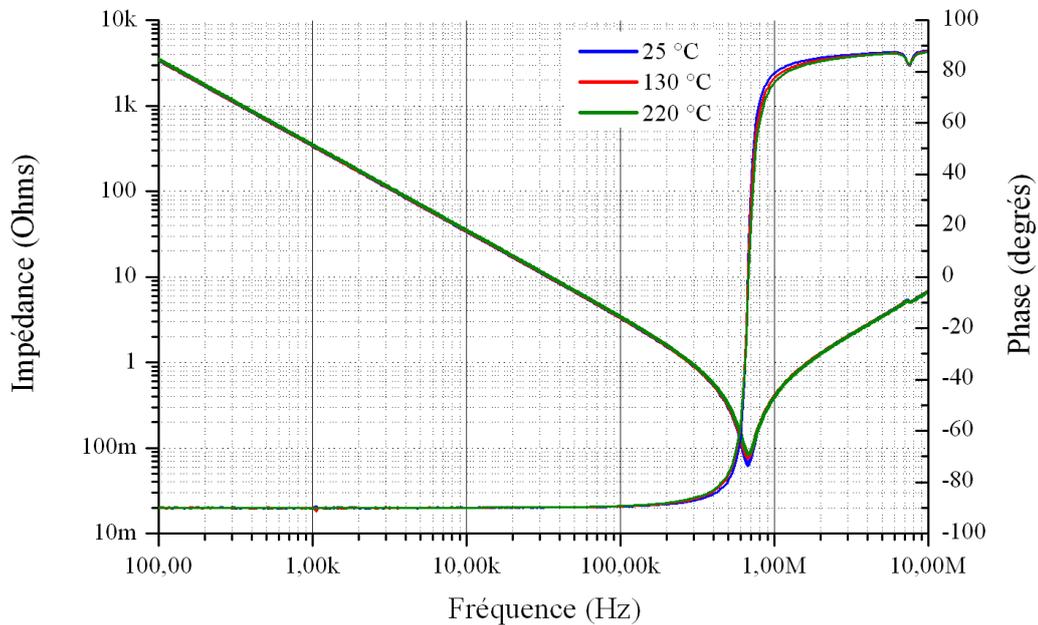
$$R_i = \frac{V_{nom}}{i_{fuite-90s}} \quad (I.31)$$

Comme nous le verrons au troisième chapitre, une chute de la résistance d'isolement peut conduire à un emballement thermique. C'est donc un paramètre important qui traduit l'évolution de la résistivité du diélectrique. Bien que nous n'ayons pu mener des travaux sur la rigidité diélectrique, elle est complémentaire et constitue aussi une limite physique du composant. C'est une grandeur assez proche de la résistance d'isolement pour le dimensionnement car elle influe sur la tension nominale du condensateur. Cependant, les phénomènes physiques de claquage sont très différents, et nous soulignons l'intérêt que pourraient nous fournir des travaux sur l'évolution de la rigidité diélectrique en température. Dans ce manuscrit nous avons fait l'hypothèse que les marges de sécurité garanties à  $25^\circ C$  par les fabricants étaient suffisantes pour garantir un bon fonctionnement à  $200^\circ C$ .

### 3.2 Résultats de mesure

Dans cette section sont rapportés et commentés les principaux résultats relatifs aux composants que nous avons sélectionnés (Tableau I.2, page 32). L'ensemble des données commentées ici sont complétées par l'Annexe A, page 215 pour les mesures suivantes :

- Impédance complexe à différentes températures, comprises entre  $25^\circ C$  et  $250^\circ C$ .
- Variation relative de la capacité en fonction de la température (référence à  $25^\circ C$ ).
- Variation du facteur de pertes en fonction de la température.
- Résistance d'isolement en fonction de la température.



**Figure I.18** – Impédance complexe. Condensateur à film métallisé PTFE (EFD-PTFE).

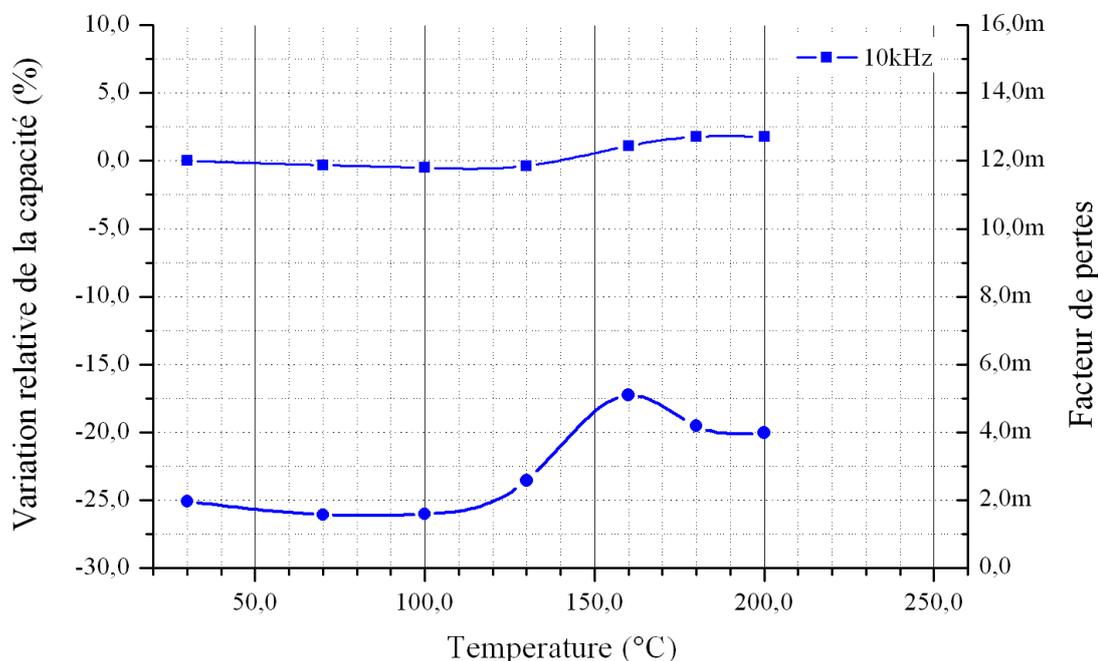
- Capacité en fonction de la tension de polarisation et de la température, pour les matériaux ferroélectriques.

### Condensateur à film métallisé PTFE (EFD-PTFE)

Le condensateur à film métallisé PTFE que nous avons caractérisé présente une excellente stabilité de ses propriétés en température. La résistance d'isolement reste supérieure au gigaohm, et son facteur de pertes est inférieur à  $2 \times 10^{-3}$  jusqu'à  $250 \text{ }^\circ\text{C}$ . La mesure de son impédance à différentes températures, fig. I.18, illustre très bien cette stabilité en température. L'influence du champ électrique est négligeable, seul le facteur de pertes augmente légèrement sous polarisation continue à  $250 \text{ }^\circ\text{C}$  et  $500 \text{ V}$  (environ 30 %). On peut néanmoins remarquer à la résonance, que la résistance série (ESR) est assez élevée à cause de ses connectiques qui sont radiales. Toujours à la résonance, on peut observer l'augmentation de cette résistance série avec la température car la résistivité de la connectique augmente. La faible densité volumique d'énergie stockée est la principale limitation de ce composant (environ  $2 \text{ mJ/cm}^3$ ).

### Condensateur à film métallisé PPS (EFD-PPS)

La capacité du condensateur à film métallisé PPS est également très stable par rapport à la température et à la tension de polarisation. En ce sens, ses performances sont très comparables au condensateur PTFE, avec un facteur de pertes légèrement supérieur ( $4 \times 10^{-3}$  à  $200 \text{ }^\circ\text{C}$ ). En revanche, sa résistance d'isolement est nettement inférieure, elle diminue jusqu'à  $3 \text{ M}\Omega$  à  $200 \text{ }^\circ\text{C}$ . Sur la fig. I.19, on observe l'influence de la transition vitreuse sur le facteur de pertes. La plage de température où le facteur de pertes est le plus élevé correspond à des températures autour de



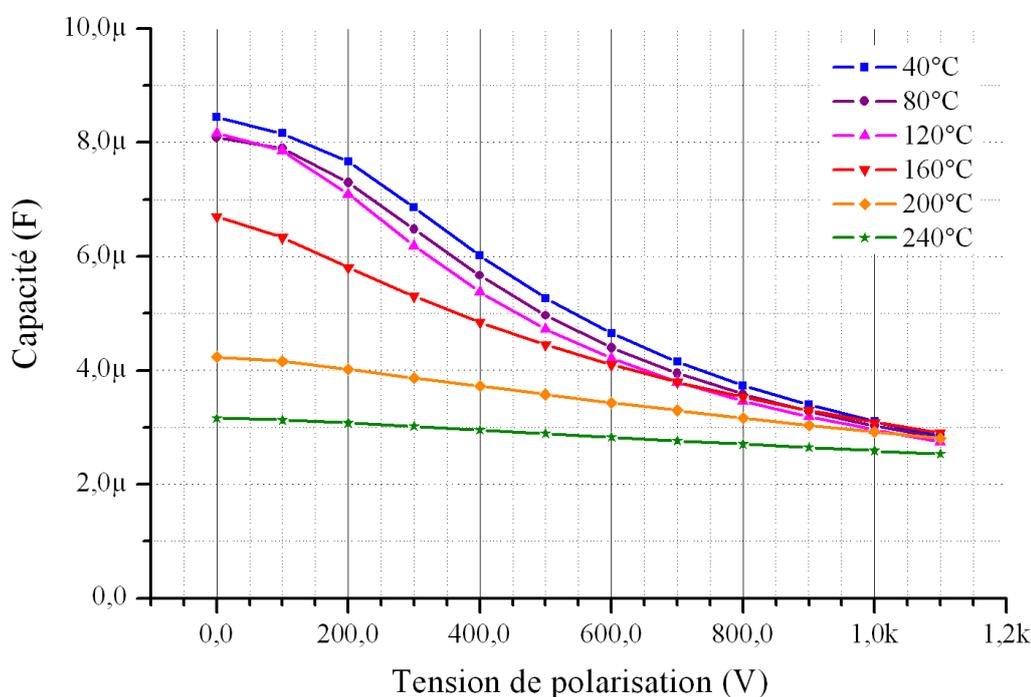
**Figure I.19** – Variation du facteur de pertes (symboles ronds) et variation relative de la capacité (symboles carrés) en fonction de la température (à 10 kHz, données issues des mesures d'impédance complexe). Condensateur à film métallisé PPS (EFD-PPS).

la température de transition vitreuse ( $T_g = 143 \text{ }^\circ\text{C}$ ). Cette transition vitreuse influence aussi légèrement la variation de la capacité en fonction de la température. La densité volumique d'énergie stockée à 200 °C est de  $35 \text{ mJ/cm}^3$  pour ce condensateur. C'est un ordre de grandeur meilleur que pour le condensateur PTFE.

### Condensateur céramique ferroélectrique de type X7R (PCI-X7R)

Le condensateur céramique de type X7R montre de fortes variations de ses propriétés en fonction de la tension de polarisation et de la température. Ces variations, dues au caractère ferroélectrique du diélectrique à base de  $BaTiO_3$ , sont bien illustrées par la fig. I.20. L'influence de la température de Curie est très visible pour une tension de polarisation nulle. Les points de mesure à 40, 80 et 120 °C sont tous très proches et autour de  $8 \mu\text{F}$ . Ensuite, pour des températures plus élevées, la capacité, qui est l'image de la permittivité s'effondre entre 120 °C et 240 °C. On remarque que l'influence du champ électrique, à travers la tension de polarisation, est aussi importante. A 650 V et 40 °C, la capacité est divisée par deux. A cette tension, les variations engendrées par la température sont relativement moins prononcées.

La température de Curie est également mesurée à la fig. I.21 par une simple mesure d'impédance en fonction de la température. La perte des propriétés ferroélectriques au-delà de la température de Curie influence également le facteur de pertes. Pour ce condensateur, il passe de manière assez linéaire de  $12 \times 10^{-3}$  à  $3 \times 10^{-3}$  entre 40 et 240 °C (en annexe A). L'ensemble de ces observations est confirmé par les cycles d'hystérésis quasi-statiques que nous avons carac-

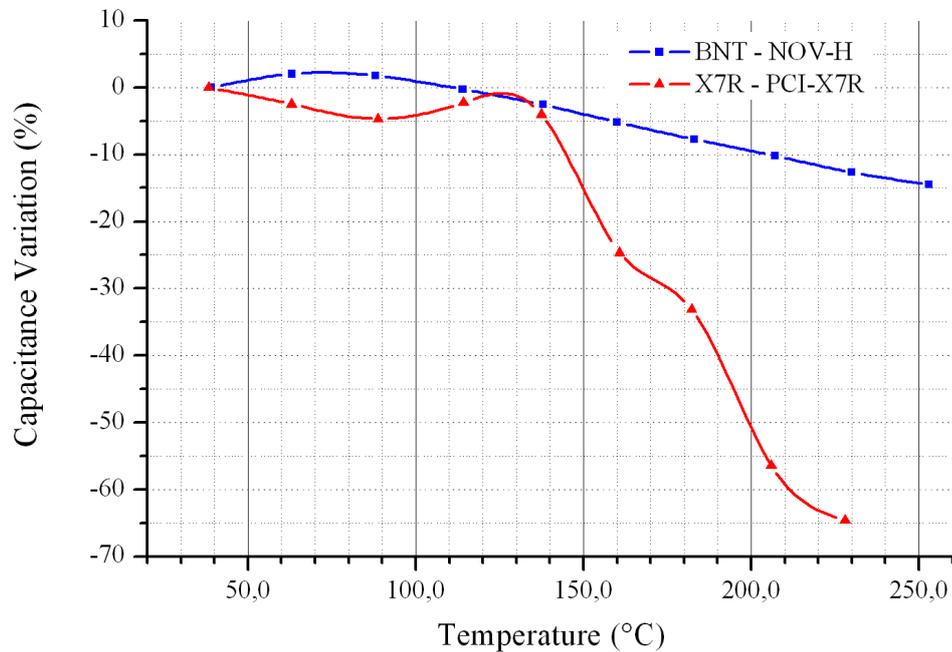


**Figure I.20** – Variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation et de la température (à 10 kHz). Condensateur céramique de type X7R (PCI-X7R).

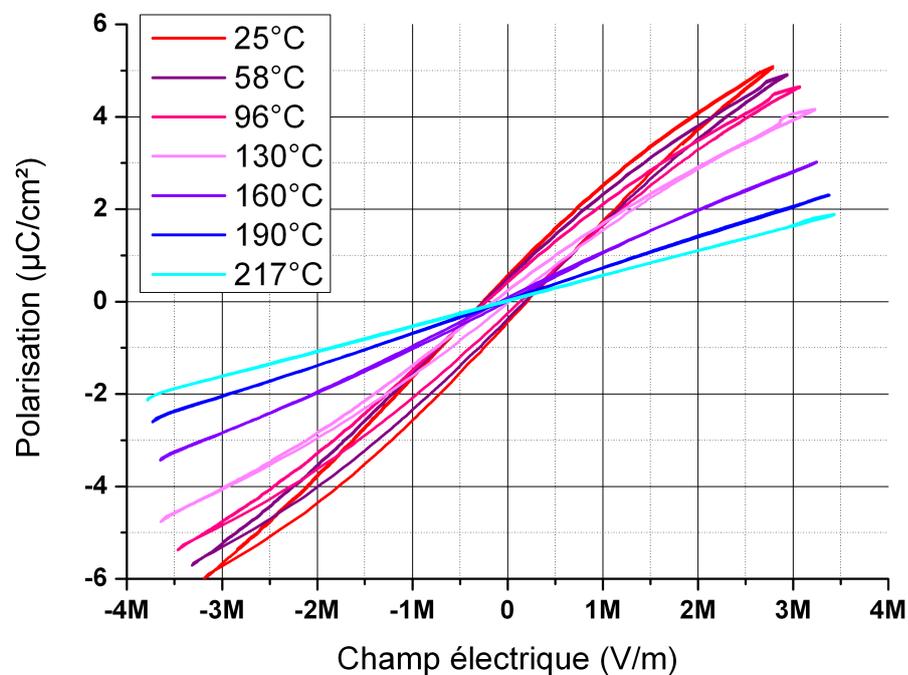
térisés pour ce composant à la fig. I.22. Bien que les pertes dynamiques soient faibles pour des basses fréquences, la surface des cycles, ainsi que la pente du cycle décroissent brutalement au-delà de la température de Curie. Cette mesure confirme la forte atténuation du comportement ferroélectrique à 200 °C. De plus, on peut aussi observer l'évolution de la densité volumique d'énergie stockée (Equation I.11) en fonction de la température. Pour ce type de condensateur, malgré la diminution de cette énergie stockée à 200 °C, elle reste supérieure à celle du PPS, soit environ  $100 \text{ mJ/cm}^3$ . La résistance d'isolement est aussi supérieure à celle du PPS d'environ un ordre de grandeur.

### Condensateur céramique de type BNT (NOV-H)

La composition de cette nouvelle céramique de type BNT ( $\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5}\text{TiO}_3$ ) atténue très fortement le comportement ferroélectrique. La fig. I.21 montre la capacité en fonction de la température de notre échantillon qui est aussi comparée à celle du condensateur de type X7R (PCI-X7R). La permittivité reste donc stable sur une large plage de températures. Elle est relativement élevée, entre 500 et 800. Ce diélectrique fournira potentiellement une meilleure densité volumique d'énergie stockée que des diélectriques à base de  $\text{BaTiO}_3$  à 200 °C. Malheureusement, notre échantillon, un condensateur 24 V-120 nF, n'est pas représentatif pour comparer expérimentalement cette grandeur avec le condensateur de type X7R. Pour des températures inférieures à environ 100 °C, le facteur de pertes qui est assez bon à 200 °C ( $3 \times 10^{-3}$ ) augmente significativement ( $17 \times 10^{-3}$  à 40 °C). Cependant, cela reste acceptable et comparable



**Figure I.21** – Variation relative de la capacité en fonction de la température (référence à 25 °C, données issues des mesures d'impédance complexe à 10 kHz). Comparaison entre un condensateur céramique de type BNT (NOV-H) et de type X7R (PCI-X7R).



**Figure I.22** – Cycles d'hystérésis ferroélectriques quasi-statiques à différentes températures d'un condensateur céramique de type X7R (PCI-X7R). Mesure réalisée sur le dispositif de mesure en demi-pont,  $R_{série} = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $f_{exc} = 4 \text{ Hz}$ .

aux performances de composants couramment utilisés. La résistance d'isolement est comparable à celle d'un condensateur de type X7R mais la question de représentativité d'un échantillon de petite taille par rapport à un composant de grande taille "multichip" peut être posée. De plus, il apparaît que ce composant de petite taille (prototype) présente expérimentalement une densité volumique d'énergie stockée bien inférieure à celle que l'on peut attendre avec ce type de diélectrique. Il est par ailleurs intéressant de noter que l'on retrouve des caractéristiques très proches de celles publiées par [30].

### Condensateur à film métallisé Mica (EFD-Mica)

Comme pour le condensateur PTFE, le condensateur à film métallisé Mica démontre une très bonne stabilité de ses propriétés en fonction de la tension de polarisation et de la température. Toutefois, des différences existent pour le facteur de pertes qui est compris entre  $10 \times 10^{-3}$  et  $20 \times 10^{-3}$  sur la plage de températures  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ - $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Sa résistance d'isolement est aussi inférieure, environ  $100\text{ }M\Omega$  à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Des performances un peu moins bonnes qui sont compensées par une densité volumique d'énergie stockée supérieure au PTFE, de l'ordre de  $10\text{ }mJ/cm^3$  à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

### Condensateur céramique stable de type NP0 (AMC-NP0)

Ce condensateur présente les meilleures performances à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ , hormis sa densité volumique d'énergie stockée qui reste environ trois fois inférieures à celle du condensateur de type X7R. On l'estime à  $38\text{ }mJ/cm^3$ . Son facteur de pertes et sa capacité sont extrêmement stables. Le facteur de pertes est le plus faible de notre panel de composants, il reste toujours inférieur à  $1 \times 10^{-3}$  entre  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ . De plus, pour cet échantillon la mesure est réalisée à  $100\text{ }kHz$ . La résistance d'isolement décroît d'environ 3 décades sur cette plage de température, mais reste autour de  $1\text{ }G\Omega$  à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

### Condensateur céramique piézoélectrique de type BS-PMN-PT (TRS-HT300)

Cette nouvelle céramique possède un comportement piézoélectrique très marqué par rapport aux autres céramiques des composants sélectionnés. Outre ce comportement un peu original, on observe que la capacité augmente énormément entre  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Le rapport est de 5, c'est-à-dire que le composant passe de  $20\text{ }nF$  à  $120\text{ }nF$  entre  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ , température à laquelle la capacité atteint un maximum. Les résonances piézoélectriques disparaissent également lorsque la température augmente sur les mesures d'impédances complexes sans polarisation. De manière opposée au condensateur de type X7R, le comportement ferroélectrique apparaît à "haute température". On pourrait faire une analogie avec les céramiques de type III-Z5U dont le pic de Curie serait déplacé entre  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $300\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Les dépendances par rapport à la tension de polarisation sont donc plus importantes à  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ . A  $500\text{ }V$  et  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ , la capacité est divisée par trois à cause de la tension de polarisation ( $30\text{ }nF$  au lieu de  $90\text{ }nF$  à  $0\text{ }V$ - $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). Les pertes de ce composant sont assez élevées, entre  $10 \times 10^{-3}$  et  $22 \times 10^{-3}$ . La résistance d'isolement à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  est de  $6\text{ }G\Omega$ , ce qui est très satisfaisant. Les grandes variations en fonction de la température ne sont pas favorables à ce type de condensateur. Cependant, si l'on considère une

## Chapitre I. Les condensateurs pour l'électronique de puissance à haute température

---

<i>Nom</i>	<i>tan δ</i>	<i>Wvol. (mJ/cm<sup>3</sup>)</i>	<i>R<sub>i</sub>.C (s)</i>	<i>coeff. de T °</i>	<i>coeff. de Tension</i>
EFD-PTFE	$2 \times 10^{-3}$	2	$5 \times 10^4$	0,97	1
EFD-PPS	$4 \times 10^{-3}$	35	4,1	1,02	1,01
PCI-X7R	$3,5 \times 10^{-3}$	100	38,3	0,45	0,35
NOV-H	$3 \times 10^{-3}$	10 (150*)	10,8	0,9	1
EFD-Mica	$10 \times 10^{-3}$	23 (10**)	1	1	1
AMC-NP0	$0,5 \times 10^{-3}$	38	50	0,97	0,98
TRS-HT300	$21 \times 10^{-3}$	150	540	0,98	0,33

**Tableau I.3** – Synthèse et comparaison des performances des composants sélectionnés à 200 °C (\*, estimation selon bibliographie; \*\*, à 1 kV au lieu de 1,5 kV).

application fonctionnant uniquement entre 200 et 300 °C, les performances sont bonnes et la densité volumique d'énergie stockée est supérieure de 50 % à celle du composant de type X7R (150 mJ/cm<sup>3</sup>).

### 3.3 Comparaison des performances

Une synthèse et une comparaison des performances des composants sélectionnés sont détaillées à la Tableau I.3 et illustrées à la fig. I.23. Les grandeurs comparées sont définies ci-après :

- *Wvol.* : la densité volumique d'énergie stockée à la tension nominale du condensateur à 200 °C. La valeur de la capacité est issue de la mesure d'impédance complexe à 10 kHz et tient compte de la tension de polarisation.
- *tan δ* : le facteur de pertes à 10 kHz mesuré par une mesure d'impédance complexe à 200 °C.
- *R<sub>i</sub>.C* : la constante de temps du condensateur à la tension nominale et à 200 °C.
- *coeff. de T °* : le ratio de la capacité à 200 °C par rapport à la capacité à 25 °C. La valeur de la capacité est issue de la mesure d'impédance complexe à 10 kHz sans tension de polarisation.
- *coeff. de Tension* : le ratio de la capacité à la tension nominale par rapport à la capacité sans tension de polarisation. La valeur de la capacité est issue de la mesure d'impédance sous polarisation complexe à 10 kHz et à 200 °C.

## 4 Conclusion

Les fonctions et les performances requises par les condensateurs dans un onduleur "haute température" ont été exposées. Ces fonctions utilisent les condensateurs de manières différentes et l'on peut faire des compromis entre les performances requises par une fonction et les technologies de condensateurs disponibles car la contrainte de compacité est appliquée à l'échelle d'un convertisseur ou d'un système. Par exemple les condensateurs de découplage de puissance requièrent une densité volumique d'énergie importante car de fortes valeurs de capacité sont requises, alors que la bande passante et la stabilité des propriétés sont privilégiées pour le filtrage CEM.

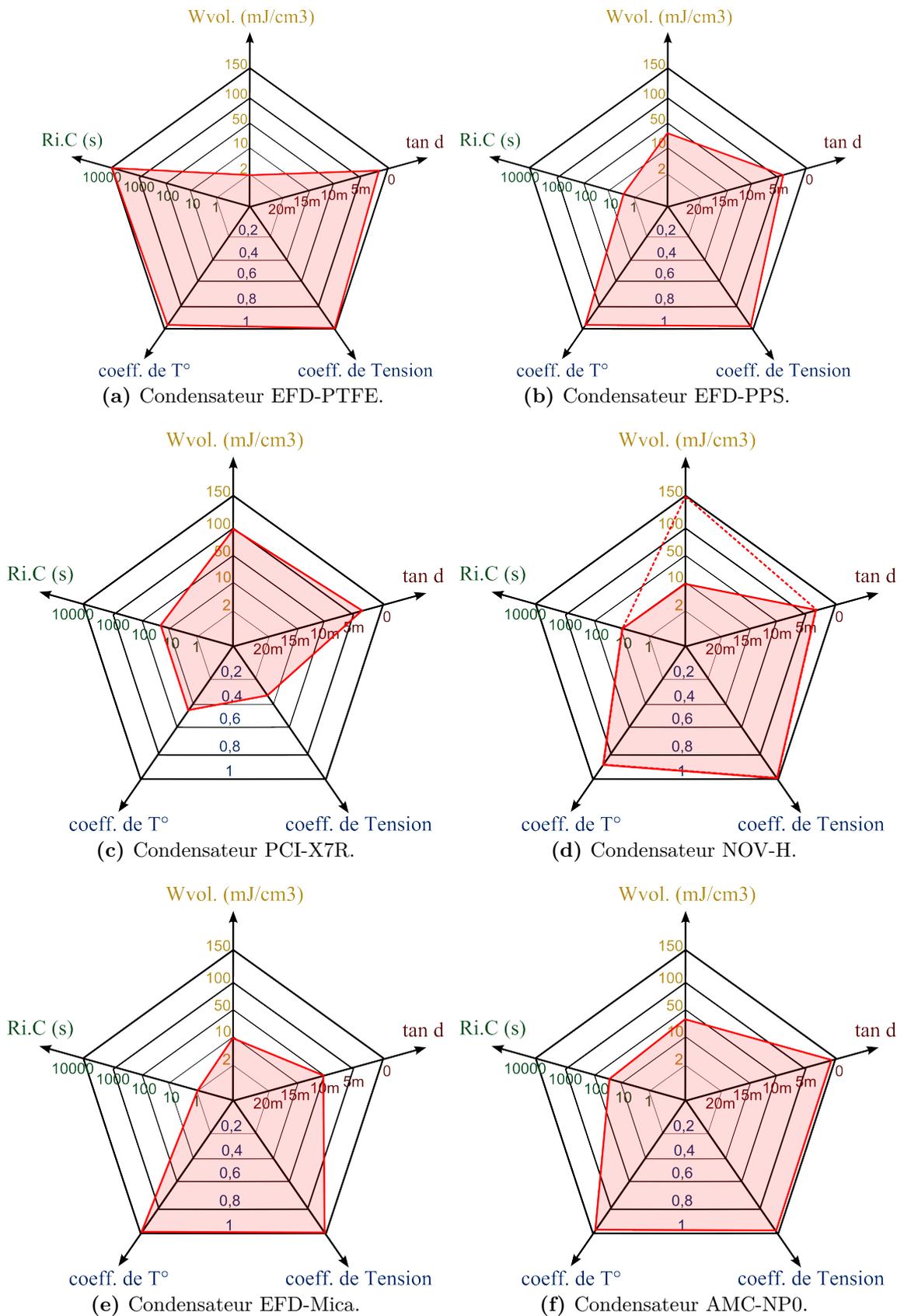
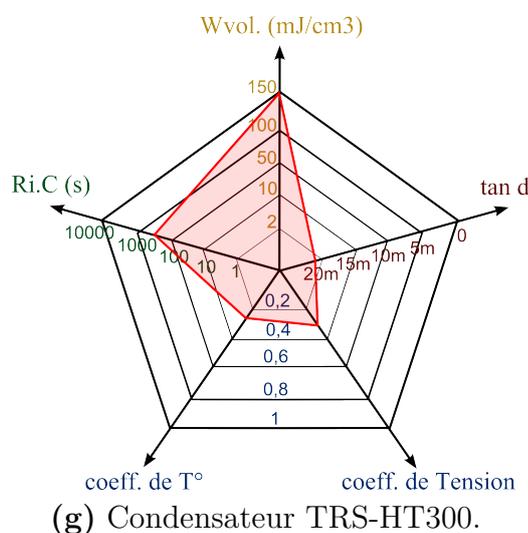


Figure I.23 – Synthèse et comparaison des performances des composants sélectionnés à 200 °C.



Pour bien choisir un composant en fonction de ses contraintes, nous avons premièrement balayé les technologies de condensateurs "haute température" qui existent. Il apparaît que les travaux sur les films métallisés sont les plus variés mais les démonstrateurs sont encore à l'état de prototypes de laboratoire pour la plupart. Les condensateurs à film PEI semblent cependant assez avancés, et présentent de bonnes performances à 200 °C. Les travaux sur les films composites ouvrent des perspectives intéressantes en améliorant significativement la permittivité et en conservant des rigidités satisfaisantes. Cet intérêt pour le film peut sans doute s'expliquer par les applications qui sont essentiellement des systèmes embarqués (automobile, aéronautique, spatial) et qui utilisent fréquemment des condensateurs films traditionnels pour leur légèreté et leur fiabilité.

La fiabilité est un élément essentiel du point de vue des applications. Les données manquent aujourd'hui concernant le comportement de certains composants à long terme, particulièrement pour les applications "haute température" qui doivent fonctionner plus de 20 000 ou 50 000 heures. Quelques notions ont été abordées, et il semble que l'utilisation des condensateurs céramiques de grande taille soit délicate lorsqu'ils sont soumis à des conditions environnementales sévères (cyclages thermiques, vibrations, humidité...). Pour les condensateurs à film métallisé ce point est aussi un problème sérieux. Cependant, nous cherchons dans ces travaux à démontrer dans un premier temps une faisabilité fonctionnelle à 200 °C dans le périmètre d'un filtre CEM, et non la qualification de composant pour un produit industriel.

Pour la conception d'un onduleur de tension "haute température", particulièrement pour son filtre d'entrée, nous avons, selon notre recherche bibliographique, sélectionné et caractérisé un panel de composants représentatifs des technologies disponibles aujourd'hui. Les caractérisations montrent que les technologies les plus matures, comme le Mica ou le PTFE présentent une compacité trop faible pour les fonctions de découplage de puissance. Les condensateurs céramiques de type X7R, malgré leurs fortes non-linéarités, offrent de bonnes performances à 200 °C, ainsi que la meilleure compacité. Il faudra néanmoins faire attention au risque d'emballement thermique lié à l'augmentation du courant de fuite à haute température ( $T > 250$  °C). Pour des températures ambiantes légèrement inférieures, de 150 à 175 °C, le PPS est aussi une solution

performante. Concernant le filtrage CEM, les condensateurs de type I-NP0 présentent un bon compromis entre compacité, stabilité et performance. Le Mica est également une alternative sérieuse pour le filtrage CEM. Les diélectriques céramiques les plus récents que nous avons caractérisés ne sont pas encore matures malgré des performances intéressantes. Les céramiques de type BNT sont en cours d'industrialisation et sont potentiellement les futures remplaçantes, à moyen terme, des céramiques de type X7R pour les applications "haute température".



---

## Références bibliographiques

- [1] A. BEAUGER, J. M. HAUSSONNE, AND J. C. NIEPCE. *Condensateurs*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (2007). 9, 21
- [2] G. GODEFROY. *Ferroélectricité*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (1996). 10
- [3] G. MOURIÈS. *Condensateurs utilisés en électronique de puissance*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (2007). 16
- [4] J. P. FERRIEUX AND F. FOREST. *Alimentations à découpage convertisseurs à résonance*. Ed. Dunod (2006). 16, 19
- [5] J. BONAL AND G. SEGUIER. *Entraînements électriques à vitesse variable, volume 3 : Interaction convertisseur-réseau et convertisseur-moteur-charge*. Ed. Tec&Doc (2000). 18
- [6] EUROCAE. *Do160-f/ed-14f - environmental conditions and test procedures for airborne equipment*. (2008). 18, 19
- [7] R.D. MIDDLEBROOK. *Input filter considerations in design and application of switching regulators*. IAS republished in advances in switch-mode power conversion, numéro 7, p91-107 (1983). 18
- [8] X. FENG, Z. YE, K. XING, F. C. LEE, AND D. BOROJEVIC. *Individual load impedance specification for a stable dc distributed power system*. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 99, Volume 2, 14-18 Mars 1999, p923 - 929 (1999). 18
- [9] E. MONMASSON. *Commande rapprochée de convertisseur statique 1, modulation de largeur d'impulsion*. Ed. Lavoisier, Hermes Science (2009). 18
- [10] C. JOUBERT. *Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés - nouvelle génération de condensateurs*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon (1996). 19

## Références bibliographiques

---

- [11] B. J. PIERQUET. *Inductance cancellation techniques with application to emi filters and components*. Thèse de doctorat, Massachusetts Institute of Technology (2004). 19
- [12] L. DUPONT. *Contribution à l'étude de la durée de vie des assemblages de puissance dans des environnements haute température et avec des cycles thermiques de grande amplitude*. Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan (2006). 25
- [13] J. HO AND R. JOW. *Characterization of high temperature polymer thin films for power conditioning capacitors*. Rapport technique ARL-TR-4880, US Army Research Laboratory (2009). 26
- [14] J. M. HAUSSONNE. *Céramiques pour l'électronique et é l'électrotechnique*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes (2002). 26
- [15] E. HARE. *Article technique du constructeur, diffusion barrier plating in electronics*. <http://www.semlab.com/diffusionbarrierplatinginelectronics.pdf>, le 1 Octobre 2011 (2007). 27
- [16] T. I. PROKOPOWICZ AND A. R. VASKAS. *Research and development, intrinsic reliability, subminiature ceramic capacitors, final report*. Rapport technique ECOM-90705-F, NTIS AD-864068 (1969). 29
- [17] R. MUNIKOTI AND P. DHAR. *Highly accelerated life testing (halt) for multilayer ceramic capacitor qualification*. IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Volume 11, Numéro 4 (1988). 29
- [18] G. DE WITH. *Structural integrity of ceramic multilayer capacitor materials and ceramic multilayer capacitors*. Elsevier, Journal of the European Ceramic Society, Volume 12, Numéro 5, p323-336 (1993). 30
- [19] AGILENT. *Impedance measurement handbook*. Documentation technique (2006). 33
- [20] HEWLETT-PACKARD. *Component measurement-impedance gain-phase analyzer hp4194a*. Documentation technique (2002). 33
- [21] AGILENT. *Agilent 4294a precision impedance analyzer data sheet*. Documentation technique (2008). 33
- [22] THERMONICS. *T2500e-t2500se precision temperature forcing system user's and maintenance manual (us patent no 5,205,132 rel. 0112 (3.0b) 1993)*. Documentation technique (2005). 34
- [23] R. ROBUTEL AND C. BUTTAY. *Notice d'utilisation carte c(v) pour appareil de mesure 4 points (hp4194a)*. Documentation technique (2009). 34
- [24] AGILENT. *Agilent 16065a ext voltage bias fixture operation and service manual*. Documentation technique, troisième édition (2001). 35

- [25] T. FUNAKI, T. KIMOTO, AND T. HIKIHARA. *Evaluation of capacitance-voltage characteristics for high voltage sic-jfet*. IEICE Electronics Express, Volume 4, Numéro 16, p517-523 (2007). [35](#)
- [26] AGILENT. *Agilent b1505a power device analyzer/curve tracer, data sheet*. Documentation technique (2010). [35](#)
- [27] R. ROBUTEL, C. MARTIN, C. BUTTAY, H. MOREL, AND R. MEURET. *Caractérisations des non-linéarités dans les condensateurs céramiques haute température*. Conférence Electronique de Puissance du Futur (2010). [35](#), [36](#), [37](#), [204](#)
- [28] O. BOSER. *Electromechanical resonances in ceramic capacitors and evaluation of the piezoelectric material's properties*. Advanced Ceramic Materials, Volume 2, Numéro 2, p323-336 (1987). [35](#)
- [29] Y. OUSTEN, S. MEJDI, A. FENECH, J. Y. DELETAGE, L. BECHOU, M. G. PERICHAUD, AND Y. DANTO. *The use of impedance spectroscopy, sem and sam imaging for early detection of failure in smt assemblies*. Elsevier, Microelectronics and reliability, Volume 38, Numéro 10, p1539-1545 (1998). [36](#)
- [30] C. NIES, S. HARRIS, AND S. CYGAN. *A comparison of multilayer ceramic capacitor technologies for high temperature applications*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 11-13 (2010). [43](#)

## Références bibliographiques

---

---

---

# Chapitre II

---

## Les matériaux magnétiques doux pour l'électronique de puissance à haute température

### 1 Etat de L'art

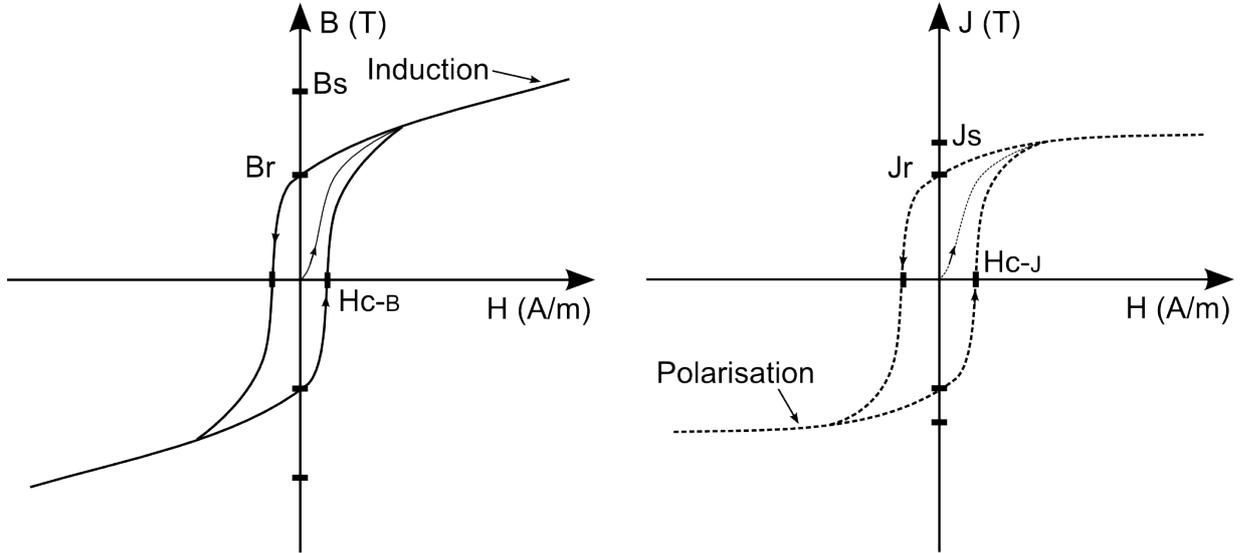
Une part importante des composants passifs, présents dans les convertisseurs de puissance, concerne les éléments inductifs tels que les inductances et les transformateurs. Le matériau magnétique "doux" (par opposition aux aimants dits "durs") est l'élément clé d'un composant inductif. Pour cette raison, nous préférons étudier les composants inductifs au niveau du matériau magnétique en exposant également quelques considérations sur les conducteurs et le "packaging".

Dans ce chapitre, nous présentons un état de l'art des matériaux magnétiques doux compatibles avec les applications d'électronique de puissance à "haute température". Puis, de manière analogue au premier chapitre, nous sélectionnerons et caractériserons les matériaux les mieux adaptés pour la conception d'un filtre CEM pour un onduleur de tension "haute température".

#### 1.1 Définitions et généralités

Un composant inductif est composé d'un ou plusieurs conducteurs qui forment les enroulements, autour d'un noyau composé de matériau magnétique. Ce matériau magnétique, dans la plupart des composants inductifs, est ferromagnétique ou ferrimagnétique [1]. A l'échelle macroscopique, nous considérons ces deux comportements comme identiques.

Les matériaux ferromagnétiques possèdent des propriétés non-linéaires. La non linéarité la plus significative concerne la relation entre le champ magnétique  $H$ , et l'induction magnétique  $B$ . Cette relation est décrite par un cycle d'hystérésis typique présenté à la fig. II.1. L'induction magnétique est définie par l'Equation II.1. La polarisation  $J$  est la contribution du matériau



**Figure II.1** – Cycles  $B\{H\}$  et  $J\{H\}$  typiques d'un matériau ferromagnétique.

ferromagnétique, on parle aussi d'aimantation  $M$  du matériau (Equation II.2).

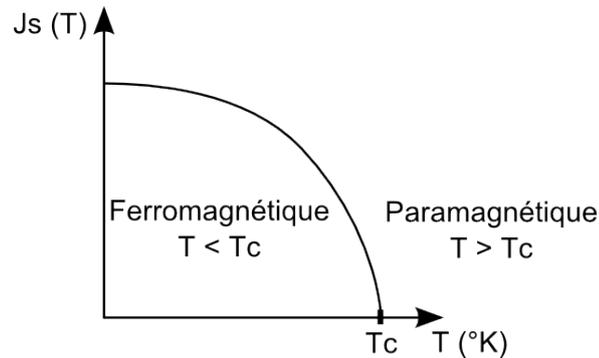
$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} + \vec{J} \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{J} = \mu_0 \cdot \vec{M} \quad (\text{II.2})$$

L'état initial du matériau est dit "désaimanté" lorsque  $B$  et  $H$  sont nuls. Soumis à une excitation, le matériau décrit une courbe de première aimantation qui atteint la saturation. Si cette excitation est périodique on observe un cycle d'hystérésis majeur. Les principales propriétés d'un cycle d'hystérésis  $B\{H\}$  sont le champ coercitif  $H_c$ , l'induction rémanente  $B_r$ , et la perméabilité relative  $\mu_r$ . Selon l'Equation II.1, l'induction rémanente est toujours égale à la polarisation rémanente ( $B_r = J_r$ ) pour l'ensemble des matériaux ferromagnétiques. La perméabilité relative peut être définie à un point quelconque d'abscisse  $h$  sur le cycle  $B\{H\}$  par la relation II.3. Elle est souvent définie pour  $h = 0$ , sur la courbe de première aimantation, on l'appelle alors la perméabilité relative initiale.

$$\mu_{rh} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \left. \frac{\partial B}{\partial H} \right|_{H=h} \quad (\text{II.3})$$

Pour les matériaux à forte perméabilité ( $\mu_r > 100$ ) les cycles  $B\{H\}$  et  $J\{H\}$  sont confondus. Par abus de langage, le terme d'induction à saturation ( $B_s$ ) au lieu de polarisation à saturation ( $J_s$ ) est fréquemment utilisé. Nous nous intéresserons principalement au cycle  $B\{H\}$  à une



**Figure II.2** – Polarisation à saturation en fonction de la température d'un matériau ferromagnétique.  $T_c$  la température de Curie.

échelle macroscopique. Ces propriétés caractéristiques du matériau sont souvent dépendantes d'autres grandeurs physiques telles que la température, les contraintes mécaniques, le type et la fréquence de l'excitation électrique ( $B$  ou  $H$  imposé, sinusoïdale ou autres).

Avec le champ coercitif, la propriété de rémanence est la distinction majeure entre matériaux "doux" et "durs". Les alliages "doux" minimisent  $B_r$  et  $H_c$  afin de réduire les pertes dynamiques et de maximiser la plage de fonctionnement en  $\Delta B/\Delta H$ . Au contraire, les matériaux "durs" (les aimants) les maximisent. On définit également une température de Curie, au-delà de laquelle le ferromagnétisme disparaît. Le matériau devient alors paramagnétique ( $J=0$ ). La fig. II.2 montre l'allure typique de la polarisation à saturation du matériau en fonction de la température.

L'énergie volumique fournie au sein du matériau magnétique est définie par l'Equation II.4. L'énergie stockée dans le matériau est donc inférieure car il faut tenir compte des pertes. Elle est limitée par la polarisation à saturation  $J_s$  du matériau (fig. II.1). L'énergie peut croître pour des inductions supérieures à  $J_s$ , mais avec une perméabilité qui correspond à  $\mu_r = 1$ . C'est équivalent à l'énergie stockée dans l'air ou le vide. On notera également que les fortes perméabilités ne favorisent pas le stockage de l'énergie magnétique car le matériau atteint la saturation pour de faibles valeurs de  $H$ . Cette considération est importante car elle justifie l'usage de matériaux "basse perméabilité" ou de circuits magnétiques à entrefer pour certains types d'inductances ou de transformateurs.

$$W = \int_{B_{ini}}^{B_{final}} H.dB \quad (\text{II.4})$$

En régime périodique, l'énergie volumique qui est dissipée dans le matériau sous forme de chaleur pour un cycle d'hystérésis de surface  $A$  est définie à l'Equation II.5. Cette dissipation d'énergie, représentée par la surface du cycle d'hystérésis sur la caractéristique  $B\{H\}$ , constitue des pertes propres au matériau magnétique. On retrouve les pertes volumiques et massiques,

## Chapitre II. Les matériaux magnétiques doux pour l'électronique de puissance à haute température

---

souvent décrites dans les documentations des constructeurs, à travers la fréquence de balayage  $f$  du cycle et la masse volumique  $\rho_{vol}$  du matériau (Equation II.6 et II.7).

$$W_{hyst} = \oint_A HdB \quad (\text{II.5})$$

$$P_{vol} = f \times W_{hyst} \quad (\text{II.6})$$

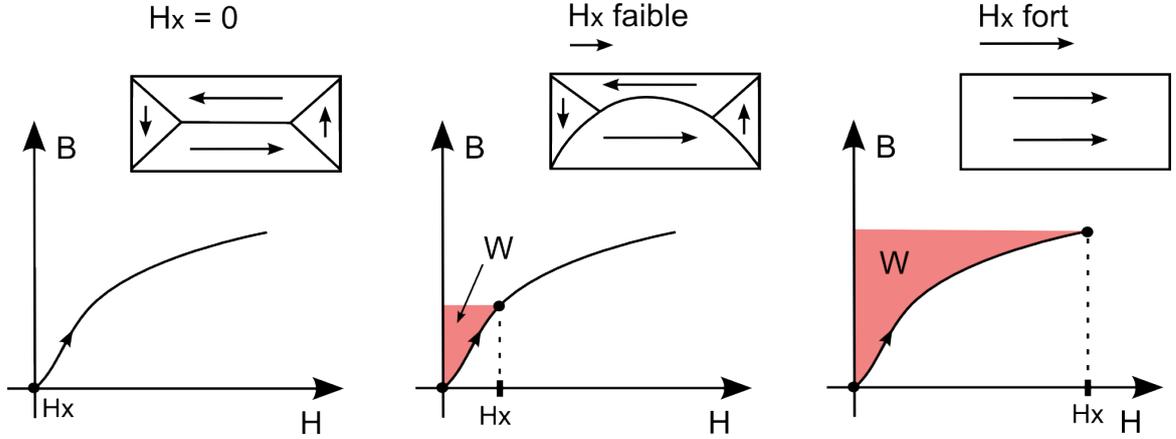
$$P_{kg} = \frac{P_{vol}}{\rho_{vol}} \quad (\text{II.7})$$

Le ferromagnétisme est un mécanisme complexe qui est étudié à différentes échelles. A l'échelle d'un réseau cristallin, le matériau ferromagnétique présente une anisotropie dite magnéto-cristalline liée aux interactions atomiques de l'alliage. Il en résulte des directions de facile aimantation. Des contraintes mécaniques peuvent modifier cette anisotropie par un phénomène de magnétostriction. Les contraintes sont d'origine interne, induites par la fabrication du matériau, ou externe, induites réciproquement par une excitation magnétique externe. Ce couplage magnéto-mécanique est quantifié à travers un coefficient de magnétostriction que l'on retrouve dans les documentations des constructeurs. Il est défini, à l'Equation II.8 comme la variation relative de la longueur  $L$  d'un échantillon lorsqu'il est saturé par rapport à une excitation nulle.

$$\lambda_s = \frac{L_{B=J_s}}{L_{B=0}} \quad (\text{II.8})$$

A l'échelle d'un ou de plusieurs grains cristallins, le matériau est structuré en domaines magnétiques où l'aimantation est uniforme (domaines de Weiss). En fonction des grains cristallins (taille, anisotropie...) et des singularités (défauts, joints de grains...) les domaines s'organisent pour atteindre un équilibre énergétique. Chaque domaine magnétique est délimité par une paroi (paroi de Bloch). Lorsque le matériau est soumis à un champ extérieur, fig. II.3, l'équilibre énergétique du matériau est modifié. Les domaines sont modifiés, d'abord par des mouvements de paroi puis par la rotation des domaines. A la saturation, le champ magnétique est uniforme et unidirectionnel dans l'ensemble du matériau. Les mouvements de paroi et de rotations de domaines requièrent de l'énergie. Ils constituent une part des pertes par hystérésis du matériau magnétique. Pour des matériaux dont les résistivités sont élevées et/ou les géométries optimisées (tôles ou rubans isolés) afin de réduire les pertes dites "classiques" (décrites ci-après), le mécanisme de mouvement de paroi est une part significative des pertes du matériau magnétique.

A l'échelle macroscopique et pour la conception, on utilise le cycle  $B\{H\}$  du matériau. Pour remonter aux grandeurs électriques, on définit des relations liées à la géométrie. En première



**Figure II.3** – Illustration de la modification des domaines magnétiques et du déplacement des parois de domaines en fonction du champ externe  $H_x$  et du cycle  $B\{H\}$ .  $W$  est l'énergie volumique fournie au matériau.

approximation, on linéarise le cycle  $B\{H\}$  autour d'un point de fonctionnement. La relation entre le champ magnétique et l'induction magnétique est alors donnée par l'Equation II.9.

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} \quad (\text{II.9})$$

Pour un matériau dont la relation entre  $B$  et  $H$  est linéaire et dont les pertes sont faibles, l'énergie volumique stockée est donnée par l'Equation II.10. Le matériau magnétique est limité par la saturation de la polarisation. Toujours pour une relation linéaire entre  $B$  et  $H$ , on peut exprimer l'énergie volumique maximale fournie par l'Equation II.11

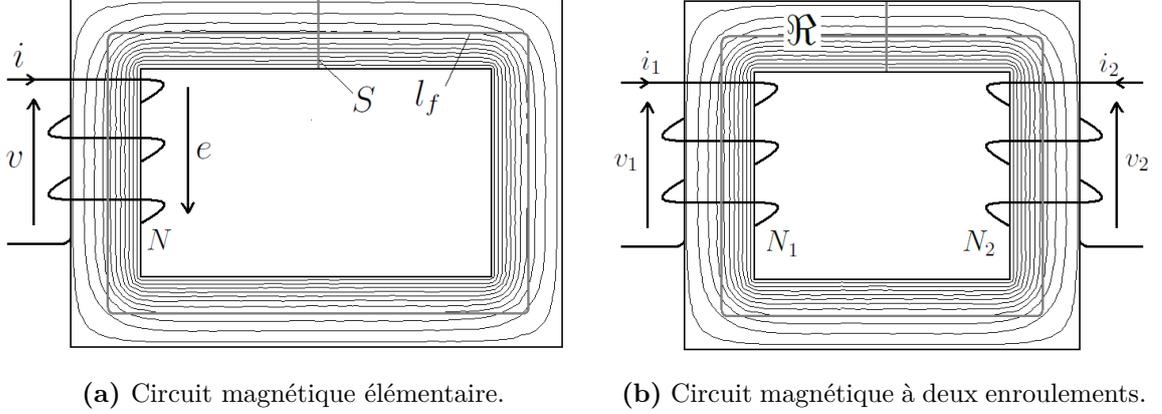
$$W = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H^2 \quad (\text{II.10})$$

$$W_{max} = \frac{B_s^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} \quad (\text{II.11})$$

Le flux magnétique à travers une surface  $S$  est défini à l'Equation II.12. Par rapport à la fig. II.4 (a), nous faisons l'hypothèse que la surface considérée est limitée à la section du circuit magnétique et l'orientation de l'induction est considérée normale à cette section. En pratique, Il existe un flux de fuite que l'on peut négliger lorsque les perméabilités sont élevées.

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.12})$$

La force électromotrice induite par la variation du flux magnétique est donnée par l'Equa-



**Figure II.4** – Illustrations d'un circuit magnétique élémentaire et d'un circuit magnétique à deux enroulements.

tion II.13 aux bornes d'un enroulement de  $N$  spires.

$$e = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.13})$$

Pour un circuit magnétique à  $n$  enroulements, la relation II.14 issue du théorème d'Ampère fournit le lien entre le courant circulant dans les enroulements et le champ magnétique dans le matériau magnétique. Le champ magnétique est considéré homogène sur la section du matériau.

$$\int_{l_f} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum_{i=1}^n N_i \cdot i_i \quad (\text{II.14})$$

On définit ensuite la réluctance  $\mathfrak{R}$  du circuit magnétique à l'Equation II.15. L'expression de la réluctance et l'Equation II.14 nous permettent d'écrire une loi d'Ohm magnétique (Equation II.16).

$$\mathfrak{R} = \frac{l_f}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S} \quad (\text{II.15})$$

$$\mathfrak{R} \cdot \Phi = \sum_{i=1}^n N_i \cdot i_i \quad (\text{II.16})$$

Dans le cas d'un unique enroulement, en utilisant l'Equation II.13 de la force électromotrice, on peut exprimer une relation faisant apparaître la notion d'inductance (ou d'inductance propre) à l'Equation II.17 et l'Equation II.18.

$$\Phi = \frac{N}{\mathfrak{R}} \cdot i \Leftrightarrow \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N}{\mathfrak{R}} \cdot \frac{di}{dt} \Leftrightarrow e = -\frac{N^2}{\mathfrak{R}} \cdot \frac{di}{dt} = -v \quad (\text{II.17})$$

$$v = L \cdot \frac{di}{dt}, \text{ avec } L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (\text{II.18})$$

Les inductances couplées ou les transformateurs possèdent au minimum deux enroulements pour un même circuit magnétique. Ces relations peuvent être ensuite généralisées à un composant à  $n$  enroulements. La notion d'inductance mutuelle  $M$  représente la force électromotrice induite aux bornes d'un enroulement par un courant circulant dans un autre enroulement. Le système d'Equations pour un transformateur à deux enroulements est défini à l'Equation II.19.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Pour illustrer au sein des équations électriques l'imperfection du couplage électromagnétique liée à un flux de fuite, on introduit souvent un coefficient de couplage  $k_{12}$  qui est décrit à l'Equation II.20. Dans l'hypothèse où le flux de fuite est nul,  $k_{12}$  serait égal à 1. Physiquement, le flux créé par un enroulement n'est pas égal au flux vu par le second. Pour les circuits magnétiques à entrefer ou à faible perméabilité, ce flux de fuite peut être non négligeable. Le flux de fuite est couramment représenté par une inductance de fuite dans les schémas équivalents électriques.

$$k_{12} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = M \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot L_1 = M \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot L_2 \quad (\text{II.20})$$

Dans un composant inductif, les pertes sont diverses. On distingue les pertes dans les conducteurs et dans le matériau magnétique. En statique, il existe les pertes joules liées à la résistivité du conducteur, dites pertes par conduction continue. En dynamique, la diffusion du champ magnétique décrite par la loi de Maxwell-Faraday, impose pour un conducteur unique un effet de peau, dont l'épaisseur de peau peut être définie par l'Equation II.21 ( $\rho$  la résistivité du matériau). La densité de courant n'est pas homogène sur la section du conducteur. Lorsque plusieurs conducteurs, voire plusieurs enroulements, sont proches, le cas typique des bobinages d'un composant inductif, il apparaît également un effet de proximité, toujours causé par la diffusion du champ magnétique dans les conducteurs [2]. On parle alors d'une résistance apparente de l'enroulement à une fréquence donnée, qui est nettement supérieure à la résistance vue par un courant continu.

$$\delta_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}} \quad (\text{II.21})$$

Les pertes par hystérésis existent en statique (ou quasi-statique) mais sont largement do-

minées par les pertes par hystérésis dynamiques. La diffusion du champ magnétique est aussi responsable de pertes par courants induits (courants de Foucault) et d'un effet de peau au sein du matériau magnétique. Lorsque la fréquence d'excitation augmente, l'induction n'est plus homogène sur la section du circuit magnétique, la perméabilité apparente (macroscopique, mesurable aux bornes de l'enroulement) diminue, les pertes augmentent fortement et sont localisées vers l'extérieur du circuit magnétique. Ces pertes sont dites "classiques". Les mouvements de parois et les rotations de domaines sont aussi responsables de pertes supplémentaires.

La compréhension et la description du comportement des matériaux magnétiques (indirectement des mécanismes de pertes) sont difficiles. De nombreux travaux portent sur le développement de modèles, mais on ne dispose pas aujourd'hui de modèles légers, faciles à identifier et précis pour la conception. De manière empirique, les pertes sont souvent modélisées par une équation dite de Steinmetz (Equation II.22) en régime sinusoïdale. Les coefficients  $\lambda$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  sont ajustés depuis des caractérisations expérimentales, pour chaque matériau, en fonction d'un type d'excitation, à différentes amplitudes maximales  $B_m$  et à différentes fréquences  $f$ . A l'aide de diagramme de pertes, on renseigne ce type de modèle pour la conception. Des travaux tentent d'introduire cette approche empirique pour les simulateurs temporels de type circuit en électronique de puissance [3].

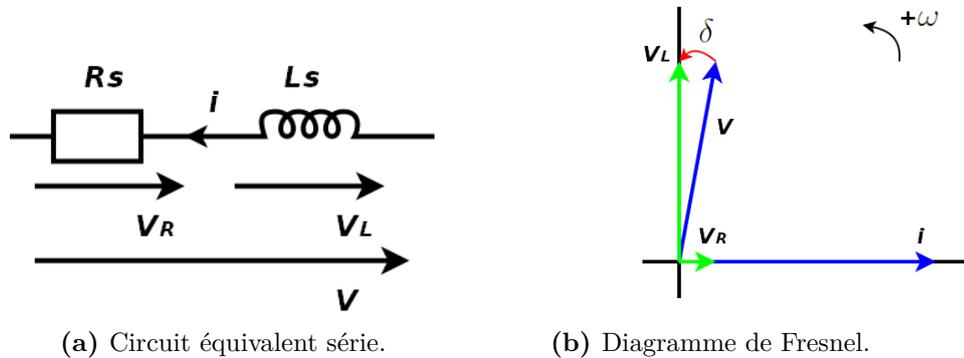
$$P_{vol} = \lambda \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (\text{II.22})$$

Pour étudier le matériau magnétique sur une large plage de fréquences, on introduit la notion de perméabilité relative complexe (Equation II.23). Le cycle d'hystérésis  $B\{H\}$  est supposé linéaire. Le matériau magnétique est associé à un circuit électrique équivalent simplifié de type R-L (fig. II.5). Ce circuit peut être de type série ou parallèle.

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (\text{II.23})$$

En un point de fonctionnement donné et pour un circuit équivalent série, la partie inductive est représentée par une inductance parfaite  $L_s$ , et les pertes sont modélisées par une partie résistive  $R_s$ . Les relations entre les paramètres géométriques ( $S$ ,  $l_f$  et  $N$ ), la perméabilité complexe et les éléments équivalents du schéma électrique sont décrites par les Equations II.24 et II.25

$$L_s = \mu' \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{S}{l_f} \quad (\text{II.24})$$



**Figure II.5** – Circuit équivalent série et diagramme de Fresnel utilisés pour définir la perméabilité complexe.

$$R_s = \mu'' \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{S}{l_f} \cdot 2\pi f \quad (\text{II.25})$$

Le matériau possède alors un facteur de pertes défini à l'Equation II.26.

$$\tan \delta = \frac{\mu''}{\mu'} = \frac{R_s}{L_s \cdot \omega} \quad (\text{II.26})$$

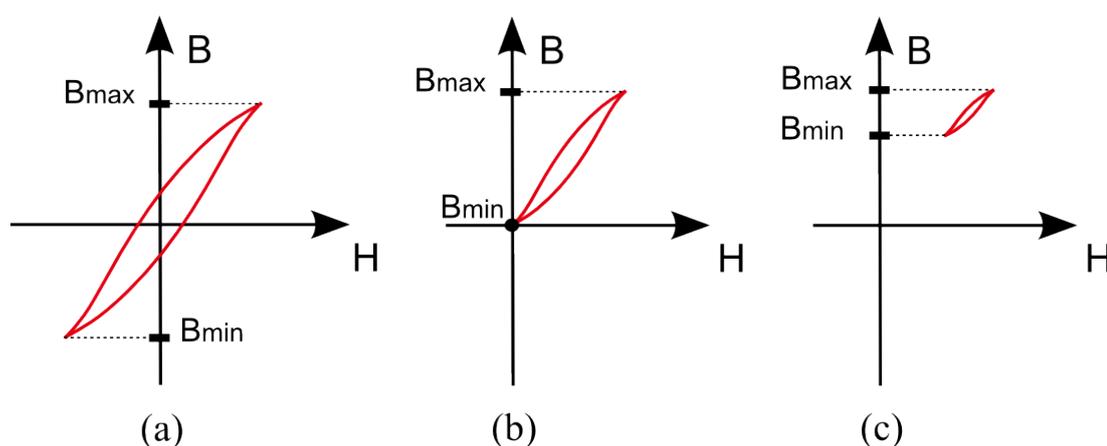
Ce type de représentation est utilisé souvent pour des fréquences élevées, de quelques kilohertz à plusieurs dizaines de gigahertz, pour les blindages par exemple. En électronique de puissance, la perméabilité complexe est souvent indiquée dans les documentations des constructeurs de noyaux en ferrite. Les mesures de perméabilité complexe sont issues pour la plupart de mesures de spectroscopie d'impédance réalisées sous faible excitation ( $B \ll B_s$ ). Bien que ce type d'information soit utile pour juger des qualités fréquentielles d'un matériau magnétique, il est parfois impossible d'extrapoler les pertes à un autre point de fonctionnement à cause des non-linéarités du matériau magnétique.

Les caractéristiques attendues d'un bon matériau magnétique "doux" sont listées ci-après par ordre d'importance :

- Faibles pertes à des fréquences élevées
- Polarisation à saturation élevée
- Température de Curie élevée
- Propriétés stables sur une large plage de températures
- Faible magnétostriction
- Perméabilité ajustable
- Géométries variées (toriques, planaires, tôles...)

- Peu de matériaux dits "terres rares" (*Nb* entre autres), indirectement le coût

### 1.2 L'usage des matériaux magnétiques doux dans les convertisseurs de puissance



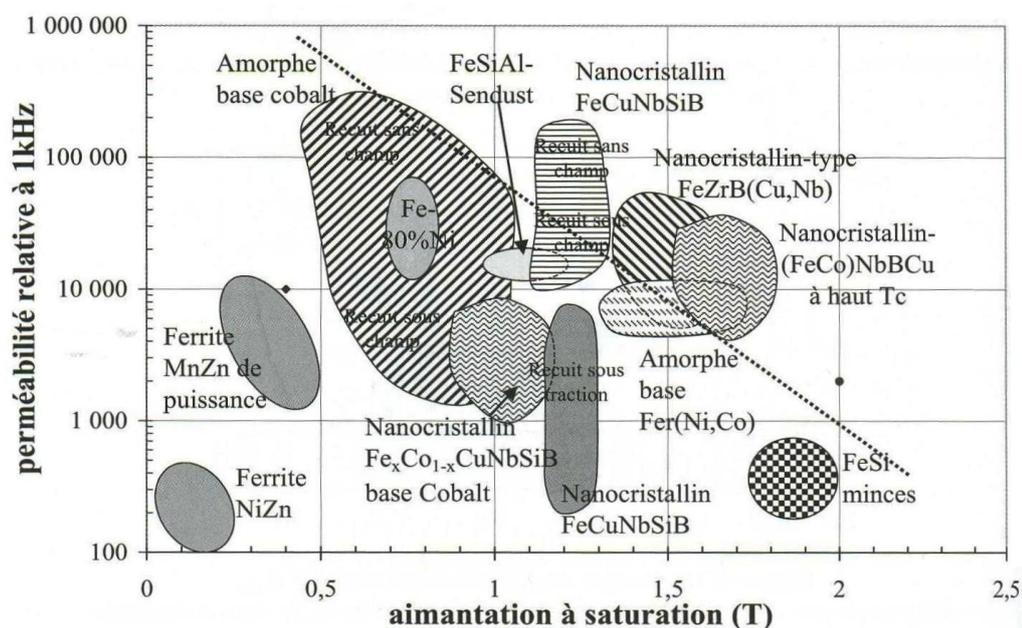
**Figure II.6** – Cycles  $B\{H\}$  pour différents types d'excitations de composants inductifs.

Le fonctionnement d'un composant inductif peut être représenté par son excitation magnétique sur le cycle  $B\{H\}$  du matériau magnétique [4]. La plupart des usages rencontrés en électronique de puissance est couverte par les différentes excitations présentées à la fig. II.6. Les cycles d'hystérésis sont des cycles mineurs (par opposition aux cycles majeurs). La saturation n'est pas atteinte pour les usages typiques de l'électronique de puissance sauf dans des cas très particuliers. On peut lister certains composants couramment utilisés qui sont associés à ces excitations avec les analyses pragmatiques usuelles :

- **Excitation de grande amplitude, fig. II.6 (a).** Ce type de cycle symétrique représente un usage de type transformateur. On retrouve cet usage pour un transformateur présent dans une alimentation de type push-pull, demi-pont, ou pont complet, où le transfert d'énergie est direct. Ce cycle représente également un cycle que pourrait décrire une inductance de filtrage de mode commun. Le matériau possède généralement une perméabilité élevée ( $> 1000$ ) pour garantir un bon coefficient de couplage, et des pertes faibles car l'excitation est de grande amplitude (Equation II.22). Pour des matériaux à basse perméabilité, ce cycle peut décrire le fonctionnement d'une inductance résonante. L'inductance résonnante requiert aussi de bonnes performances à des fréquences élevées, et un cycle assez linéaire pour conserver une valeur d'inductance stable en fonction de l'amplitude de l'excitation (à différents points de fonctionnement).

- **Excitation de grande amplitude avec une composante continue, fig. II.6 (b).**  
Ce type de cycle asymétrique représente un usage de type transformateur Flyback ou Forward. Le transfert d'énergie peut être direct ou indirect. Le mode de fonctionnement optimal de ce type d'alimentation à découpage [5], impose une grande amplitude de l'excitation. Les fréquences d'excitation sont généralement élevées. Si le matériau stocke de l'énergie (transfert indirect), la perméabilité doit être faible ( $< 1000$ ) pour ne pas atteindre la saturation (Equation II.11). De bonnes performances à des fréquences élevées sont également requises. On retrouve ce type de cycle  $B\{H\}$  pour des transformateurs d'impulsion (signal, isolement) mais les considérations énergétiques sont moins importantes.
- **Excitation de faible amplitude avec une forte composante continue, fig. II.6 (c).**  
Les inductances utilisées dans les convertisseurs de type Buck, Boost, ou les inductances de filtrage de mode différentiel correspondent au fonctionnement décrit par le cycle (c). La composante continue, qui est le courant de ligne, possède une ondulation à une fréquence élevée mais l'amplitude est modérée. La forte composante continue impose d'utiliser un matériau à basse perméabilité pour éviter la saturation. Pour des raisons identiques à l'usage de l'inductance résonante, il est préférable d'avoir un cycle assez linéaire et des pertes faibles bien que l'amplitude de l'excitation alternative soit modérée. Certaines inductances de mode différentiel ou de Boost (pour les PFC) sont également soumises à une excitation basse fréquence (à la fréquence du réseau) au lieu d'une composante continue.

On constate que les usages des matériaux magnétiques dans les convertisseurs de puissance sont variés mais quelques tendances ressortent. Dans tous les usages liés à la conversion d'énergie au sein d'un convertisseur de puissance (Forward, Flyback, Boost...), les pertes doivent être faibles car l'amplitude des excitations est souvent importante (grand  $\Delta B$ ), et les fréquences toujours élevées (1  $kHz$  à 1  $MHz$ ). La perméabilité doit également être conservée sur une large plage de fréquences. Hormis ces caractéristiques communes qui sont requises, on distingue deux fonctionnements, un fonctionnement de type transformateur qui assure un transfert direct d'énergie, et un fonctionnement de type inductance qui privilégie le stockage d'énergie. On utilise respectivement des perméabilités élevées et faibles. Ces deux fonctionnements se retrouvent dans les composants inductifs que nous utiliserons pour la conception d'un filtre CEM : une inductance de mode commun et une inductance de mode différentiel. L'étude des matériaux magnétiques pour la conception d'un filtre CEM "haute température" nous autorise ainsi à généraliser certains résultats pour la plupart des usages des matériaux magnétiques rencontrés en électronique de puissance.



**Figure II.7** – Vue générale des matériaux magnétiques doux pour les moyennes fréquences dans un diagramme  $B_s - \mu_r$  [6].

### 1.3 Matériaux pour l'électronique de puissance et la "haute température"

Les grandes familles de matériaux magnétiques pour l'électronique de puissance sont présentés à la fig. II.7. Il faut également ajouter à ces matériaux les poudres de fer. Parmi ces matériaux, certains possèdent des températures de Curie supérieures à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Ils pourraient, par conséquent, fonctionner à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Les principaux alliages qui répondent à ce critère sont listés au Tableau II.1. L'Annexe C, page 257, détaille plus finement les caractéristiques des matériaux présentés à la fig. II.7 et au Tableau II.1 par rapport à un usage à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Les grandeurs, issues de la bibliographie, qui sont indiquées dans le Tableau II.1 sont représentatives des qualités attendues d'un matériau magnétique. La compacité d'un composant magnétique est dépendante de la polarisation à saturation (densité de flux magnétique) et du niveau de pertes (limitation thermique et rendement) qui lui-même est fortement dépendant de la fréquence (courants induits, pertes par hystérésis). Il est alors utile d'associer la polarisation à saturation  $J_s$  et la plage de fréquences d'utilisation du matériau  $f_{util}$ . On retrouve cette considération avec le critère  $f \times B_{max}$  souvent employé dans la littérature pour comparer des matériaux à un niveau de pertes volumiques donné. Le champ coercitif  $H_c$  et la résistivité sont également des bons indicateurs concernant les pertes dynamiques. La température de Curie  $T_c$

est la limitation intrinsèque du matériau en température. La polarisation à saturation décroît toujours lorsque la température augmente (fig. II.2), une température de Curie élevée indique que cet effet sera limité pour un fonctionnement à 200 °C. Enfin, la magnétostriction  $\lambda_s$  est un critère important dans un dimensionnement car un faible coefficient diminue les contraintes mécaniques sur l'assemblage (conducteurs, noyau, isolants) et réduit les perturbations sonores.

Les matériaux magnétiques dans un filtre CEM sont utilisés par deux composants : l'inductance de mode commun et l'inductance de mode différentiel. Il est nécessaire d'utiliser des matériaux à haute perméabilité pour l'inductance de mode commun, et à basse perméabilité pour l'inductance de mode différentiel. Outre la perméabilité, nous verrons au chapitre suivant que le filtre CEM requiert une bande passante très large pour le filtrage des perturbations conduites. Pour un onduleur de tension dédié à la commande d'actionneur, la fréquence de découpage de la MLI, dont dépendent les premières harmoniques avec les plus fortes amplitudes, est comprise entre 10 kHz et 30 kHz. Les normes sont définies jusqu'à 30 MHz (152 MHz dans la dernière norme DO-160F [7]). La plage de fréquences s'étend donc sur plus de trois décades. Cette contrainte fréquentielle sur le matériau magnétique est relativement exigeante.

Actuellement, les démonstrateurs, fonctionnant dans les environnements haute température, conservent des fréquences de découpage traditionnelles. Néanmoins, l'utilisation des composants à semi-conducteur à grand gap (*SiC* et *GaN*) permettra probablement d'augmenter les fréquences de commutation de la MLI entre 50 kHz et 200 kHz [8, 9]. Les pertes dynamiques au sein du matériau magnétique seront alors plus importantes, et le spectre des perturbations conduites (fig. I.7, page 19) sera déplacé vers des fréquences plus élevées. Il est donc important de sélectionner des matériaux qui conservent leurs propriétés à des fréquences élevées et dont les pertes sont faibles.

Nous pouvons rapidement écarter les tôles (*FeNi*, *FeCo* et *FeSi*) qui ne sont pas adaptées à notre gamme de fréquence. Les rubans amorphes sont sensibles au vieillissement thermique et ne répondront pas aux besoins des applications dont la durée de vie est longue (>20 000 heures). Ce phénomène de vieillissement est abordé à la section 3.3, page 84. Nous écartons également les ferrites pour la puissance car leurs performances globales à 200 °C sont nettement inférieures à celles des nanocristallins ou à celles des poudres de fer. Un inconvénient majeur est la forte augmentation des pertes en fonction de la température au-delà d'une centaine de degrés Celsius [10]. A cause de cette propriété, le noyau devrait être surdimensionné pour présenter des pertes volumiques et des conditions de stabilité thermique tolérables. Pour l'inductance de mode commun, les perméabilités et les polarisations à saturation des ferrites sont faibles comparées à celles des rubans nanocristallins à haute perméabilité. Pour l'inductance de mode différentiel, les faibles polarisations à saturation et la possibilité éventuelle d'avoir un entrefer,

## Chapitre II. Les matériaux magnétiques doux pour l'électronique de puissance à haute température

---

désavantagent les ferrites par rapport aux poudres de fer ou aux rubans nanocristallins à basse perméabilité.

Deux types de matériaux se distinguent alors pour une utilisation dans un filtre CEM à haute température, il s'agit des rubans nanocristallins et des poudres de fer. Parmi les rubans nanocristallins, les matériaux qui sont industrialisés et qui présentent d'excellentes performances sont les nanocristallins de type Finemet ( $Fe_{73,5}Cu_1Nb_3Si_{15,5}B_7$ ) [6, 11–16]. Les matériaux à basse perméabilité telles que les poudres de fer ont des pertes dynamiques supérieures aux nanocristallins à basse perméabilité [17]. Cependant, certaines poudres, comme les poudres de  $FeNi$  (HighFlux), possèdent des polarisations à saturation élevées, une température de Curie élevée et des pertes modérées dans les moyennes fréquences (entre 1  $kHz$  et 100  $kHz$ ).

Les grandeurs indiquées dans le Tableau II.1 sont définies ci-après :

- $J_s$  : Polarisation à saturation en  $T$
- $H_c$  : Champ coercitif (statique ou quasi-statique) en  $A/m$
- $\mu_r$  : Perméabilité relative
- $\lambda_s$  : Coefficient de magnétostriction en ppm ( $\times 10^{-6}$ )
- $\rho$  : Résistivité du matériau à 25 °C en  $\Omega.m$
- $T_c$  : Température de Curie du matériau en °C
- $f_{util.}$  : Plage de fréquence d'utilisation typique du matériau en  $Hz$

Matériau	Composition	$J_s$ (T)	$H_c$ (A/m)	$\mu_r$	$\lambda_s$ (ppm)	$\rho$ ( $\Omega m$ )	$T_c$ ( $^{\circ}C$ )	$f_{util.}$ (Hz)
Tôles	$FeNi$	0,75 - 1,6	0,01 - 4	10k - 300k	0 - 1	40 $\mu$ - 100 $\mu$	230 - 400	50 - 400
	$FeCo$ [18, 19]	2,1 - 2,3	1 - 2	5k - 20k	20 - 60	20 $\mu$ - 50 $\mu$	920	50 - 1k
	$Fe - 3Si$	2	0,1 - 5	5k - 40k	0,8 - 8	50 $\mu$	740	50 - 1k
	$Fe - 6,5Si$	1,8	20	2k - 20k	0,1	82 $\mu$	700	50 - 1k
Amorphes	$Fe_{79}B_9Si_9C_3$	1,56	8	45k - 600k	27	130 $\mu$	395	50 - 10k
	$Fe_{77}B_{16}Si_5Cr_3$	1,41	8	20k - 35k	20	138 $\mu$	358	50 - 10k
	$Co_{70}(FeMo)_2Mn_5(SiB)$	0,75	1	2k - 3,5k	0 - 1	130 $\mu$	365	1k - 50k
	$(CoFe)_{89}(MnMoSiB)_{11}$	1	1	1,1k - 2k	0 - 1	115 $\mu$	485	1k - 50k
Nanocrystallins	$Fe_{73,5}Cu_1Nb_3Si_{15,5}B_7$	1,25	0,5 - 2	25k - 180k	0 - 1	1,2 $\mu$	570	1k - 50k
	$Fe_{73,5}Cu_1Nb_3Si_{15,5}B_7$	1,25	2 - 6	200 - 3k	0 - 1	1,2 $\mu$	570	1k - 300k
	$(Fe_{73}Co_{27})_{73,5}Cu_1Nb_3Si_{13,5}B_9$	1,1	18	5k - 10k	-	-	400	1k - 20k
	$Fe_{64,5}Co_{20}Nb_5B_{8,5}P_2$	1,67	40 - 110	1k - 5k	-	-	> 900	50 - 5k
	$Fe_{86}Cu_1Zr_7B_6$	1,52	3 - 8	30k - 60k	-1,1 - 0,2	0,6 $\mu$ - 1,5 $\mu$	730 - 760	50 - 10k
	$Fe_{44}Co_{44}Zr_{17}B_4Cu_1$	1,5	30 - 40	2k	25 - 32	50 $\mu$	985	50 - 5k
	$Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_4$	0,5 - 0,55	10 - 20	1,5k	-	5 - 8	280	50k - 500k
Ferrites	$Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_4$	0,45 - 0,4	50 - 60	900	-	10	300	500k - 2M
	$Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$	0,35 - 0,3	140 - 160	80 - 100	-	100k	260 - 400	1M - 10M
	$Fe_{85}Si_9Al_6$	1,05	40	26 - 125	-	0,01	500	20k - 300k
Poudres	$Fe_{17}Ni_{79}Mo_4$	0,75	24	14 - 550	12,9	0,01	460	20k - 500k
	$Fe_{50}Ni_{50}$	1,5	80	14 - 160	-	0,01	500	10k - 200k
	$Fe_{92,5}Si_{6,5}$	1,6	100 - 120	14 - 147	-	0,01	700	10k - 200k

Tableau II.1 – Tableau comparatif des matériaux magnétiques.

### 1.4 Conducteurs et packaging

Un composant inductif est composé de conducteurs, d'isolants et d'un ou plusieurs matériaux magnétiques. Il faut donc considérer également ce que l'on appelle le packaging (assemblage, enrobage, encapsulant, colles...). Les cyclages thermiques, à travers les différences de CTE, sont la source de nombreux et fréquents modes de défaillance. Ce problème est très important pour les condensateurs, car intrinsèquement, il s'agit d'un empilement d'un matériau conducteur et d'un matériau isolant aux CTE différents, et le fonctionnement d'un condensateur impose que l'interface soit de bonne qualité (pas de fissures, cavités...). Cela est différent pour les composants inductifs car le bobinage peut être positionné avec beaucoup plus de flexibilité qu'une électrode. La contrainte de cyclage thermique est donc moins critique, mais comme pour les condensateurs, les données sont rares pour des fonctionnements de longue durée à 200 °C et en environnement sévère.

Si l'on ne considère pas le cyclage thermique, un fonctionnement permanent dans un environnement à 200 °C reste une contrainte forte. En prenant en compte l'auto-échauffement, les températures maximales peuvent facilement atteindre 250 °C en continu ( $\Delta T \simeq 50$  °C). Actuellement, le packaging des matériaux magnétiques que nous avons sélectionnés ne supporte pas des températures supérieures à 150 °C. Et généralement, la plupart des isolants (vernis, enrobages, encapsulants...) n'est pas conçue pour tenir 200 °C. Il s'agit souvent de vernis émaillés ou de résines époxydes.

Il existe néanmoins des solutions industrialisées pour les conducteurs qui supportent jusqu'à 260 °C pour plusieurs milliers d'heures de fonctionnement [41, 42]. Il s'agit de fils émaillés où s'ajoute une couche isolante en polyimide (PI). Ce type de fil est très comparable à des fils émaillés classiques en regard des propriétés mécaniques et du foisonnement. Ces conducteurs isolés sont souvent utilisés en tant que bobinage dans les moteurs électriques de forte puissance massique (ou volumique). Le procédé s'applique également aux feuillets, méplats et fils de Litz. On dispose donc pour les conducteurs isolés d'une solution mature et robuste pour le dimensionnement d'un composant inductif devant fonctionner à 200 °C ambiant.

Pour des températures plus élevées ( $> 260$  °C), il existe des variantes qui utilisent des couches plus épaisses associées à du PTFE. Il existe aussi des isolants à base de vernis imprégnés de mica ou de fibre de verre. Enfin pour des températures très élevées, on utilise directement une fibre céramique, une fibre de verre, ou une fibre de mica. Le matériau conducteur est principalement du cuivre nickelé, puis, à plus de 600 °C, du nickel exclusivement. On trouve des fils qui se bobinent plus ou moins aisément jusqu'à 500 °C ([42]), mais le foisonnement et la durée de vie de l'isolant diminuent très fortement lorsque la classe de température augmente.

Ces conducteurs très haute température sont principalement des câbles de distribution ou de mesure résistants à un incendie et ne conviennent pas pour un bobinage.

L'enrobage ou le boîtier des noyaux magnétiques en rubans nanocristallins réalise plusieurs fonctions. Il protège mécaniquement et isole électriquement les rubans. Les résines époxydes, habituellement utilisées pour cette fonction, sont limitées à environ 180 °C. Certains vernis d'imprégnation supportent jusqu'à environ 220 °C. D'autres solutions, utilisées dans les modules de puissance, à base de silicones résistent à des températures proches de 250 °C (sur un temps limité et selon les documentations des constructeurs). L'utilisation de certains polymères listés pour les condensateurs haute température serait potentiellement envisageable. La solution d'un boîtier usiné en PTFE, en PEEK ou en céramique est aussi possible, mais l'encombrement mécanique est pénalisant pour la fenêtre de bobinage du noyau. Il existe donc des solutions potentielles pour trouver un packaging tenant de façon permanente des températures jusqu'à 250 °C, mais on constate que cet aspect constitue actuellement une limitation.

Aux limites d'utilisation, les propriétés de ces isolants sont mal connues car elles dépendent très fortement de la formulation et des conditions de mise en œuvre qui ne sont pas communiquées par les fabricants. Comme pour les condensateurs, les données sont rares à propos de leur comportement à long terme et à haute température car il y a peu d'applications et de retour d'expérience. Il s'agit donc de trouver et d'adapter des technologies existantes pour fournir une solution industrielle à 200 °C. Néanmoins, il serait possible que ces technologies, souvent utilisées largement en-deçà de leurs limites, ne répondent pas à la contrainte de durée de vie exigeante des environnements automobiles ou aéronautiques. On remarque aussi qu'une augmentation de la température d'utilisation jusqu'à 300 °C constitue une vraie barrière pour les isolants polymères [10]. C'est une des limitations que rencontrent les composants en SiC au niveau de la passivation secondaire pour travailler à des températures de jonction élevées (> 300 °C) [43, 44].

Pour des caractérisations jusqu'à environ 250 °C, l'échelle de temps d'une mesure est suffisante pour ne pas détruire le packaging de certains composants du marché, ni influencer significativement les propriétés du matériau magnétique sous test. Cet aspect "packaging" reste néanmoins problématique et se positionne plus comme un problème lié au domaine des matériaux qu'au génie électrique.

En conclusion, l'état de l'art nous a permis de constater qu'il existe des matériaux magnétiques, des conducteurs isolés, et des solutions de packaging pour les composants inductifs à haute température en électronique de puissance. Le choix des matériaux magnétiques est plus restreint mais finalement peu différent de ce que l'on pourrait utiliser pour des températures ambiantes classiques. Les caractérisations expérimentales confirmeront le potentiel et les limitations de ces matériaux pour étendre leur utilisation à plus de 200 °C. On remarque que les performances électromagnétiques d'un matériau ne sont pas les seuls critères pour la conception d'un composant inductifs. Le packaging, et notamment l'encapsulant (ou l'enrobage) du noyau est un autre facteur limitant pour un fonctionnement durable à haute température.

## 2 Sélection des matériaux magnétiques doux

En accord avec les matériaux et les considérations présentés dans l'état de l'art, nous avons sélectionné des échantillons de matériaux pour les caractériser. Au Tableau II.2, on retrouve un matériau nanocristallin de type Finemet à haute perméabilité (N14N1), à basse perméabilité (K $\mu$  K44N200), et une poudre de fer *FeNi* (HighFlux 58204A2).

Matériau	Fabricant	Référence	$S$ (mm <sup>2</sup> )	$l_f$ (cm)	$m$ (g)	$\mu_r$
<i>Finemet</i>	<i>Arcelor</i>	Nanophy N14N1	5	3,52	1,3	30k
<i>Finemet</i>	<i>Arcelor</i>	Nanophy K $\mu$ K44N200	14	4,01	4,3	200
<i>Poudres Fe<sub>50</sub>Ni<sub>50</sub></i>	<i>Magnetics</i>	HighFlux 58204A2	22,1	5,09	8,9	160

**Tableau II.2** – Tableau des échantillons sélectionnés pour les caractérisations.

## 3 Caractérisations

Afin de fournir des données pour la conception des inductances de mode commun et de mode différentiel, nous devons caractériser les matériaux que nous avons sélectionnés. Il est important de vérifier les données fournies par les fabricants de matériaux magnétiques, et d'étendre la plage de mesures en température. Nous décrirons brièvement les techniques de mesures et nous analyserons les résultats. Nous détaillerons ensuite un phénomène peu étudié qui est le vieillissement à haute température des matériaux nanocristallins de type Finemet.

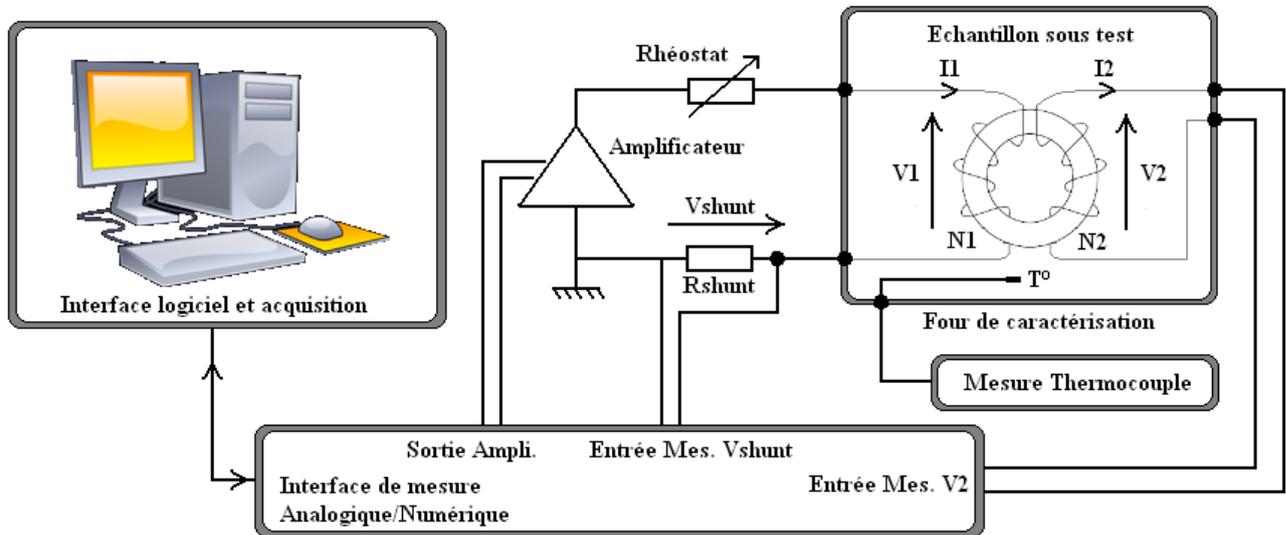


Figure II.8 – Schéma de principe de la mesure du cycle  $B\{H\}$  à l'hystérésigraphe.

### 3.1 Techniques de mesure

#### Mesure du cycle d'hystérésis

La mesure du cycle d'hystérésis  $B\{H\}$  fournit la majorité des informations relatives au comportement magnétique du matériau. En faisant varier le point de fonctionnement (fréquence et amplitude de l'excitation, température), on identifie la polarisation à saturation, le champ coercitif, la perméabilité relative, la température de Curie et les pertes au sein du matériau. Nous avons choisi la méthode classique de l'hystérésigraphe pour mesurer les cycles d'hystérésis majeurs jusqu'à  $10\text{ kHz}$ , et les diagrammes de pertes jusqu'à  $20\text{ kHz}$  (cycles mineurs). La puissance et la bande passante de l'amplificateur linéaire de puissance nous limitent pour réaliser ce type de mesures à des fréquences plus élevées. On peut toutefois les exploiter jusqu'à des moyennes fréquences représentatives des fréquences de découpage d'un onduleur de tension.

$$B(t) = \frac{1}{S \cdot N_2} \cdot \int v_2(t) dt \quad (\text{II.27})$$

$$H(t) = \frac{N_1 \cdot v_{shunt}(t)}{l_f \cdot R_{shunt}} \quad (\text{II.28})$$

La plage de températures considérée est comprise entre la température ambiante ( $25\text{ }^\circ\text{C}$ ) et environ  $250\text{ }^\circ\text{C}$ . Nous utilisons un montage très comparable à celui utilisé dans [45] et décrit à la fig. II.8. Si l'induction magnétique est homogène sur la section  $S$  de l'échantillon sous test, les relations II.27 et II.28 permettent de retrouver les valeurs d'induction et de champs magnétiques

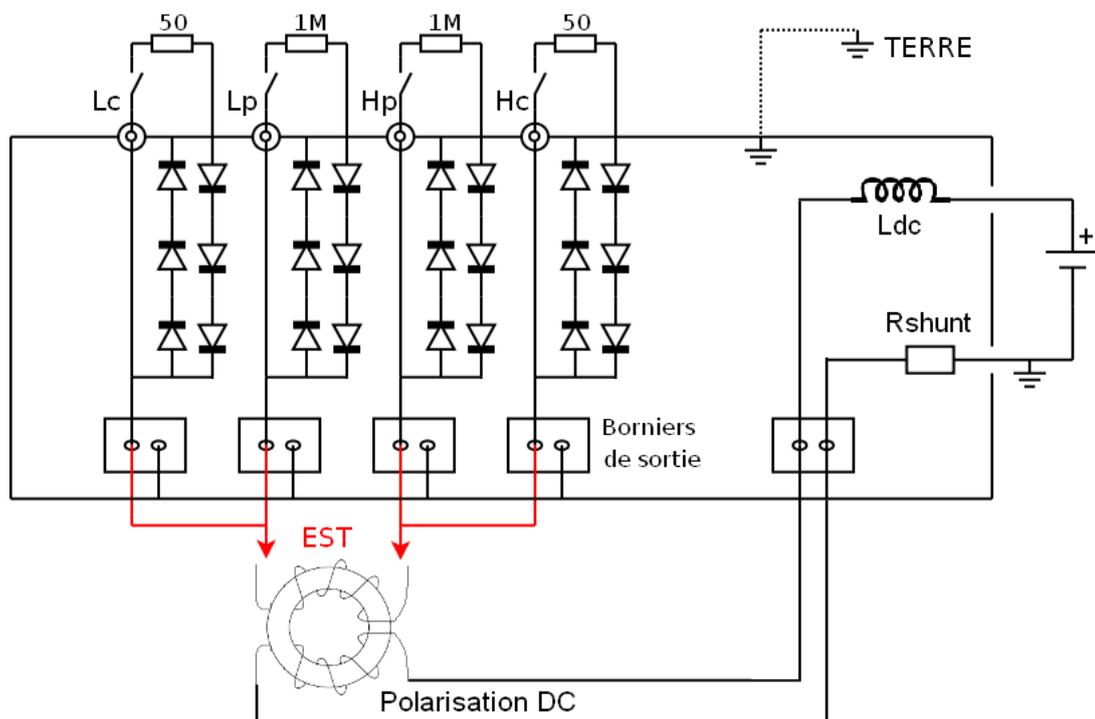
du matériau en fonction des grandeurs électriques instantanées et des paramètres géométriques. L'asservissement de l'amplificateur linéaire de puissance et l'acquisition de la mesure sont gérés par un système d'acquisition analogique/numérique 14 *bits* National Instruments, et par une interface développée avec le logiciel Labview [46]. Les fréquences d'échantillonnage d'entrée et de sortie sont synchrones et réglables jusqu'à 20 *MHz*. Cela nous garantit une très bonne précision sur la mesure de la phase.

Pour l'échantillon sous test, nous utilisons un bobinage réparti sur toute la circonférence du noyau avec un nombre de tours le plus élevé possible. Les bobinages primaire et secondaire sont entrelacés avec le secondaire à vide (haute impédance). Ces précautions nous autorisent à considérer le coefficient de couplage comme unitaire. Le convertisseur analogique/numérique 14 *bits* offre également une bonne précision sur l'amplitude de la mesure des tensions  $V_2$  et  $V_{shunt}$ , par rapport à un oscilloscope de résolution 8 *bits*. Les imprécisions sont davantage causées par les incertitudes sur les paramètres d'entrée ( $l_f$ ,  $N_1$ ,  $N_2$ , ou  $S$ ) que par la chaîne d'acquisition analogique/numérique.

La précision de la mesure de température, réalisée à l'aide d'une sonde thermocouple, est d'environ 1 °C. Pour éliminer l'influence de l'auto-échauffement, l'acquisition est réalisée sur un nombre fini de périodes (de 5 à 10). A 1 *kHz*, une dizaine de périodes représente une durée de 10 *ms* qui est très inférieure à la constante de temps thermique d'un noyau. Ce système autorise également le réglage de la démagnétisation et une acquisition de la courbe de première aimantation. Avant chaque caractérisation, l'échantillon (noyau sans bobinage ni boîtier) est pesé à l'aide d'une balance de précision (précision d'environ 1 *mg*). Les rubans amorphes et nanocristallins sont fournis nus et sont ensuite protégés pour les caractérisations avec un ruban polyimide qui supporte jusqu'à 400 °C en transitoire.

### Mesure de perméabilité complexe

La mesure de la perméabilité complexe est issue d'une mesure d'impédance réalisée à l'aide d'un analyseur d'impédance. Nous avons précédemment décrit et référencé le principe de la mesure à la section 3.1 du premier chapitre (page 33). Le laboratoire dispose d'un second analyseur d'impédance (Agilent 4294A) qui est associé à un support de test dédiée à la mesure de la perméabilité complexe [47]. Ce support de test réalise une seule spire équivalente, il a l'avantage de limiter les effets capacitifs parasites à des fréquences élevées, et d'assurer un protocole de test rigoureux et reproductible. Les mesures s'étendent jusqu'à 110 *MHz*. Malheureusement, cette mesure n'est pas possible lorsque l'on souhaite caractériser les échantillons sur une large plage de températures. Dans ce cas, il faut utiliser une configuration similaire à celle utilisée



**Figure II.9** – Schéma de principe de la mesure de perméabilité complexe en fonction de la polarisation continue.  $L_p$ ,  $L_c$ ,  $H_p$  et  $H_c$  sont les terminaux de la mesure 4 points de l'analyseur d'impédance.  $L_{dc}$  et  $R_{shunt}$  sont respectivement l'inductance "bouchon" (entre  $500 \mu H$  et  $1 mH$ ) et le shunt de précision ( $1,5 \Omega$ ) du circuit de polarisation continue.

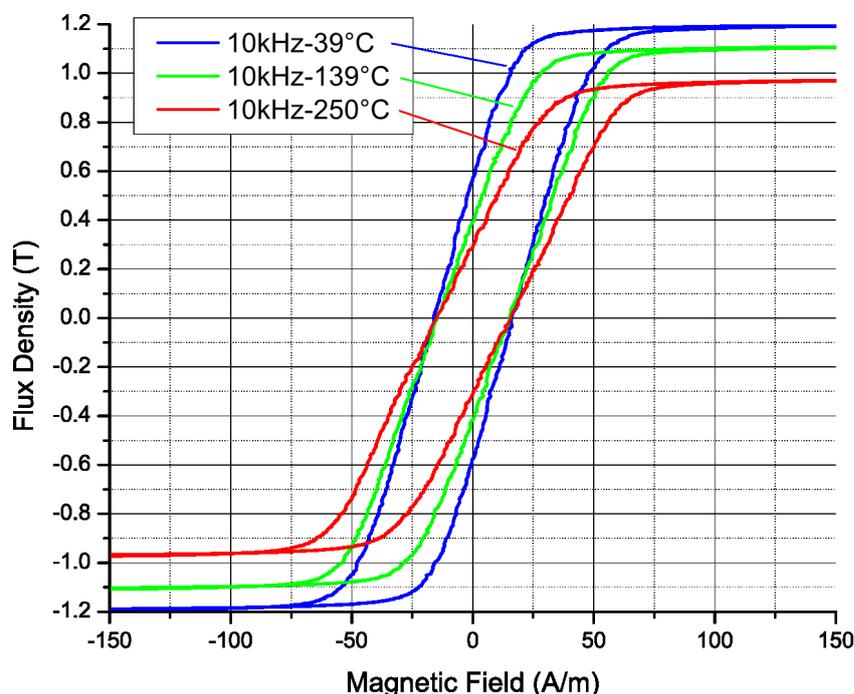
pour les mesures d'impédance complexe des condensateurs (fig. I.14, page 33). L'échantillon est déporté sous la cloche d'un conditionneur de température. La limite supérieure de la plage de fréquences est réduite à 15  $MHz$  et un bobinage de 1 ou 2 tours est nécessaire autour de l'échantillon sous test. Les effets capacitifs parasites limitent la validité de la mesure à une dizaine de mégahertz. Une part de l'information, entre 10  $MHz$  et 100  $MHz$  est donc perdue, cependant, dans cette bande de fréquences certains matériaux que nous avons sélectionnés ont déjà perdu une grande partie de leurs propriétés magnétiques.

De manière analogue à la mesure  $C(V)$ , nous avons développé une interface de mesure permettant de fixer un point de polarisation continue [48]. Cette mesure permet de connaître la variation de la perméabilité complexe en fonction du point de polarisation continue. Si le matériau est désaimanté, c'est équivalent à mesurer la perméabilité relative pour des points placés sur la courbe de première aimantation. Ce type de mesure ne fournit pas toute l'information contenue dans un cycle d'hystérésis, mais elle est relativement simple et facile à mettre en œuvre par rapport à un hystérésigraphe de précision. Pour l'inductance de mode différentiel cette caractéristique est utile pour vérifier que l'inductance est correcte à différentes valeurs du courant de ligne. Un second enroulement est bobiné sur l'échantillon et alimenté par une source de courant continu extérieure. Sur la fig. II.9, on remarque qu'une inductance, en série du second enroulement, est nécessaire pour que l'impédance ramenée au primaire soit négligeable par rapport à l'impédance de l'enroulement sous test (rapport d'impédance de 1/10 à 1/100).

En résumé, la mesure à l'hystérésigraphe fournit toutes les informations nécessaires pour caractériser un matériau magnétique mais elle est limitée en fréquence. La principale limitation provient de l'amplificateur linéaire dans notre cas, mais dépend également de la bande passante de l'acquisition (20  $MHz$ ), et intrinsèquement de la méthode de mesure [49]. Pour des fréquences supérieures à quelques dizaines de kilohertz, nous utilisons des mesures de perméabilité complexe qui utilisent un analyseur d'impédance. La bande de fréquences s'étend jusqu'à environ 10  $MHz$  pour la configuration où l'on fait varier la température à l'aide d'un conditionneur. Les mesures de perméabilité complexe sont difficilement exploitables pour estimer les pertes pour des grandes excitations à cause des non-linéarités des matériaux, mais elles sont très utiles pour évaluer le comportement à des fréquences élevées d'un matériau. Ce dernier point est particulièrement important pour le filtrage CEM.

### 3.2 Caractéristiques et performances : les résultats

Dans cette section sont rapportés et commentés les principaux résultats relatifs aux caractérisations des matériaux que nous avons sélectionnés (Tableau II.2, page 70). Les caractéristiques



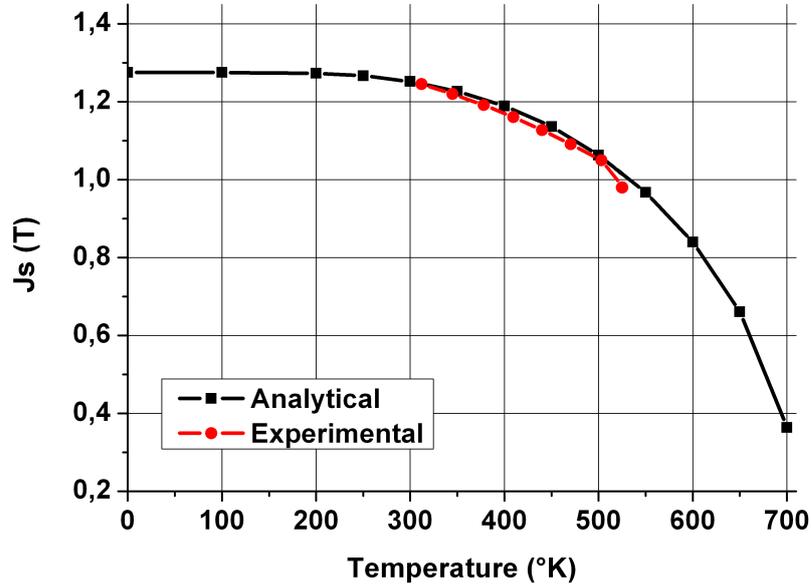
**Figure II.10** – Cycles  $B\{H\}$  à différentes températures de l'échantillon Nanophy N14N1 (matériau nanocristallins de type Finemet). Mesures à l'hystérésigraphe, excitation à 10  $kHz$  en champ magnétique sinusoïdal imposé.

que l'on retrouve sont principalement des cycles d'hystérésis, des diagrammes de pertes et des mesures de perméabilité complexe en fonction de la température.

### Matériaux nanocristallins de type Finemet à haute perméabilité

L'influence de la température sur le comportement d'un matériau nanocristallin de type Finemet à haute perméabilité est visible sur le cycle d'hystérésis  $B\{H\}$ , fig. II.10. L'allure du cycle linéaire est typique d'un matériau recuit sous champ transverse. Le champ coercitif est supérieur au champ coercitif mesuré en quasi-statique car la fréquence est relativement élevée (10  $kHz$ ), mais il est très peu affecté par l'augmentation de la température. Cela contribue à la stabilité des pertes en fonction de la température.

La polarisation à saturation à 39  $^{\circ}C$  vérifie celle indiquée par la littérature (environ 1,2  $T$ ). On remarque, sur la fig. II.11, que la loi comportementale de la polarisation à saturation en fonction de la température, Equation II.29, qui est valable pour les tôles (alliages polycristallins), est relativement correcte dans le cas d'un matériau nanocristallin de type Finemet sur la plage de températures que nous considérons. Avec  $J_{s0K}$  la polarisation à saturation à 0  $^{\circ}K$  en Tesla,  $T_{amb}$  la température ambiante en Kelvin,  $T_c$  la température de Curie du matériau en degré



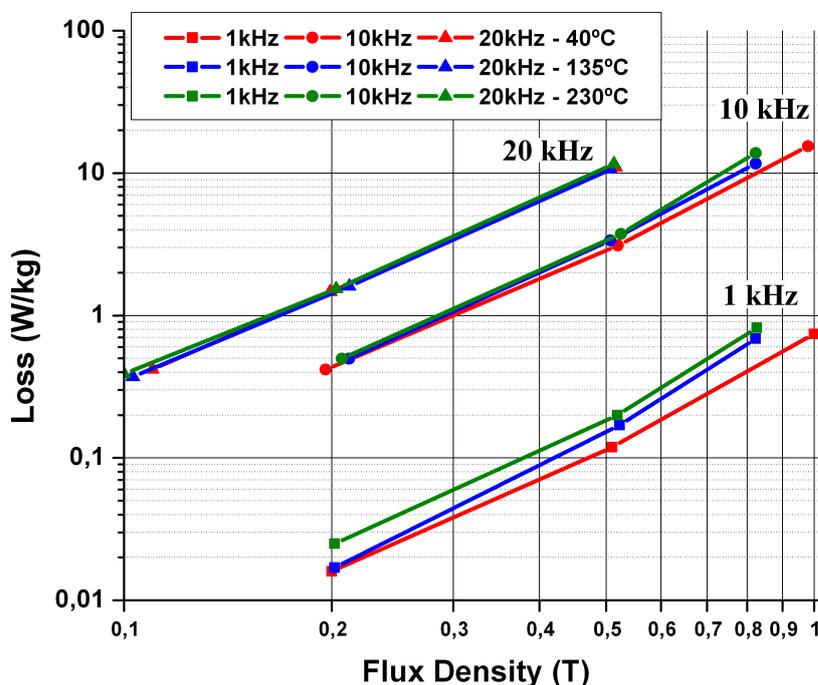
**Figure II.11** – Polarisation à saturation en fonction de la température. Comparaison des résultats expérimentaux (issus de mesures à l'hystérésigraphe) de l'échantillon Nanophy N14N1 et de la loi comportementale décrite à l'Equation II.29 (avec  $J_{s0K}=1,275 T$ ).

Kelvin, et  $J_s$  la polarisation à saturation à la température ambiante en Tesla. On pourra ainsi disposer en conception d'une équation prenant en compte ce phénomène en fonction de la température.

$$\frac{J_s}{J_{s0K}} = \tanh\left(\frac{J_s}{\frac{T_{amb}}{T_c}}\right) \quad (II.29)$$

La perméabilité relative (pente du cycle) décroît avec l'augmentation de la température de l'ordre de 30 % à 40% entre 39 °C et 250 °C. La valeur de la perméabilité relative autour du champ coercitif positif est mesurée sur le cycle  $B\{H\}$  respectivement à environ  $42 \times 10^3$  et  $28 \times 10^3$  pour 39 °C et 250 °C.

Les pertes massiques pour une excitation sinusoïdale sont exposées à la fig. II.12. L'allure des pertes, qui est une droite dans une échelle log-log se prête aisément à une identification selon une équation de type Steinmetz (Equation II.22). On observe immédiatement une très faible dépendance en fonction de la température pour les fréquences d'excitation à 10 kHz et 20 kHz. La masse volumique des alliages Finemet est d'environ  $7,5 \times 10^3 kg/m^3$ . Pour se référencer à des ordres de grandeur typiques de l'électronique de puissance, un niveau de perte de  $500 mW/cm^3$  est équivalent à environ  $70 W/kg$ . On constate alors, d'après la fig. II.12, que le produit  $f \times B_{max}$  sera peu influencé par la température. Le maximum du produit  $f \times B_{max}$  se situerait autour de



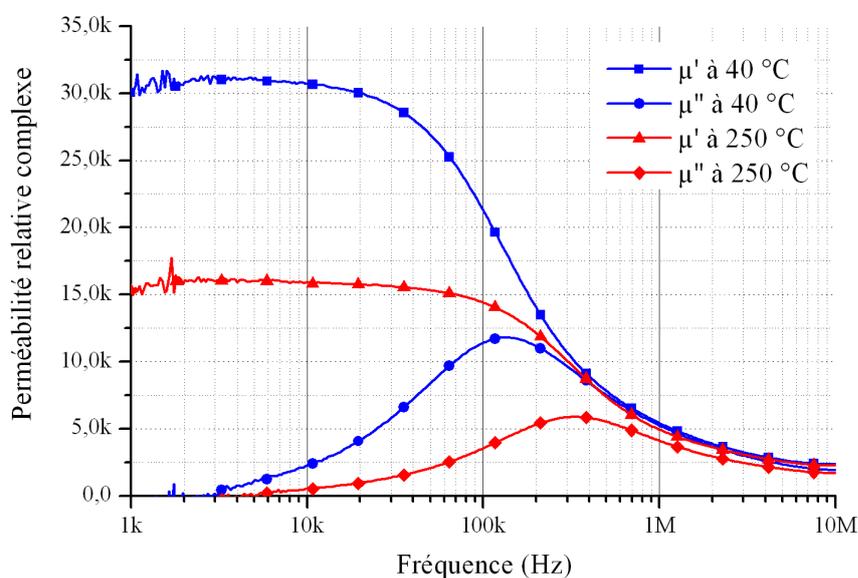
**Figure II.12** – Pertes massiques en fonction de l'induction maximale à différentes températures de l'échantillon Nanophy N14N1 (matériau nanocristallins de type Finemet) pour une excitation sinusoïdale (issues de mesures à l'hystérésigraphe).

30  $kHz$  en extrapolant les mesures, atteignant environ 21000 (à 500  $mW/cm^3$ ). Cela confirme que les matériaux nanocristallins sont performants entre 10  $kHz$  et 50  $kHz$  comme il est indiqué au Tableau II.1.

Entre 10  $kHz$  et 20  $kHz$ , le facteur limitant n'est pas le niveau de pertes volumiques admissible mais la diminution de la polarisation à saturation quand la température augmente. Pour rester dans la zone linéaire du cycle  $B\{H\}$  jusqu'à 250  $^{\circ}C$  (cf. fig. II.10), l'induction maximale pour un dimensionnement passerait d'environ 1  $T$  à 0,8  $T$ . Le volume du noyau serait par conséquent plus important pour un fonctionnement à 200  $^{\circ}C$  qu'à 25  $^{\circ}C$ .

Nous observons une décroissance de la perméabilité lorsque la température augmente sur le cycle d'hystérésis. Les mesures de perméabilité complexe nous confirment ce comportement à la fig. II.13. La perméabilité chute d'environ 50 % à 250  $^{\circ}C$  sur les mesures d'impédances complexes. Néanmoins, les valeurs absolues de la perméabilité relative, qui se situent entre  $15 \times 10^3$  et  $20 \times 10^3$  à 250  $^{\circ}C$ , restent très satisfaisantes pour l'usage du matériau dans une inductance de mode commun.

La partie imaginaire de la perméabilité complexe ( $\mu''$ ) qui représente la partie dissipative (pertes), atteint un maximum vers 100  $kHz$  à 40  $^{\circ}C$ , et 300  $kHz$  à 250  $^{\circ}C$ . Ce maximum est appelé, fréquence de coupure du matériau. Le facteur de pertes,  $\tan \delta$ , se rapproche de 1, le

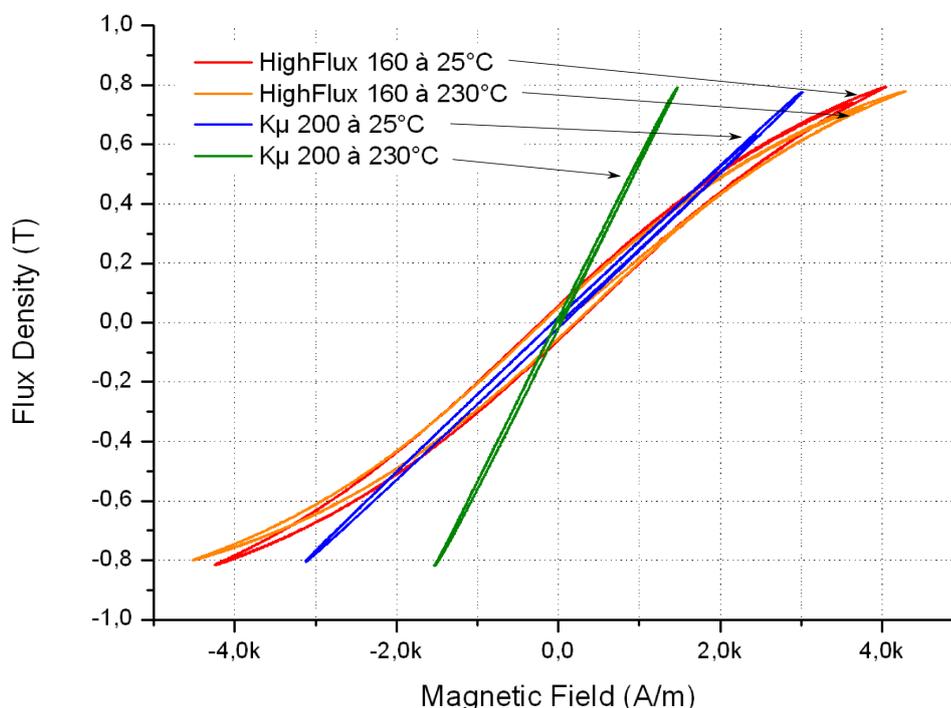


**Figure II.13** – Perméabilité relative complexe en fonction de la fréquence à 40 °C et 250 °C de l'échantillon Nanophy N14N1 (issues de mesures d'impédances complexes).

matériau se comporte alors autant comme un élément dissipatif qu'inductif. Pour limiter les pertes, le matériau n'est utilisé qu'à des fréquences inférieures à sa fréquence de coupure. La diminution de la perméabilité à 250 °C augmente légèrement cette fréquence de coupure car le matériau est moins sensible aux pertes classiques par courants induits. On observe aussi que par rapport à une température de 40 °C, la variation de la perméabilité en fonction de la fréquence est plus faible à 250 °C. Par exemple, entre 1 kHz et 100 kHz, la perméabilité diminue d'environ  $32 \times 10^3$  à  $21 \times 10^3$  à 40 °C, et de  $16 \times 10^3$  à  $14 \times 10^3$  à 250 °C.

A partir d'environ 200 kHz, la partie réelle de la perméabilité ( $\mu'$ ) chute énormément et l'influence de la température diminue. Pour des fréquences élevées, entre 500 kHz et 10 MHz, les courbes à 40 °C et 250 °C sont confondues. La valeur absolue de la perméabilité relative est supérieure à 2000 jusqu'à 10 MHz. Cela reste suffisamment important pour maintenir une impédance élevée ( $jL\omega$ ) pour le filtrage des perturbations CEM, bien que le matériau présente une  $\tan \delta$  prohibitive et qu'il ne pourra pas être utilisé pour des inductions de fortes amplitudes.

On peut alors conclure qu'un fonctionnement du matériau à 250 °C dans une inductance de mode commun dégrade peu les performances en terme de pertes et de compacité. L'induction maximale devra être réduite de l'ordre de 20 % par rapport à un dimensionnement classique. La perméabilité est affectée (de 40 % à 50 %) mais on remarque qu'au-delà de 200 kHz l'influence de la température est réduite à cause de la dépendance en fonction de la fréquence (fig. II.13). Les perturbations conduites étant principalement dans la gamme de fréquences 150 kHz-30 MHz,



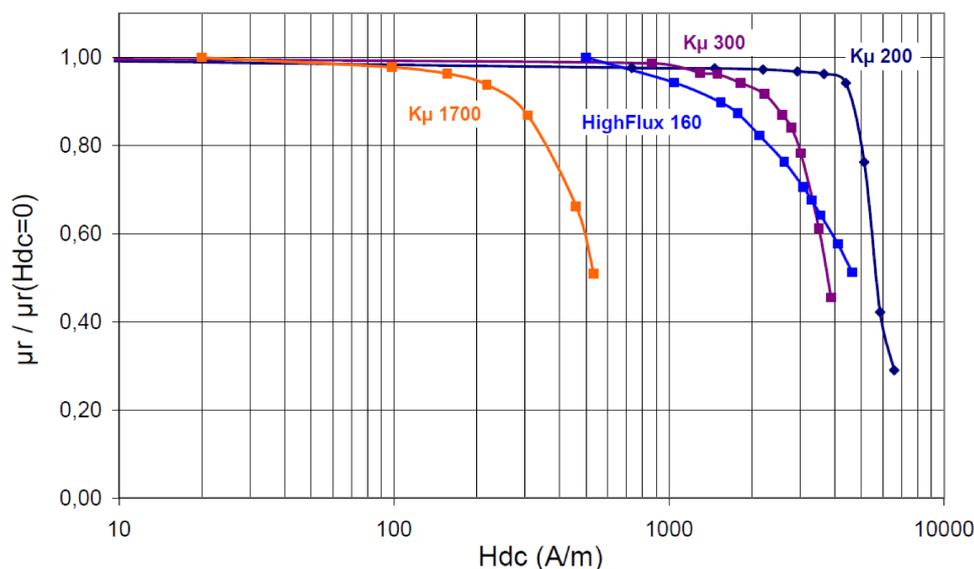
**Figure II.14** – Cycles  $B\{H\}$  à différentes températures des échantillons  $K\mu$  K44N200 (matériau nanocristallin de type Finemet) et HighFlux 58204A2 (poudre de  $FeNi$ ). Mesures à l'hystérésigraphe, excitation à  $10\text{ kHz}$  pour  $B_{max}=0,8\text{ T}$  en champ magnétique sinusoïdale imposé.

nous vérifierons au chapitre suivant que l'impact sur le filtrage à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  par rapport à  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  est limité.

Nous n'avons pas pu mesurer les pertes pour des fréquences supérieures à  $20\text{ kHz}$  mais les caractérisations montrent une très faible dépendance en fonction de la température. L'hypothèse que les pertes à  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  soient égales aux pertes à  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$  pour des fréquences supérieures à  $20\text{ kHz}$  semble réaliste. Cela permettrait d'utiliser les diagrammes de pertes fournis par la littérature jusqu'à environ  $50\text{ kHz}$ , la limite d'utilisation optimale des nanocristallins.

### Matériaux à basse perméabilité (Finemet et Poudre de FeNi)

Les cycle d'hystérésis  $B\{H\}$  des matériaux nanocristallins de type Finemet à basse perméabilité et des poudres de fer  $FeNi$  sont assez différents. On voit sur la fig. II.14, pour une induction fixée à  $0,8\text{ T}$ , que les cycles qui correspondent au matériau nanocristallin à basse perméabilité sont presque linéaires contrairement à ceux du matériau à base de poudre de  $FeNi$ . Cela implique une faible dépendance de la perméabilité en fonction du champ magnétique. Ce phénomène est mis en évidence à la fig. II.15. La décroissance de la perméabilité de la poudre de  $FeNi$  est progressive de manière cohérente avec la forme non-linéaire du cycle d'hystérésis.

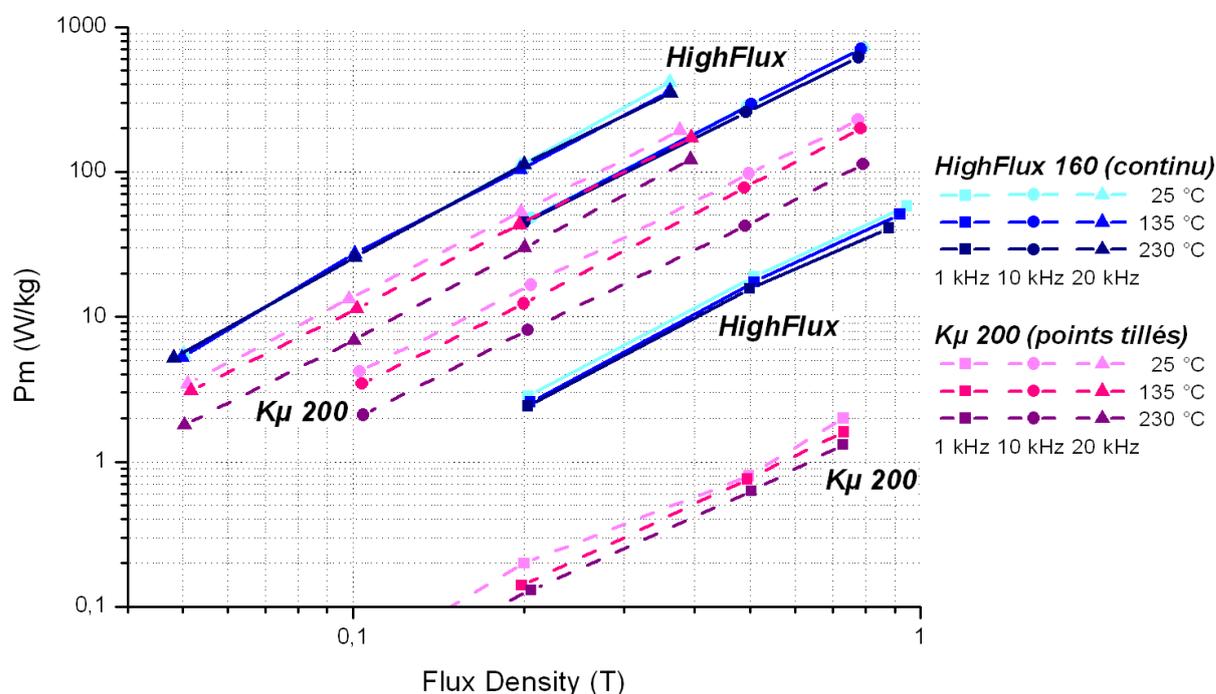


**Figure II.15** – Variation de la perméabilité relative en fonction du champ magnétique continu pour des échantillons de matériau nanocristallin de type Finemet à basse perméabilité (dont  $K\mu$  K44N200) et HighFlux 58204A2 (poudre de  $FeNi$ ). Caractérisations issues de mesures de la perméabilité complexe sous polarisation à  $10\text{ kHz}$ .

Les poudres de  $FeNiMo$  (MPP de Magnetics) se comportent de manière comparable selon [17]. Le comportement quasi linéaire observé sur le cycle  $B\{H\}$  matériau nanocristallin à basse perméabilité est confirmé par une très bonne stabilité de la perméabilité en fonction du champ de polarisation ( $H_{dc}$ ). La perméabilité reste stable jusqu'à environ  $4\text{ kA/m}$  pour notre échantillon du matériau  $K\mu 200$ , contrairement à la poudre de  $FeNi$  qui est affectée dès  $1\text{ kA/m}$ . Pour les matériaux  $K\mu 200$  et  $K\mu 300$ , la chute assez brutale de la perméabilité indique que le coude de saturation est relativement raide. On vérifiera ce comportement sur les cycles  $B\{H\}$  majeurs qui sont présentés à la section suivante (fig. II.20, page 89).

Si l'on tolère dans un dimensionnement des variations de l'inductance de l'ordre de 20 %, on limiterait le champ magnétique de polarisation autour de  $3\text{ kA/m}$  pour la poudre de  $FeNi$ , ce qui correspond à une induction maximale d'environ  $0,7\text{ T}$ . Avec le même raisonnement on s'aperçoit que le matériau  $K\mu 200$  pourrait fonctionner avec des champs magnétiques de polarisation plus élevés bien que la polarisation à saturation soit inférieure à celle d'une poudre de  $FeNi$  ( $1,5\text{ T}$ ).

Cette dernière observation doit être nuancée si l'on prend en compte l'influence de la température. Sur la fig. II.14, les cycles  $B\{H\}$  montrent que la poudre de  $FeNi$  est très stable en température par rapport au matériau nanocristallin à basse perméabilité. Pour ce dernier, de  $25\text{ }^\circ\text{C}$  à  $230\text{ }^\circ\text{C}$ , la perméabilité relative augmente approximativement de 200 à 450, et, comme



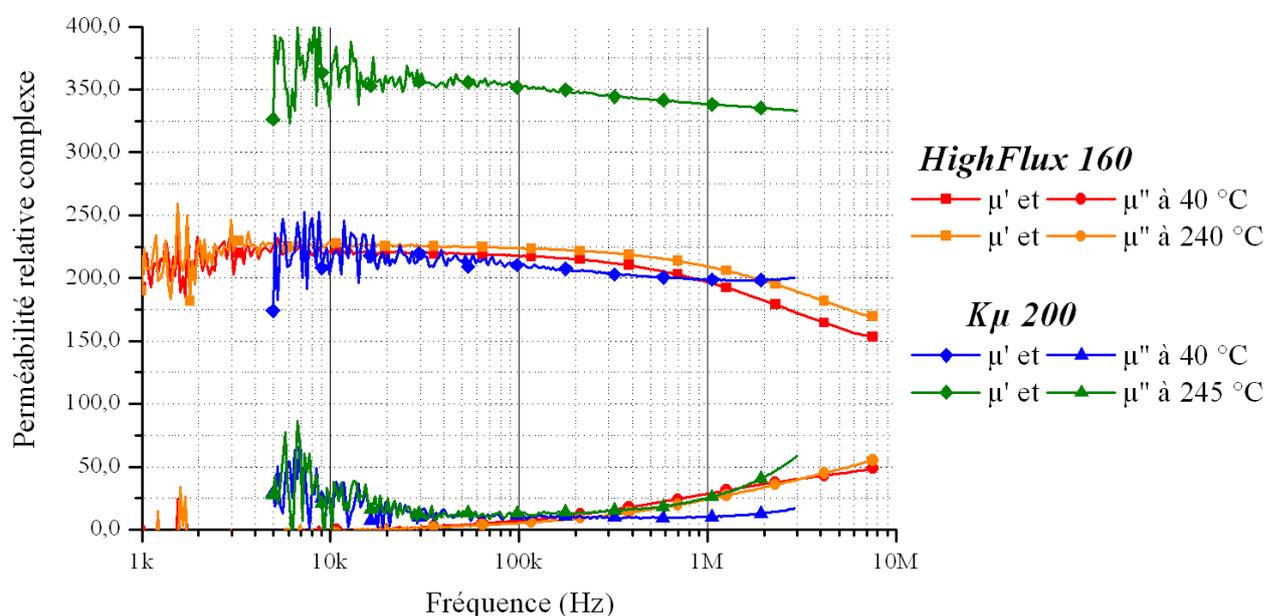
**Figure II.16** – Pertes massiques en fonction de l'induction maximale à différentes températures pour une excitation sinusoïdale (issues de mesures à l'hystérésigraphe). Échantillons  $K\mu$  K44N200 (matériau nanocristallins de type Finemet) et HighFlux 58204A2 (poudre de  $FeNi$ ).

pour les matériaux de type Finemet à haute perméabilité, la polarisation à saturation diminue de  $1,2 T$  à environ  $0,95 T$ .

Pour un point de fonctionnement à  $230\text{ °C}$ , les deux matériaux offrent finalement une plage d'utilisation ( $\Delta B$ ) très comparable. La poudre de  $FeNi$  possède un léger avantage concernant l'induction maximale, et le matériau nanocristallin à basse perméabilité une excellente stabilité en fonction du champ magnétique de polarisation. De manière duale, si on fixe le point de fonctionnement en polarisation entre  $2\text{ kA/m}$  et  $3\text{ kA/m}$  et que la température varie, la poudre de  $FeNi$  sera très stable contrairement au matériau nanocristallin à basse perméabilité.

Pour résumer, on ne dispose pas d'un matériau très stable en température avec un cycle  $B\{H\}$  très linéaire. Le concepteur devra donc choisir en fonction de l'application quel comportement sera le mieux approprié.

Outre la plage de fonctionnement du point de polarisation (statique ou quasi-statique), il faut également considérer les pertes dynamiques dissipées dans le matériau magnétique. Depuis les cycles d'hystérésis  $B\{H\}$ , on observe une différence notable des surfaces couvertes par les cycles. L'énergie dissipée par la poudre de  $FeNi$  est supérieure à celle des matériaux nanocristallins à basse perméabilité. A  $230\text{ °C}$ , on perçoit également, pour les deux matériaux,



**Figure II.17** – Perméabilité relative complexe en fonction de la fréquence à 40 °C et 240 °C des échantillons Kμ K44N200 (matériau nanocristallins de type Finemet) et HighFlux 58204A2 (poudre de *FeNi*). Caractérisations issues de mesures d'impédance complexe.

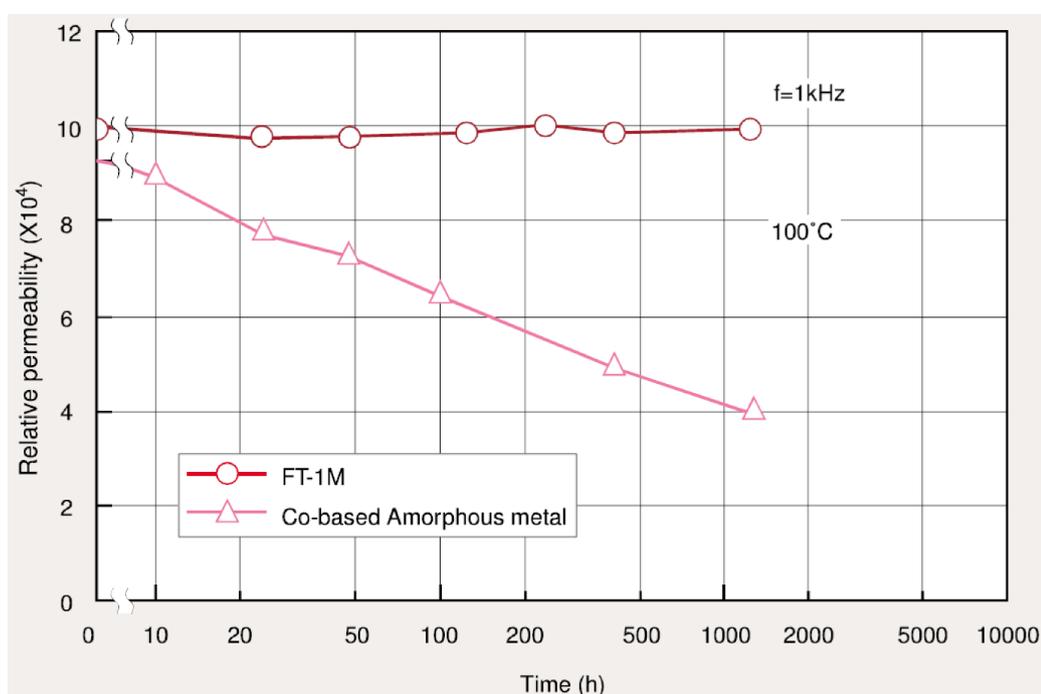
que le champ coercitif et la surface du cycle sont légèrement inférieurs par rapport à 25 °C. Les pertes massiques des deux matériaux sélectionnés sont détaillées à la fig. II.16 pour différents points de fonctionnement. Ces mesures confirment la tendance aperçue sur les cycles  $B\{H\}$  par rapport à l'influence de la température. Les pertes au sein du matériau nanocristallin à basse perméabilité sont nettement inférieures à celles de la poudre de *FeNi*. On mesure un facteur 2 à 3 pour les moyennes fréquences (10 kHz et 20 kHz), et en basse fréquence (1 kHz), l'écart entre les pertes massiques dépasse une décade.

L'influence de la température est assez faible pour la poudre de *FeNi*. Les pertes diminuent très légèrement avec la température, probablement grâce à l'augmentation de la résistivité du matériau. Il existe une influence non négligeable de la température sur les pertes pour les matériaux nanocristallins à basse perméabilité. Les pertes diminuent avec l'augmentation de la température notamment à cause de l'augmentation de la perméabilité relative. Par exemple à 0,2 T et 20 kHz, les pertes sont réduites de moitié, de 60 W/kg à 30 W/kg, entre 25 °C et 230 °C. La diminution des pertes en fonction de la température des deux matériaux est compatible avec un fonctionnement sur une plage de température ambiante étendue (25 °C à 200 °C) car cela favorise la stabilité thermique du composant.

L'évolution de la perméabilité en fonction de la fréquence pour les matériaux à basse perméabilité est relativement stable. Généralement, l'influence de la fréquence apparaît à partir

d'environ 1  $MHz$  pour les poudres de fer. Le matériau nanocristallin à basse perméabilité conserve sa perméabilité relative (à 90 % de la valeur à mesurée à 1  $kHz$ ) jusqu'à 10  $MHz$ , alors que les poudres de  $FeNi$  ou  $FeNiMo$  sont limitées à des fréquences comprises entre 1 à 3  $MHz$  [17]. La fig. II.17, avec une bande passante limitée en raison du câblage, montre l'influence de la température. L'augmentation de la résistivité à 240 °C de la poudre de  $FeNi$  permet d'améliorer légèrement la bande passante du matériau et son  $\tan \delta$  entre 100  $kHz$  et 3  $MHz$ . Le matériau nanocristallin à basse perméabilité est beaucoup plus influencé par la température. On retrouve une augmentation importante de la perméabilité relative à 240 °C, qui s'accroît de 200 à 350 pour cet échantillon (sur l'ensemble des échantillons du matériau  $K\mu$  200, nous avons constaté en moyenne une augmentation d'un facteur 2 entre 40 °C et 240 °C). Pour les moyennes fréquences et les excitations de grandes amplitudes cela contribue à réduire les pertes (fig. II.16), en revanche au-delà de plusieurs centaines de kilohertz,  $\tan \delta$  augmente et la fréquence de coupure du matériau diminue. On ne peut l'observer sur la fig. II.17, mais il est probable que la plage d'utilisation en fréquence soit réduite de quelques mégahertz, dégradant un peu les capacités de filtrage des perturbations CEM.

Sur le plan dynamique, le matériau nanocristallin à basse perméabilité affiche des pertes inférieures et conserve sa perméabilité relative à des fréquences légèrement supérieures quelle que soit la température. Cependant, la poudre de  $FeNi$  démontre une meilleure stabilité en fonction de la température. Globalement, les performances à plus de 200 °C sont assez satisfaisantes, et d'autres considérations et/ou limitations comme le packaging seront décisives pour le choix du matériau dans une application haute température. Si l'on envisage par ailleurs une augmentation des fréquences de MLI, les pertes inférieures du nanocristallin seraient un avantage important.



**Figure II.18** – Perméabilité relative en fonction du temps à 100 °C [15]. Comparaison entre un matériau nanocristallin à haute perméabilité de type Finemet et un matériau amorphe de base cobalt.

### 3.3 Vieillissement thermique des matériaux magnétiques doux

En s'affranchissant des problèmes liés au packaging (rubans nus), nous nous sommes intéressés au comportement des matériaux magnétiques lorsqu'ils sont soumis à une température ambiante élevée pendant une longue durée. Des travaux ont été menés sur des tôles *FeSi* et *FeCo* pour des actionneurs à très haute température ( $> 500$  °C) [18, 19]. Sans remettre en cause une utilisation à long terme, ces travaux ont montré une légère dérive de certains paramètres comme la réduction de la polarisation à saturation. Concernant les rubans amorphes, le vieillissement thermique est connu car il intervient à des températures qu'il est possible d'atteindre dans les applications traditionnelles. La fig. II.18 montre, par un suivi dans le temps de la perméabilité relative, l'apparition d'un vieillissement dès 100 °C selon [15]. Il est donc légitime de se poser la question du vieillissement thermique à propos d'autres matériaux potentiellement intéressants pour des applications à haute température et devant fonctionner plus de 20 000 heures. Parmi les matériaux sélectionnés, nous avons deux familles distinctes : les alliages nanocristallins de type Finemet (à haute et basse perméabilité) et les poudres de fer. Peu de travaux ont rapporté des données relatives au vieillissement thermique des matériaux nanocristallins. Cela peut s'expliquer par le fait qu'ils sont relativement récents et que les applications sont rares. Dans [27], il est démontré que le champ coercitif d'un alliage de type

Matériau	Fabricant	Référence	Recuit	$\mu_r$	Nom de l'échantillon
<i>Finemet</i>	<i>Hitachi</i>	FT-3KM F1AH0695	Longitudinal	80k	A
<i>Finemet</i>	<i>Arcelor</i>	Nanophy N14N1	Transverse	30k	B
<i>Finemet</i>	<i>Arcelor</i>	Nanophy K $\mu$ N2000	Méca.	2000	C
<i>Finemet</i>	<i>Arcelor</i>	Nanophy K $\mu$ N1600	Méca.	1600	D
<i>Finemet</i>	<i>Arcelor</i>	Nanophy K $\mu$ N300	Méca.	300	E
<i>Finemet</i>	<i>Arcelor</i>	Nanophy K $\mu$ N200	Méca.	200	F
<i>Poudres Fe<sub>50</sub>Ni<sub>50</sub></i>	<i>Magnetics</i>	HighFlux 58204A2	-	160	G

**Tableau II.3** – Tableau des échantillons de matériaux magnétiques sélectionnés pour l'étude du vieillissement thermique.

Finemet est peu influencé par un vieillissement à 200 °C et 300 °C pendant 150 heures. On regrettera néanmoins que l'auteur n'ait pas publié l'évolution de la polarisation à saturation ou de la perméabilité en fonction de la durée de vieillissement. De plus, la finesse des informations parfois apportées par le champ coercitif en quasi-statique (ou basse fréquence) est masquée par la prédominance des pertes dynamiques sur la mesure qui est faite à 50 kHz. Deuxièmement, le temps de vieillissement est relativement court si l'on souhaite extrapoler une évolution à plusieurs milliers d'heures. D'autres mesures de vieillissement ont été publiées également sur un temps relativement court (250 heures), et pour des températures de 150 °C et 250 °C avec cette fois des données très complètes concernant les propriétés magnétiques [6]. D'après ces données, le vieillissement est négligeable à 150 °C mais bien présent à 250 °C. Il s'illustre par une légère baisse des pertes et de la perméabilité relative, ainsi que d'une faible augmentation du champ coercitif. Ces travaux, effectués sur des matériaux identiques à nos échantillons (Nanophy d'Arcelor avec  $\mu_r=50 \times 10^3$ ), constituent un bon point de départ pour les compléter sur une durée plus longue, et étudier ce phénomène pour les matériaux de type Finemet à basse perméabilité (recuits sous contrainte mécanique).

Nous souhaitons évaluer l'influence du vieillissement thermique sur l'ensemble des propriétés magnétiques mais également observer, notamment pour les poudres, la tenue du liant en polymère. Nous avons sélectionné un panel de composants qui sont listés au Tableau II.3. Les matériaux nanocristallins de type Finemet sont choisis avec différentes sortes de recuits (longitudinal, transverse, et mécanique). Pour étudier le vieillissement, nous avons stocké les échantillons pendant 1300 heures dans une enceinte à convection forcée qui est régulée à 200 °C. A chaque instant de mesure, nous arrêtons l'essai pour caractériser les échantillons à l'aide d'une mesure de perméabilité complexe à température ambiante (23 °C). A la fin du vieillissement, nous effectuons des comparaisons avec des échantillons, qui sont issus du même lot, avec des mesures de cycles d'hystérésis  $B\{H\}$  et des mesures de perméabilité complexe à différentes températures. Nous faisons l'hypothèse que les disparités entre les échantillons d'un même lot

## Chapitre II. Les matériaux magnétiques doux pour l'électronique de puissance à haute température

---

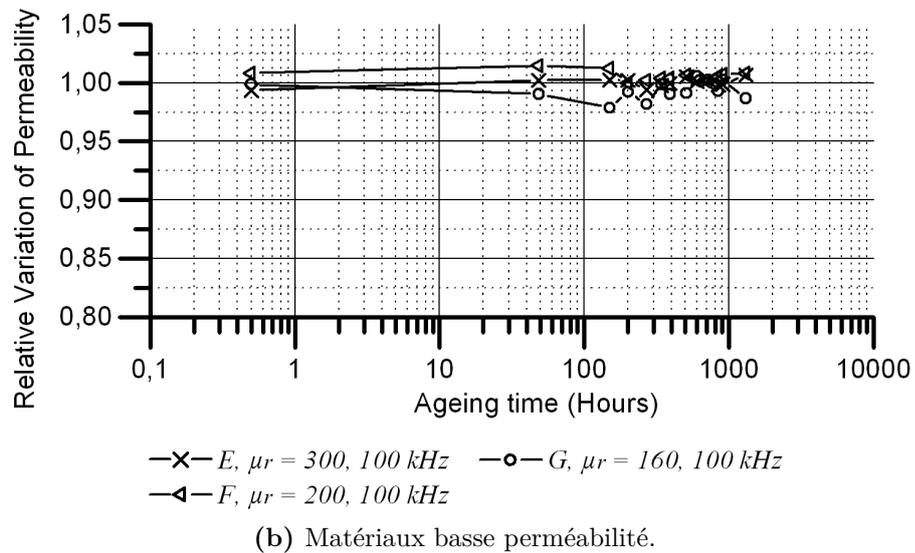
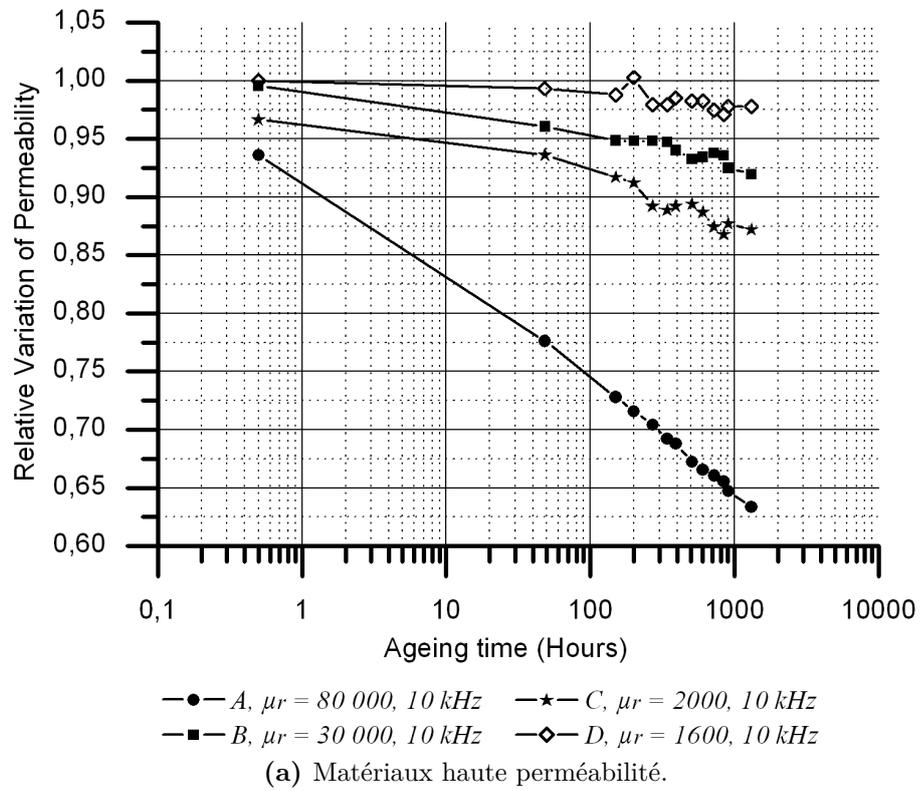
sont négligeables, et que la reproductibilité des mesures est bonne. Nous considérons également que l'effet de cyclage thermique est négligeable car les points de mesures sont relativement peu fréquents et nous n'imposons pas de transitoires thermiques importants. L'ensemble de ces données doit nous fournir une bonne indication de l'influence du vieillissement sur l'évolution de la perméabilité, des pertes, et de la polarisation à saturation.

La fig. II.19 montre l'évolution de la perméabilité relative en fonction du temps pour les échantillons à haute perméabilité (a) et à basse perméabilité (b). La décroissance est particulièrement marquée pour le matériau Finemet à haute perméabilité recuit sous champ longitudinal (A,  $\mu_r=80 \times 10^3$ ). Elle atteint 37 % après 1300 heures de vieillissement. Le matériau Finemet recuit sous champ transverse (B,  $\mu_r=30 \times 10^3$ ) subit aussi une diminution de la perméabilité de l'ordre de 8 %. On remarque que les matériaux recuits sous contrainte mécanique dont la perméabilité relative est la plus élevée (C et D,  $\mu_r=2 \times 10^3$  et  $\mu_r=1,6 \times 10^3$ ), sont également affectés, respectivement de 15 % et 3 %. Les matériaux à basse perméabilité (E, F et G) sont au contraire très stables, les variations ne dépassent pas quelques pourcents.

Par rapport à un matériau non vieilli, si l'on s'intéresse au matériau de type Finemet à haute perméabilité recuit sous champ transverse que nous avons sélectionné, la réduction de la perméabilité provoquée par le vieillissement est confirmée, fig. II.20 (a) et (c). En comparaison avec un échantillon non vieilli, sur la mesure de perméabilité complexe, la perméabilité est réduite de l'ordre de 10 % (comparable à la mesure de la fig. II.19). En revanche, le comportement fréquentiel est similaire.

L'allure générale des cycles  $B\{H\}$  sur la fig. II.20 (c) est identique. On peut conclure que sur ce type de matériau, le vieillissement ne détériore pas de manière importante le matériau. On observe, pour les courbes à 25 °C, la réduction de la perméabilité à travers la différence entre les pentes des cycles d'hystérésis. Cette différence est beaucoup moins marquée sur les courbes à 200 °C. Le vieillissement a donc moins d'influence sur la perméabilité lorsque la température ambiante augmente. Toutefois, on constate une perte irréversible au niveau de la polarisation à saturation d'environ 50 mT. Cette perte de polarisation à saturation semble peu dépendre de la température. Pour ce point de fonctionnement (à 10 kHz en cycle majeur), le champ coercitif est presque identique pour chaque température et ne varie presque pas avec le vieillissement. Nous avons également vérifié sur des cycles mineurs que les pertes sont très peu affectées [50]. Dans l'ensemble, le vieillissement est modéré mais bien perceptible.

Les résultats relatifs aux matériaux nanocristallins à basse perméabilité mettent en évidence une bonne résistance au vieillissement. La mesure de perméabilité complexe de la fig. II.20 (b) sur l'échantillon E, présente des caractéristiques quasiment superposées. On mesure une très légère augmentation de la perméabilité relative que l'on retrouve de manière plus visible sur les



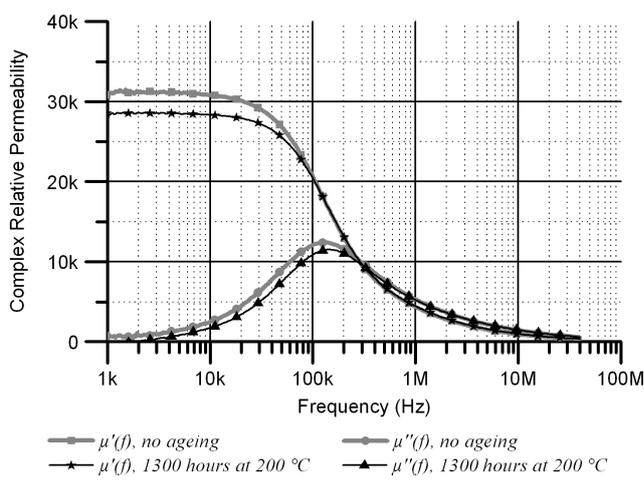
**Figure II.19** – Évolution de la perméabilité relative en fonction du temps pour un vieillissement à 200 °C. Les mesures sont issues d’une mesure de perméabilité relative complexe réalisée périodiquement à 25 °C.

cycles d'hystérésis  $B\{H\}$  de la fig. II.20 (d). Cette augmentation est mesurée à environ 10 % sur le cycle  $B\{H\}$  à 25 °C et 0,8 T. L'augmentation de la température ne réduit pas cet effet lié au vieillissement contrairement à ce qui a été mesuré sur le Finemet à haute perméabilité recuit sous champ transverse. La polarisation à saturation ne diminue pas mais l'allure du cycle est modifiée. Le coude de saturation est plus raide, ce qui indique peut être une réorganisation au niveau des domaines magnétiques. Le champ coercitif est difficilement visible sur les cycles majeurs avec ce type de matériaux car le rapport du champ coercitif sur le champ à saturation est de l'ordre du millième, voire inférieur.

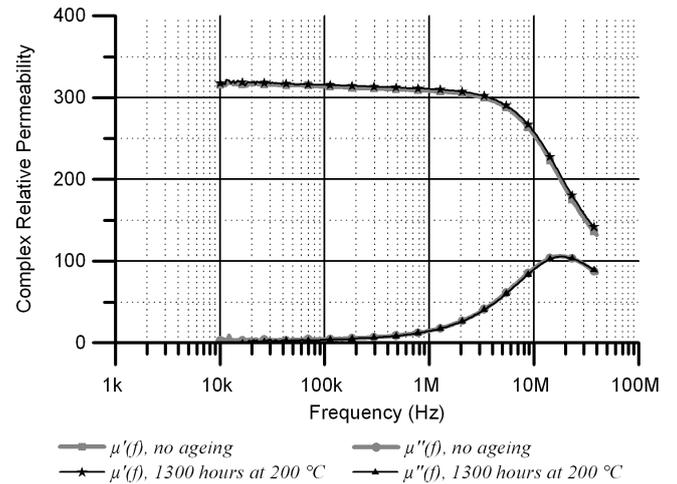
Comme le laisse envisager la mesure de perméabilité complexe, et ce que confirme les mesures en cycle mineur, les pertes sont peu affectées et étonnamment un peu inférieures pour le matériau vieilli [50]. Cela est probablement dû à l'augmentation de la perméabilité causée par le vieillissement. La poudre de  $FeNi$  est très stable et ne présente pas de dérive significative. Nous avons observé, par contre, des fissures importantes sur le noyau et une dégradation évidente du vernis de protection appliqué en surface. Les mêmes observations sont valables pour un échantillon d'un noyau nanocristallin enrobé dans une résine époxyde conçue pour tenir en permanence jusqu'à 180 °C. Cela confirme bien nos inquiétudes à propos des limitations des technologies de packaging traditionnellement utilisées. Pour les poudres, cela remet en cause leur utilisation à haute température, car des fissures au niveau du liant en polymère modifieraient dramatiquement le fonctionnement propre du composant inductif (risques de casse mécanique et entrefers supplémentaires).

Pour expliquer le mécanisme de vieillissement, nous pouvons formuler quelques hypothèses. Il faut d'abord distinguer les matériaux selon le type de recuit. Les cycles  $B\{H\}$  nous confirment que pour un recuit sous champ transverse et pour un recuit sous contrainte longitudinale mécanique, l'effet du vieillissement est différent. Une croissance de la taille des grains semble peu probable car les températures de cristallisation sont très élevées ( $> 500$  °C). Le mécanisme à l'origine du vieillissement pourrait être un mécanisme de diffusion au sein des grains de  $FeSi$ , dont les conséquences seraient différentes en raison des différences liées au type de recuit.

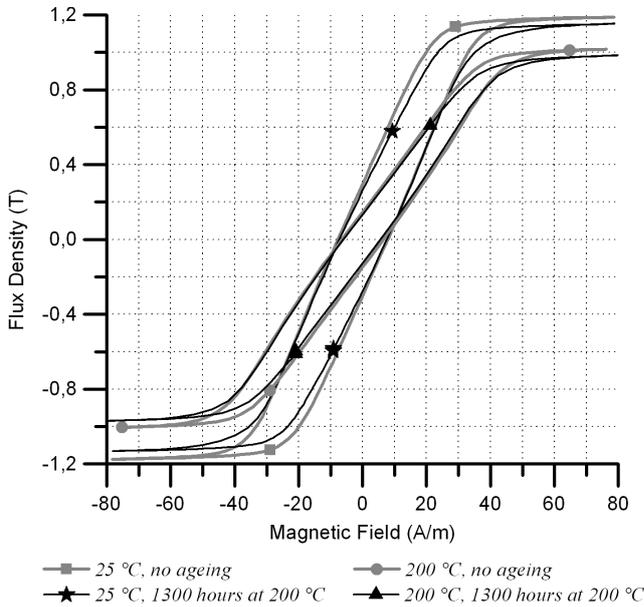
Pendant le recuit, une anisotropie est induite soit par champ transverse soit par contrainte mécanique [6, 51]. L'anisotropie induite domine les autres formes d'anisotropie et contrôle la perméabilité relative du matériau. Cela conduit à des formes de cycle  $B\{H\}$  linéaires (échantillon B) ou carrées. L'anisotropie  $< K >$  peut être reliée aux grandeurs magnétiques assez simplement par l'Equation II.30 [52]. Lorsque la température augmente, les mécanismes de diffusion sont accélérés. Il est donc possible que la structure cristalline des grains soit modifiée, ce



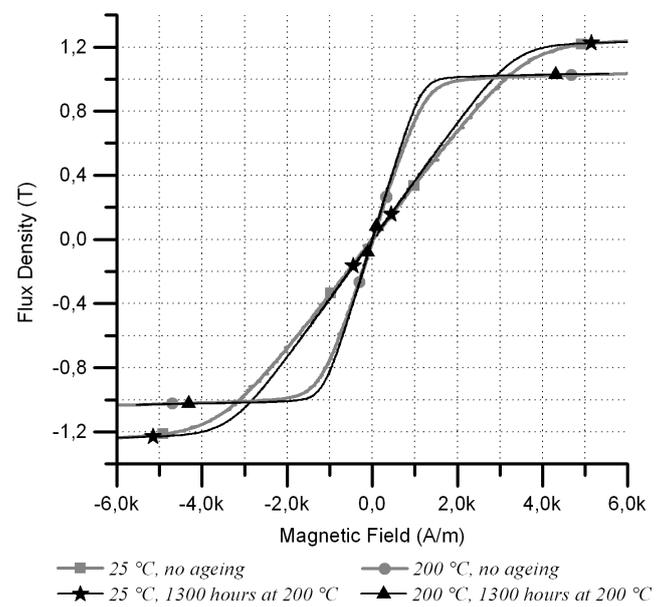
(a) Échantillon B, Finemet haute perméabilité.



(b) Échantillon E, Finemet basse perméabilité.



(c) Échantillon B, Finemet haute perméabilité (10 kHz).



(d) Échantillon E, Finemet basse perméabilité (1 kHz).

**Figure II.20** – Comparaison entre un matériau non vieilli et vieilli à 200 °C durant 1300 heures. (a) et (b) : mesures de perméabilité relative complexe à 25 °C. (c) et (d) : mesures de cycles majeurs d'hystérésis  $B\{H\}$  en champ magnétique sinusoïdal imposé, à 25 °C et 200 °C.

qui modifierait l'anisotropie, et en conséquence la perméabilité relative.

$$\mu_r = \frac{J_s^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \langle K \rangle} \quad (\text{II.30})$$

Pour les matériaux à basse perméabilité, recuits sous contrainte mécanique, cette diffusion amènerait un relâchement des contraintes mécaniques induites, donc à une diminution de l'anisotropie  $\langle K \rangle$ . Cela se traduirait par une augmentation de la perméabilité relative. Nos observations seraient cohérentes avec cette hypothèse car les matériaux possédant l'anisotropie induite la plus élevée (où les contraintes mécaniques induites sont les plus fortes [24]) sont les moins affectés (échantillons E et F comparés à C et D). Cela est également cohérent avec l'évolution au cours du vieillissement de l'allure des cycles d'hystérésis de la fig. II.20 (d).

Pour les matériaux à haute perméabilité, on pourrait faire le même raisonnement en pensant que la diffusion rendant le matériau plus homogène, l'anisotropie induite serait réduite. En pratique, la perméabilité et la polarisation à saturation diminuent ce qui va à l'encontre de cette approche. Il existe sûrement un mécanisme plus complexe, qui implique probablement le comportement de la phase amorphe du matériau.

Le mécanisme de vieillissement est donc pour l'instant mal compris et peu étudié. La perméabilité relative en fonction du temps peut néanmoins être approximée par une loi empirique de type logarithmique décrite à l'Equation II.31, avec  $\mu_r$  la perméabilité relative au bout d'une durée  $t$  de vieillissement,  $\mu_{r0}$  la perméabilité relative du matériau non vieilli,  $\lambda$  le facteur de vieillissement, et  $t_0$  la durée de vieillissement à partir de laquelle le vieillissement apparaît. Avec les données que nous avons collectées qui sont issues de la fig. II.19 (a), on identifie pour le matériau de l'échantillon B,  $\lambda = -0,01$  et  $t_0 = 0,6$  heures. Cela nous permet ensuite d'extrapoler le vieillissement sur une durée plus importante. Pour l'échantillon B, on obtient une diminution de la perméabilité relative inférieure à 15 % pour une durée de vieillissement de 50000 heures à 200 °C.

$$\frac{\mu_r}{\mu_{r0}} = 1 + \lambda \cdot \ln\left(1 + \frac{t}{t_0}\right) \quad (\text{II.31})$$

Pour conclure, le vieillissement des matériaux nanocristallins de type Finemet est mesurable et quantifiable pour des températures ambiantes supérieures à 150 °C. A 200 °C, nos mesures montrent qu'il ne remet pas en cause l'utilisation à haute température de ces matériaux, mais qu'il faut en tenir compte pour des durées de fonctionnement très longues ( $> 10000$  heures). Il semble que les matériaux de type Finemet recuits sous champ longitudinal soient les plus sensibles. Il est donc recommandé pour un dimensionnement de choisir un matériau à haute

perméabilité qui soit recuit sous un champ transverse. Les matériaux à basse perméabilité de type Finemet sont stables même si le vieillissement modifie légèrement la perméabilité et le cycle  $B\{H\}$  des matériaux. Malgré une très bonne stabilité des propriétés électromagnétiques, les dégradations importantes au niveau du packaging des poudres de  $FeNi$  remettent en cause leur utilisation à long terme pour les applications haute température.

## 4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons, après quelques généralités, résumé les principaux usages des matériaux magnétiques en électronique de puissance. Selon le mode d'excitation du composant inductif et sa fonction, nous avons montré le besoin de disposer de matériaux à haute et basse perméabilité. Les matériaux qui sont potentiellement les mieux adaptés pour l'électronique de puissance ont été synthétisés et confrontés avec notre contrainte de température ambiante élevée. Nous avons éliminé les rubans amorphes et les ferrites en raison de leurs mauvaises propriétés à 200 °C. Les rubans amorphes sont sensibles au vieillissement dès 100 °C. Les ferrites ont des pertes qui augmentent significativement avec la température et des températures de Curie trop faibles. Les matériaux nanocristallins et les poudres, qui sont déjà performants dans les applications traditionnelles, présentent de bonnes propriétés à 200 °C. Nous constatons à travers notre bibliographie qu'il y a peu de travaux concernant les matériaux magnétiques et l'électronique de puissance pour la haute température. Les alliages issus de ces recherches, sont principalement des alliages de matériaux nanocristallins  $FeCo$ . L'ajout de cobalt n'améliore pas les performances mais permet d'étendre la plage de fonctionnement en température. Cependant, aucun des alliages nanocristallins étudiés pour les applications à haute température sont industrialisés ou en développement. Cela est dû principalement au marché de niche des applications à haute température, à leur coût (matières premières et procédés), mais également à cause de leurs performances inférieures à celles des nanocristallins de type Finemet. On retrouve l'ensemble des matériaux que nous avons décrit au Tableau II.1 (page 67) ou à l'Annexe C (page 257).

Le champ d'application a été restreint au filtre CEM. Nous avons sélectionné des matériaux nanocristallins de type Finemet à haute et basse perméabilité, ainsi qu'une poudre de  $FeNi$ . En utilisant des méthodes de mesure conventionnelles et robustes, les matériaux sélectionnés ont été caractérisés à différents points de fonctionnement (fréquence, température, excitation). Il est démontré qu'un usage jusqu'à 250 °C des matériaux nanocristallins de type Finemet et des poudres  $FeNi$  est possible en regard de leurs performances électromagnétiques. Une propriété

## Chapitre II. Les matériaux magnétiques doux pour l'électronique de puissance à haute température

---

essentielle est la faible dépendance des pertes en fonction de la température de ces matériaux. Cette propriété facilite le respect de la condition de stabilité thermique d'un composant inductif, et évite par conséquent un surdimensionnement lié à cet aspect.

Pour les nanocristallins (à haute et basse perméabilité), la diminution de la polarisation à saturation et la variation de la perméabilité relative avec la température sont des facteurs défavorables. La polarisation à saturation décroît d'environ  $1,2 T$  à  $0,95 T$ , la perméabilité de 40 % à 50 %, entre  $40 ^\circ C$  et  $250 ^\circ C$  pour un Finemet à haute perméabilité. Néanmoins, l'impact de la température à des fréquences élevées (supérieures à  $100 kHz$ ) est assez faible. On peut donc espérer un impact limité de la température sur les performances de filtrage CEM des inductances de modes commun et différentiel, mais nous serons probablement contraints à un léger surdimensionnement de ces composants.

Le vieillissement des matériaux Finemets a été mesuré sur une durée supérieure à 1300 heures à  $200 ^\circ C$ . Le vieillissement existe mais se limite à une diminution de la perméabilité de l'ordre de 10 % et une réduction de  $50 mT$  de la polarisation à saturation pour les Finemets à haute perméabilité recuit sous champ transverse. En extrapolant ces données avec une loi empirique, on estime que cette diminution sera inférieure à 15 % si le matériau subit un vieillissement de 50000 heures à  $200 ^\circ C$ . Les grandeurs électromagnétiques des matériaux à basse perméabilité sont très peu altérées par le vieillissement thermique.

La limitation la plus contraignante est imposée par le packaging. Le liant des poudres ne résiste pas à des expositions de longue durée et les matériaux nanocristallins ne disposent pas aujourd'hui d'un packaging adapté. La contrainte de haute température ambiante, associée à de très longues durées de fonctionnement au sein des applications, est une difficulté importante. L'industrialisation de composants magnétiques pour l'électronique de puissance et la haute température serait possible à relativement court terme en utilisant les matériaux nanocristallins de type Finemet si la contrainte de packaging ne nécessite pas de nouveaux matériaux isolants pour l'encapsulant/enrobage et les conducteurs. En perspective, on pourra se tourner vers les spécialistes des isolants pour surmonter cette limitation.

---

## Références bibliographiques

- [1] J. DEGAUQUE, M. DE WULF, F. FIORILLO, H. GAVRILLA, O. GEOFFROY, A. KEDOUS-LEBOUC, AND T. WAECKERLÉ. *Matériaux magnétiques en génie électrique 1*. Ed. Lavoisier, Hermes Science (2006). 53
- [2] P. L. DOWELL. *Effect of eddy currents in transformer windings*. Proceedings IEE, Volume 133, Numéro 8, p1387-1394 (1966). 59
- [3] J. MUHLETHALER, J. BIELA, J. W. KOLAR, AND A. ECKLEBE. *Improved core loss calculation for magnetic components employed in power electronic system*. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2011). 60
- [4] F. BEAUCLAIR, J. P. DELVINQUIER, AND J. P. GROS. *Transformateurs et inductances*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (1998). 62
- [5] J. P. FERRIEUX AND F. FOREST. *Alimentations à découpage convertisseurs à résonance*. Ed. Dunod (2006). 63
- [6] F. ALVES, M. CLAVEL, J. P. DUCREUX, M. GUYOT, E. HUG, A. KEDOUS-LEBOUC, R. LEBOURGEOIS, J. P. MASSON, AND T. WAECKERLÉ. *Matériaux magnétiques en génie électrique 2*. Ed. Lavoisier, Hermes Science (2006). 64, 66, 67, 85, 88, 205
- [7] EUROCAE. *Do160-f/ed-14f - environmental conditions and test procedures for airborne equipment*. (2008). 65
- [8] C. J. CASS, Y. WANG, R. BURGOS, T. P. CHOW, F. WANG, AND D. BOROYEVICH. *Evaluation of sic jfets for a three-phase current-source rectifier with high switching frequency*. Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2007). 65
- [9] T. FRIEDLI, S. D. ROUND, D. HASSLER, AND J. W. KOLAR. *Design and performance of a 200-khz all-sic jfet current dc-link back-to-back converter*. IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 45, Numéro 5, p1868-1878 (2009). 65

## Références bibliographiques

---

- [10] A. BROCKSCHMIDT AND I. MEHDI. *High temperature magnetics for power conversion*. Rapport technique AFRL-PR-WP-TR-2005-2146, The Boeing Company (2005). 65, 67, 69
- [11] Y. YOSHIKAWA, S. OGUMA, AND K. YAMAUCHI. *New-fe based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure*. Journal of Applied Physics, Volume 64, Numéro 10, p6044-6046 (1988). 66, 67
- [12] Y. YOSHIKAWA, K. YAMAUCHI, AND S. OGUMA. *Fe-base soft magnetic alloy and method of producing same*. European Patent 0 271 657 A2, déposé par Hitachi Metals Ltd (1988). 66, 67
- [13] Y. YOSHIKAWA AND K. YAMAUCHI. *Magnetic properties of fe-cu-m-si-b (m= cr, v, mo, nb, ta, w) alloys*. Materials Science and Engineering : A, Volume 133, p176-179 (1991). 66, 67
- [14] H. CHAZAL. *Caractérisations physicochimique et magnétique de rubans nanocristallins à haute perméabilité et étude de leur intégration en électronique de puissance*. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier (2004). 66, 67
- [15] HITACHI METALS. *Documentation technique du constructeur, nanocrystalline soft magnetic material finemet*. <http://www.metglas.com>, le 1 Octobre 2011 (2005). 66, 67, 84, 206
- [16] MÉCAGIS GROUPE ARCELOR. *Documentation technique du constructeur, tores nanocristallins nanophy*. [www.arcelormittal.com](http://www.arcelormittal.com), le 1 Octobre 2011 (2006). 66, 67
- [17] MÉCAGIS GROUPE ARCELOR. *Documentation technique du constructeur, kmu cores low permeability nanocrystalline cores nanophy*. [www.arcelormittal.com](http://www.arcelormittal.com), le 1 Octobre 2011 (2010). 66, 67, 80, 83
- [18] L. BURDET. *active magnetic bearing design and characterization for high temperature applications*. Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (2006). 67, 84
- [19] J. HORWATH, Z. TURGUT, AND R. FINGERS. *High temperature properties and aging-stress related changes of feco materials*. Rapport technique AFRL-PR-WP-TR-2006-21760, Air Force Research Laboratory (2006). 67, 84
- [20] R. BOLL. *Soft magnetic materials, the vacuumsmelze handbook*. Ed. Heyden (1978). 67
- [21] J. DEGAUQUE. *Matériaux magnétiques amorphes, micro et nanocristallins*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (1997). 67
- [22] VACUUMSCHMELZE. *Documentation technique du constructeur, vitroperm 500 f . vitrovac 6030 f, tape-wound cores in power transformers for switched mode power supplies*. (2003). 67

- [23] METGLAS. *Documentation technique du constructeur, magnetic alloy 2605sa1 (iron-based)*. www.metglas.com, le 1 Octobre 2011 (2008). 67
- [24] F. ALVES, J. B. DESMOULINS, D. HÉRISSON, J. F. RIALLAND, AND F. COSTA. *Stress-induced anisotropy in finemet- and nanoperm-type nanocrystalline alloys using flash annealing*. Journal of magnetism and magnetic materials, Volume 215-216, p387-390 (2000). 67, 90
- [25] F. ALVES. *Flash stress annealings in nanocrystalline alloys for new inductive components*. Journal of magnetism and magnetic materials, Volume 226, p1490-1492 (2001). 67
- [26] T. WAECKERLE, T. SAVE, AND S. M. PLAISANT. *Procédé de fabrication d'une bande en matériau nanocristallin et dispositif de fabrication d'un tore enroulé à partir de cette bande*. European Patent 1 724 792 A1, déposé par Imphy Alloys (2005). 67
- [27] T. KULIK, J. FERENC, A. KOLANO-BURIAN, X. B. LIANG, AND M. KOWALCZYK. *Magnetically soft nanomaterials for high-temperature applications*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 434, p623-627 (2007). 67, 84
- [28] R. KOLANO, A. KOLANO-BURIAN, L. K. VARGA, J. SZYNOWSKI, AND M. POLAK. *Co added finemet and nanoperm alloys with flat hysteresis loops*. Reviews on Advanced Materials Science, Volume 18, p557-560 (2008). 67
- [29] J. SZYNOWSKI, R. KOLANO, A. KOLANO-BURIAN, AND L. K. VARGA. *Dynamic magnetic properties of the fe-based alloys under non-sinusoidal excitation*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 272, p1506-1507 (2008). 67
- [30] A. MAKINO, T. BITOH, J. I. MURAKAMI, T. HATANAI, A. INOUE, AND T. MASUMOTO. *Nanocrystalline soft magnetic fe-mb (m= zr, hf, nb) alloys nanoperm with high magnetic induction*. Le Journal de Physique IV, Volume 8, Numéro PR2, p103-106 (1998). 67
- [31] M. A. WILLARD, M. Q. HUANG, D. E. LAUGHLIN, M. E. MCHENRY, J. O. CROSS, V. G. HARRIS, AND C. FRANCHETTI. *Magnetic properties of hitperm (fe,co)88zr7b4cu1 magnets*. Journal of applied physics, Volume 85, Numéro 8, p4421-4423 (1999). 67
- [32] F. JOHNSON, A. HSAIO, C. ASHE, D. LAUGHLIN, D. LAMBETH, M. E. MCHENRY, AND L. K. VARGA. *Magnetic nanocomposite materials for high temperature applications*. Proceedings of the 1st IEEE Conference on Nanotechnology, IEEE-NANO (2001). 67
- [33] M. E. MCHENRY. *amorphous and nanocrystalline high temperature magnetic material for power*. Rapport technique AFRL-PR-WP-TM-2006-2177, Carnegie Mellon University (2006). 67
- [34] E. C. SNELLING. *Soft ferrites : properties and applications*. Ed. Iliffe (1969). 67
- [35] E. C. SNELLING AND A. D. GILES. *Ferrites for inductors and transformers*. Ed. Research Studies Press (Letchworth Herts. and New York) (1983). 67

## Références bibliographiques

---

- [36] MAGNETICS. *Documentation technique du constructeur, magnetics l material*. <http://www.mag-inc.com/design/technical-documents>, le 1 Octobre 2011 (2007). 67
- [37] FERROXCUBE. *Documentation technique du constructeur, ferroxcube data handbook 2009*. <http://www.ferroxcube.com/appl/info/HB2009.htm>, le 1 Octobre 2011 (2008). 67
- [38] A. LUCAS, R. LEBOURGEOIS, F. MAZALEYRAT, AND E. LABOURE. *Temperature dependence of core loss in cobalt substituted ni-zn-cu ferrites*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 323, Numéro 6, p735-739 (2011). 67
- [39] F. ALVES, C. RAMIARINJAONA, S. BERENQUER, R. LEBOURGEOIS, AND T. WAECCKERLÉ. *High-frequency behavior of magnetic composites based on fesibcunb particles for power-electronics*. IEEE Transactions on Magnetics, Volume 38, Numéro 5, p3135-3137 (2002). 67
- [40] MAGNETICS. *Documentation technique du constructeur, magnetics powder core catalog*. <http://www.mag-inc.com/design/technical-documents>, le 1 Octobre 2011 (2008). 67
- [41] ESSEX. *Documentation technique du constructeur, magnetemp y-240*. (2007). 68
- [42] SCHUPP AG. *Documentation technique du constructeur, conducteurs électriques*. (2007). 68
- [43] R. W. JOHNSON, C. WANG, Y. LIU, AND J. D.SCOFIELD. *Power device packaging technologies for extreme environments*. IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing, Volume 30, Numéro 3, p182-193 (2007). 69
- [44] C. BUTTAY. *Modules et boîtiers de puissance (packaging)*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (2010). 69
- [45] P. NAKMAHACHALASINT AND K.D.T. NGO. *High-temperature, high-frequency characterization system for power ferrites*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume 52, Numéro 3, p804-808 (2003). 71
- [46] NATIONAL INSTRUMENTS. *Documentation technique du constructeur, ni pxi-5122 100ms/s 14-bit digitizer/oscilloscope*. (2011). 72
- [47] AGILENT. *Documentation technique du constructeur, 16454a magnetic material test fixture - operation and service manual*. (2008). 72
- [48] HEWLETT-PACKARD. *Documentation technique du constructeur, a guideline for designing external dc bias circuits*. (1986). 74
- [49] M. MU, Q. LI, D. GILHAM, F. C. LEE, AND K. D. T. NGO. *New core loss measurement method for high frequency magnetic materials*. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (2010). 74

- [50] C. MARTIN C. RAYNAUD S. DAMPIENI D. BERGOGNE T. CHAILLOUX C. BUTTAY, R. ROBUTEL. *Effect of high temperature ageing on active and passive power devices*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 11-13 (2010). [86](#), [88](#)
- [51] G. HERZER. *Grain structure and magnetism of nanocrystalline ferromagnets*. IEEE Transactions on Magnetics, Volume 25, Numéro 5, p3327-3329 (1989). [88](#)
- [52] G. HERZER. *Nanocrystalline soft magnetic materials*. Physica Scripta, Volume 157, p307 (1993). [88](#)

## Références bibliographiques

---

---

---

# Chapitre III

---

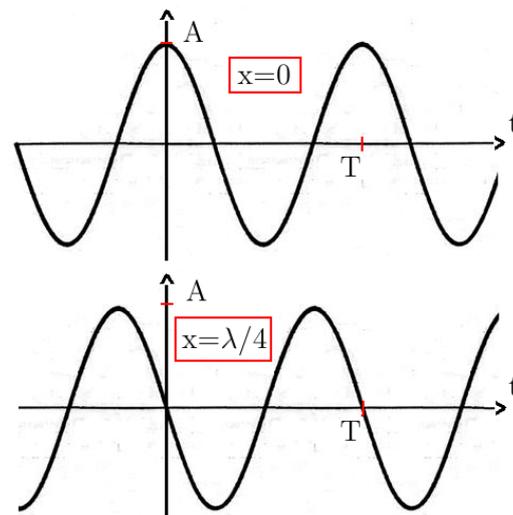
## La conception de filtre CEM pour les convertisseurs à haute température

### 1 La CEM conduite en électronique de puissance

La compatibilité électromagnétique (CEM) est définie comme étant la capacité d'un équipement (ou d'un système) à fonctionner dans un environnement électromagnétique donné, sans être perturbé et sans perturber les autres équipements qui fonctionnent dans ce même environnement. Par abus de langage, on nomme la CEM comme le domaine d'étude qui s'intéresse aux phénomènes de couplages électromagnétiques entre les sources de perturbations et les victimes, ainsi que tous les aspects qui en découlent (modélisation, simulation, mesures, normes...). En électronique de puissance, la différence majeure avec les autres types de systèmes où l'on rencontre des problèmes de CEM, est la combinaison d'une forte amplitude et d'une courte durée des transitoires. On observe fréquemment, lors des commutations, des variations de tension ( $dv/dt$ ) et de courant ( $di/dt$ ) de l'ordre de  $10\text{ kV}/\mu\text{s}$  et  $1\text{ kA}/\mu\text{s}$  pour des modules de puissance à MOSFET ou IGBT.

#### 1.1 Etat de l'art

La CEM est traditionnellement séparée en deux parties, la CEM conduite et rayonnée [1]. Dans le schéma classique "source - couplage - victime", on peut définir la CEM rayonnée comme une association d'un circuit électrique "source", qui émet un champ électromagnétique, et un autre circuit électrique "victime", qui est perturbé par la "source". Le couplage est réalisé par le rayonnement d'un champ électromagnétique. On utilise alors la théorie des ondes et des antennes, avec une hypothèse de champ lointain. Les techniques de filtrage sont principalement articulées autour du blindage. La CEM conduite concerne les perturbations qui circulent dans les conducteurs. Le couplage n'intervient pas à travers un rayonnement en champ lointain, mais



**Figure III.1** – Illustration de la propagation pour une onde plane progressive sinusoïdale (ou monochromatique) pour  $x=0$  et  $x=\lambda/4$ . Avec, en référence à l'Equation III.3, l'amplitude  $A$ , la période  $T$ , la longueur d'onde  $\lambda$ , et le déphasage  $\varphi=0$ .

à travers des couplages en champ proche induits par des effets capacitifs ou inductifs, et par conduction. Ces couplages capacitifs et inductifs sont liés aux imperfections des composants et du routage. Le filtrage est essentiellement réalisé par des filtres composés d'inductances et de condensateurs qui modifient les chemins empruntés par les perturbations conduites.

Pour garantir la CEM d'un système électromécanique complexe, il faut considérer les deux approches. Les CEM conduite et rayonnée sont liées, mais ces deux parties n'utilisent pas les mêmes hypothèses ni les mêmes outils (mathématiques, logiciels de simulation...). On peut aussi remarquer que les fréquences typiques couvertes par ces phénomènes de couplage en électronique de puissance sont respectivement, de la fréquence du réseau alternatif ( $50\text{ Hz}$  ou  $400\text{ Hz}$ ) à environ  $100\text{ MHz}$  pour le conduit, et de  $10\text{ MHz}$  à  $10\text{ GHz}$  pour le rayonné. Bien que les CEM conduite et rayonnée soient assez complémentaires sur le spectre des fréquences, il existe un chevauchement. Les perturbations conduites peuvent être la source de perturbations rayonnées, et réciproquement. On peut citer par exemple les perturbations conduites circulant dans les câbles de grande longueur dans les variateurs de vitesse [2]. Nous nous intéresserons, dans cette étude, seulement au filtrage des perturbations conduites.

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} \quad (\text{III.1})$$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{III.2})$$

### III.1 La CEM conduite en électronique de puissance

---

$$f = A.\cos(2\pi(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda}) - \varphi) \quad (\text{III.3})$$

Idéalement, la résolution complète et rapide des équations de Maxwell pour des dimensions infinies à travers tous les milieux réunirait les deux approches et supprimerait les problèmes d'étude de la CEM. En pratique, on est obligé de restreindre et de simplifier les cas d'études avec différentes hypothèses et méthodes d'analyses. Un élément déterminant pour le choix des hypothèses et de la méthode d'analyse est la longueur d'onde (Equation III.2). En fonction de la vitesse de propagation  $c$  d'une onde dans un milieu (Equation III.1, dans l'air par exemple,  $\epsilon_0$  et  $\mu_0$ ) on a une relation entre une périodicité spatiale ( $\lambda$ ) et fréquentielle ( $f$ ). Lorsque la taille du système est petite devant la longueur d'onde, on peut formuler l'hypothèse que les phénomènes de propagation sont négligeables. Cette hypothèse s'adapte bien à la modélisation de type circuit électrique que nous utilisons couramment en électronique de puissance, et par conséquent s'applique assez bien à la CEM conduite. Les couplages en champ proche peuvent être modélisés par des éléments de circuit électrique (inductances mutuelles, capacités parasites).

Il existe toutefois des limitations. On voit sur la fig. III.1 grâce à un exemple simple, qu'au quart de la longueur d'onde ( $\lambda/4$ ), un signal périodique n'a plus la même amplitude qu'à sa position initiale au même instant. Pour une fréquence de 10 *MHz*,  $\lambda/4$  est égal à 7,5 *m*. Si l'on veut vérifier l'hypothèse que la taille du système est petite devant  $\lambda/4$  (1/10 de  $\lambda/4$ ), les dimensions doivent alors être inférieures à environ un mètre. Cela correspond assez bien à la taille d'un convertisseur et les principaux travaux de modélisation obtiennent des résultats assez bons jusqu'à 10 *MHz* en utilisant des méthodes dites "circuit" (modélisation par impédances en temporel ou fréquentiel) [3–6]. A 100 *MHz*, les dimensions qui vérifient cette hypothèse sont de l'ordre 10 *cm*. Pour un module de puissance, ou plus généralement, une cellule de commutation, on peut toujours utiliser l'approche circuit, mais l'entourage de ce "cœur de puissance" comme les alimentations des drivers ou bien les instruments de mesure, ne sont plus dans le périmètre vérifiant cette hypothèse. Il faut alors prendre en compte la propagation, le plus souvent par une ligne de transmission qui introduit la notion d'accord d'impédance et de retard [7]. Cela est couramment utilisé pour les câbles de grande longueur [8]. On comprend également le problème de la définition de la masse (ou de la terre) pour des systèmes de grandes dimensions qui est considéré idéalement comme un potentiel de référence fixe. L'impact de la foudre sur un avion illustre bien cette problématique [9].

En utilisant l'approche de la CEM dite "circuit", on modélise les chemins des perturbations par des impédances, voire des lignes de transmission. Les sources de perturbations peuvent être modélisées dans le domaine fréquentiel ou temporel. La modélisation dans le domaine temporel

### Chapitre III. La conception de filtre CEM pour les convertisseurs à haute température

---

comporte certains avantages. On utilise les simulateurs temporels de type circuit (Simplorer, Saber, PSPICE...) qui offrent la possibilité de simuler un convertisseur de manière globale. En utilisant des modèles d'interrupteurs, de câblage et de composants assez fins, on peut estimer les perturbations conduites et des grandeurs typiques comme les pertes du convertisseur. Les non-linéarités sont prises en compte si elles sont modélisées. Par exemple, les phénomènes de saturation ou l'évolution des signaux de commutation en fonction du point de fonctionnement (avec des modèles fins de composants à semi-conducteur). Il y a néanmoins des limitations fortes. La modélisation des impédances à l'aide d'éléments de circuit électrique est très lourde. Par exemple si l'on souhaite prendre en compte certains comportements liés à l'effet de peau dans les composants inductifs [4, 10] ou le découpage élémentaire d'une ligne de transmission. En général, les phénomènes de diffusion (effet de peau, propagation, chaleur...) qui sont régis par une équation de diffusion (équation de Fick) sont approximés en une dimension par une succession d'éléments discrets dans le simulateur temporel. Cela implique un grand nombre d'éléments si l'on souhaite une bonne précision [11]. Une autre limitation est liée à l'écart des échelles de temps auxquelles les simulateurs temporels sont confrontés. Des phénomènes transitoires doivent être représentés de manière précise à l'échelle de la commutation (10 ns à 100 ns) pour l'estimation des pertes et des signaux à la source des perturbations conduites. Parallèlement, la charge ou le système d'asservissement imposent des constantes de temps plus lentes (1 ms à 10 ms). Bien que les simulateurs comme Saber (Synopsys) ont un pas de calcul variable, la combinaison de schémas, possédant un très grand nombre d'éléments, et de phénomènes transitoires, impose des durées de simulation importantes. De plus, les utilisateurs sont souvent victimes de problèmes de convergence du calcul.

Si le modèle de la source est fréquentiel, c'est-à-dire si la source est considérée comme étant un spectre composé d'harmoniques, la discrétisation est fréquentielle et non plus temporelle. Il faut cependant identifier cette source à partir d'un signal temporel. Cette identification peut être issue d'une simulation temporelle (type circuit), d'un signal approché (FFT d'un trapèze par exemple), ou d'une mesure à l'analyseur de spectre sur un système réel [12]. Les impédances sont aussi discrétisées en fréquence, permettant de prendre en compte des variations en fonction de la fréquence. Par exemple, l'effet de peau qui est difficile à modéliser avec des simulateurs temporels de type circuit, est directement pris en compte. Cette approche fréquentielle, lorsque les éléments sont identifiés, est relativement légère. Une limitation forte de ce type d'approche est en quelque sorte le dual de la méthode temporelle. Des variations importantes du point de fonctionnement du système, par exemple un passage de 20 % à 100 % de la charge pour un variateur de vitesse, peuvent induire des erreurs car les non-linéarités ne sont pas prises en compte (comme décrit précédemment, les phénomènes de saturation ou

### III.1 La CEM conduite en électronique de puissance

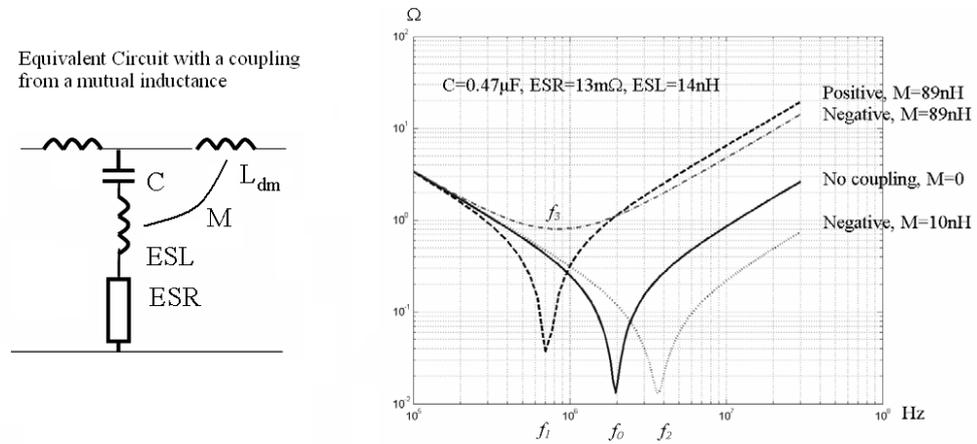
---

les variations des formes d'onde liées aux semi-conducteurs). La source est identifiée pour un seul point de fonctionnement. L'identification expérimentale de la source est assez délicate car la source de perturbations conduites est principalement liée aux signaux de puissance. L'accès peut être difficile, et l'amplitude est souvent trop importante pour une mesure directe. Une interface de mesure qui n'influence pas la source et qui dégrade peu la précision est nécessaire.

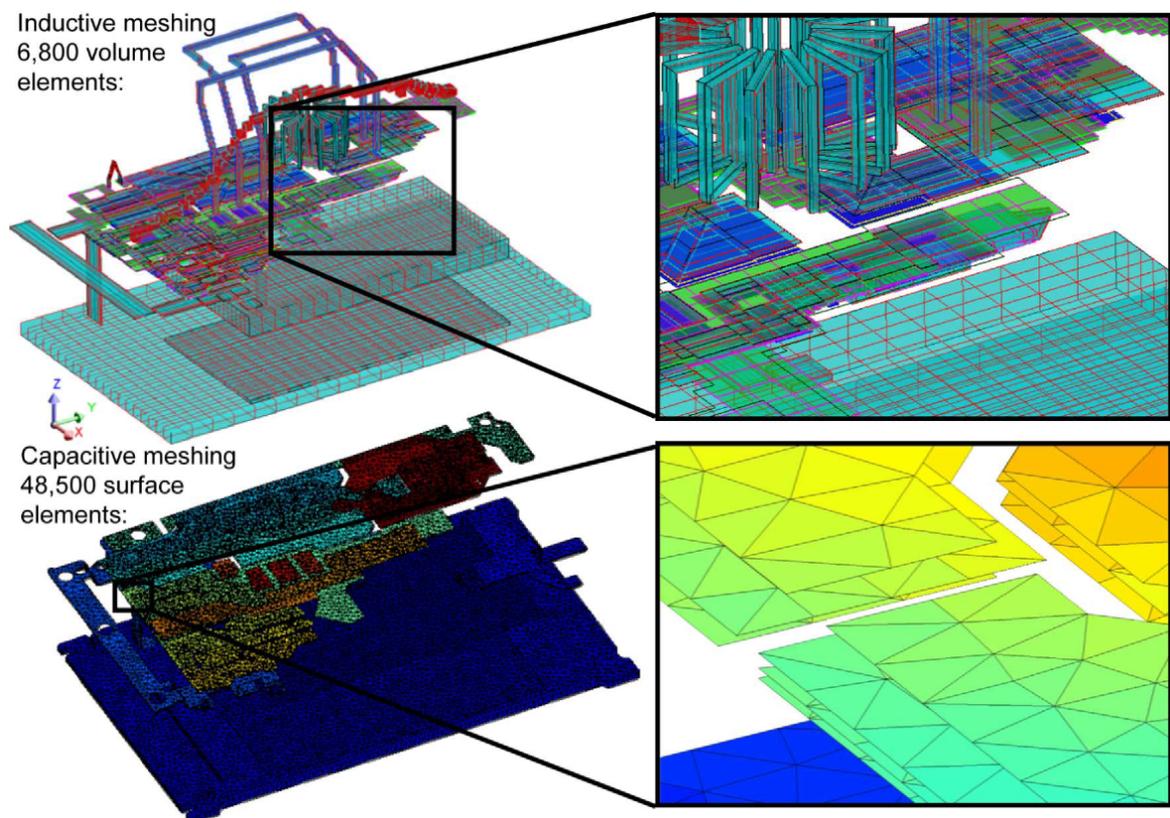
La représentation des impédances, de manière identique aux sources, peut se faire en temporel à travers des éléments de circuit électrique ou en fréquentiel à travers des impédances complexes. Ces impédances sont souvent issues d'une identification expérimentale, typiquement une mesure d'impédance complexe réalisée à l'aide d'un analyseur d'impédance. Ces identifications sont souvent faites pour chaque élément discret (condensateur ou inductance). Les couplages en champ proche entre différents éléments discrets existent et dégradent les performances de filtrage. Des travaux ont tenté de les prendre en compte expérimentalement pour un filtre CEM [13]. La fig. III.2 montre l'influence du couplage inductif entre un condensateur et une inductance placés dans un filtre CEM. Ces couplages réduisent la bande passante du composant car l'effet inductif parasite abaisse la fréquence de résonance du composant. Le cas, où le couplage est négatif, montre que l'on peut exploiter ces couplages pour, au contraire, améliorer le filtrage. Ce concept a été appelé "inductance cancellation" ou "parasitic cancellation" [14, 15].

L'identification expérimentale intervient en fin de conception lorsque le démonstrateur est construit. La correction d'un dimensionnement est coûteuse en temps et en ressources s'il nécessite une seconde itération. Il est donc important de disposer d'une méthode prédictive. Il existe quelques outils pour prédire ces impédances. Pour les câbles, on peut extraire à l'aide de simulations à éléments finis en deux dimensions les paramètres linéiques pour renseigner un modèle de ligne de transmission. Les simulations à éléments finis en trois dimensions pourraient idéalement prédire le comportement électromagnétique d'un convertisseur mais elles sont très lourdes. Un convertisseur est composé de nombreux éléments dont le rapport entre les dimensions peut être important, et ce n'est pas un milieu homogène. La finesse du maillage doit donc s'adapter au composant ayant la plus petite dimension, les matériaux doivent être renseignés précisément, et l'air doit aussi être maillé. Cela conduit à une saisie très lourde de la géométrie, et des temps de calculs importants. Une modification de la géométrie implique un nouveau maillage, et un nouveau calcul. Une optimisation par itération est quasiment impossible pour un convertisseur complet.

Des outils de simulation/modélisation plus rapides, et basés sur la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC), modélisent assez fidèlement l'impédance des conducteurs (routage du circuit imprimé ou du module de puissance) en incluant les couplages inductifs (inductance mutuelle). On peut citer les logiciels Inca3D et FastHenry [17, 18]. La prise en compte des



**Figure III.2** – Schéma électrique équivalent et impédance en fonction de la fréquence d’un condensateur de filtrage. Extrapolation de la mesure initiale avec différentes valeurs d’inductance mutuelle entre le condensateur et une inductance [13].



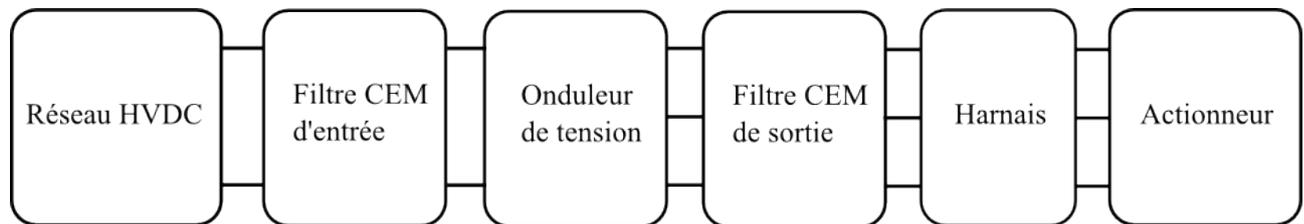
**Figure III.3** – Modélisation PEEC en trois dimensions. Maillages pour la modélisation inductive et capacitive d’un variateur de vitesse industriel [16].

couplages capacitifs existe également avec la méthode PEEC (FastCap [18]) et des travaux sont menés pour offrir une prise en compte globale des couplages au sein d'un convertisseur de manière prédictive [16]. La fig. III.3 montre le résultat d'une modélisation d'un variateur de vitesse industriel modélisé à l'aide de la méthode PEEC. On remarquera que l'air n'est pas maillé et que pour l'aspect capacitif, le nombre d'éléments est assez important. Une autre méthode de simulation/modélisation basée sur la méthode des moments autorise aussi la prédiction des couplages en champ proche [19]. Le logiciel Q3DExtractor, basé sur cette méthode, prend en compte les couplages inductifs et capacitifs. Cependant, pour un convertisseur, les milieux sont fortement hétérogènes alors que ces méthodes ne considèrent que des couplages dans l'air (ou le vide). Par exemple, les isolants ne possèdent pas des permittivités relatives égales à 1 (entre 2 à 4), de même pour la perméabilité au sein des matériaux magnétiques. Dans le cadre d'un filtre CEM et pour l'aspect inductif, il a néanmoins été constaté une influence assez limitée de l'inhomogénéité des milieux pour l'utilisation d'une méthode PEEC, car les flux de fuite qui sont principalement responsables des couplages mutuels, se situent dans l'air [20].

Une approche prédictive pour la CEM conduite jusqu'à environ 100 MHz à l'échelle d'un convertisseur est donc envisageable, les travaux scientifiques montrent de bons résultats. Les outils logiciels se perfectionnent et ouvre la porte à l'optimisation numérique [20]. Cependant, ils restent aujourd'hui trop morcelés pour parler d'une vraie démarche de CAO (Conception Assistée par Ordinateur).

La complexité pour un seul convertisseur est importante, et la CEM s'applique à toutes les échelles. Au sein des systèmes embarqués, le réseau électrique est composé de plusieurs convertisseurs. Il est alors impossible d'envisager la modélisation fine d'un réseau complet de manière identique à la fig. III.3. Des études s'intéressent à des modèles plus légers de type "black box" qui modélisent dans le domaine fréquentiel un convertisseur [21–24]. Ces modèles "terminaux" modélisent de manière comportementale un convertisseur par des impédances et des sources équivalentes. Ils peuvent être renseignés de manière expérimentale ou à l'aide d'outils fins de simulation/modélisation que nous venons de décrire. L'identification est un point délicat aujourd'hui, mais on peut imaginer l'intérêt de ces modèles comportementaux légers pour estimer les perturbations conduites sur un réseau embarqué.

Les filtres CEM, dans un onduleur de tension pour la commande d'actionneur, se situent entre le réseau et l'onduleur sur le bus continu de l'alimentation, ainsi qu'en sortie de l'onduleur, du côté alternatif (fig. III.4). Le filtre de sortie atténue les perturbations vers le harnais et l'actionneur, et le filtre d'entrée atténue les perturbations émises vers le réseau. L'action des deux filtres contribue à réduire les émissions conduites vers le réseau [25]. Les filtres CEM, en réduisant les perturbations, améliorent également la durée de vie de l'actionneur [26]. Au



**Figure III.4** – Schéma-bloc des différents éléments d'une chaîne de conversion électromécanique raccordée à un bus HVDC.

sein des convertisseurs, ils constituent une partie importante de la masse et du volume [27]. Pour les convertisseurs à haute température, on souhaite placer le convertisseur au plus près de l'actionneur. Ce concept d'intégration est parfois appelé "Smart Electro-Mechanical Actuator" (Smart EMA). Le harnais (câble) ainsi que le filtre de sortie seraient supprimés. Les contraintes de filtrage des perturbations conduites seraient reportées uniquement sur le filtre d'entrée. Dans cette optique, nous concentrons nos efforts sur la conception du filtre CEM d'entrée. On note, par ailleurs, qu'à notre connaissance, la bibliographie ne rapporte pas d'études détaillées à propos du filtrage des perturbations conduites au sein de convertisseurs à haute température, ou qui quantifient l'impact des composants en *SiC* sur le niveau des perturbations conduites par rapport aux technologies conventionnelles en *Si* malgré des dynamiques de commutation plus élevées.

### 1.2 Définitions

Pour assurer la CEM entre différents systèmes il existe des normes. Les normes sont définies en fonction de la fréquence comme étant des niveaux d'émissions ou de susceptibilité qui de manière statistique garantissent la CEM. Il existe un compromis entre les contraintes apportées par ces niveaux et les problèmes de CEM. Si les niveaux sont très contraignants, les éléments de filtrage sont volumineux et nombreux. Inversement, si les niveaux sont peu contraignants, la probabilité d'avoir un fonctionnement dégradé par les perturbations est plus importante. En général, les normes sont assez conservatrices, mais on peut s'interroger sur les niveaux de celles-ci particulièrement dans le cadre de systèmes embarqués où le volume et la masse sont des paramètres importants. Une norme permet toutefois à une communauté (industriels, autorités, académiques...) de s'accorder sur des niveaux et des dispositions communes pour fixer des bonnes pratiques et assurer une bonne reproductibilité des mesures. En aéronautique, on utilise souvent la norme civile DO-160F [28], ou bien la norme militaire MIL-STD-461F [29]. Ces normes sont assez générales et peuvent être spécialement modifiées pour certains équipements.

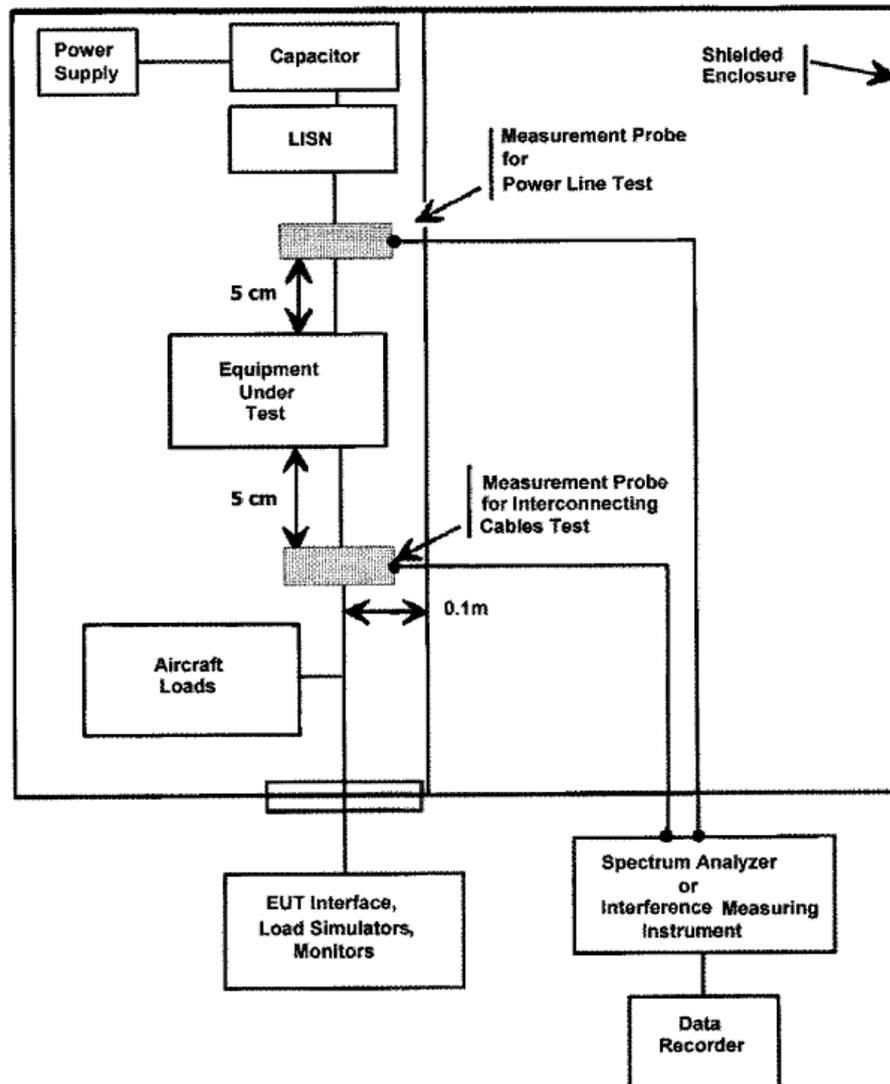
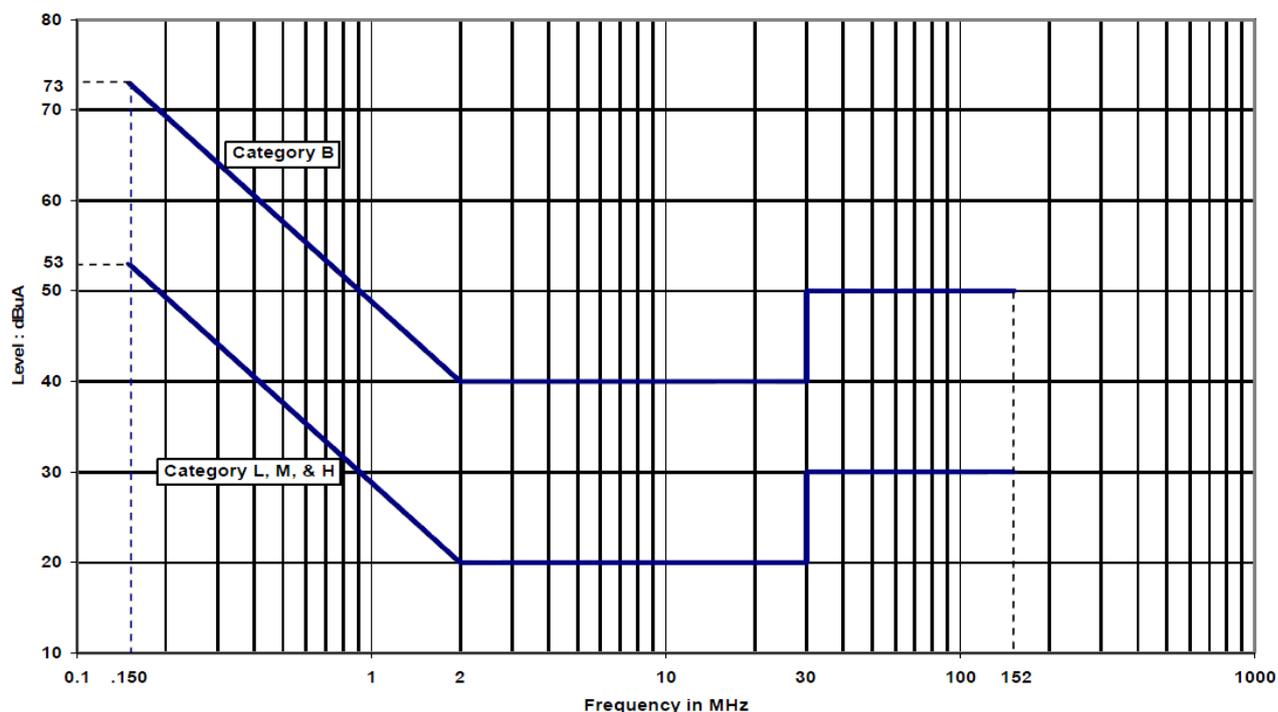


Figure III.5 – Disposition normative imposée par la norme DO-160F.

Nous nous référerons à la norme DO-160F.

Pour un convertisseur de puissance, la disposition normative est décrite à la fig. III.5 selon la norme DO-160F. Le niveau d'émissions des perturbations conduites, fig. III.6, est mesuré à l'aide d'une pince de courant sur une phase qui est connectée au réseau (alimentation électrique). Sur la fig. III.6, il existe différents niveaux d'émission qui correspondent à des catégories d'équipement. Ces catégories sont définies selon le type et la position de l'équipement par rapport au risque de perturbation. Cette classification est imposée par les avionneurs selon leur expérience. L'impédance du réseau est normalisée par un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL, ou Line Impedance Stabilization Network, LISN, en anglais) qui est placé entre



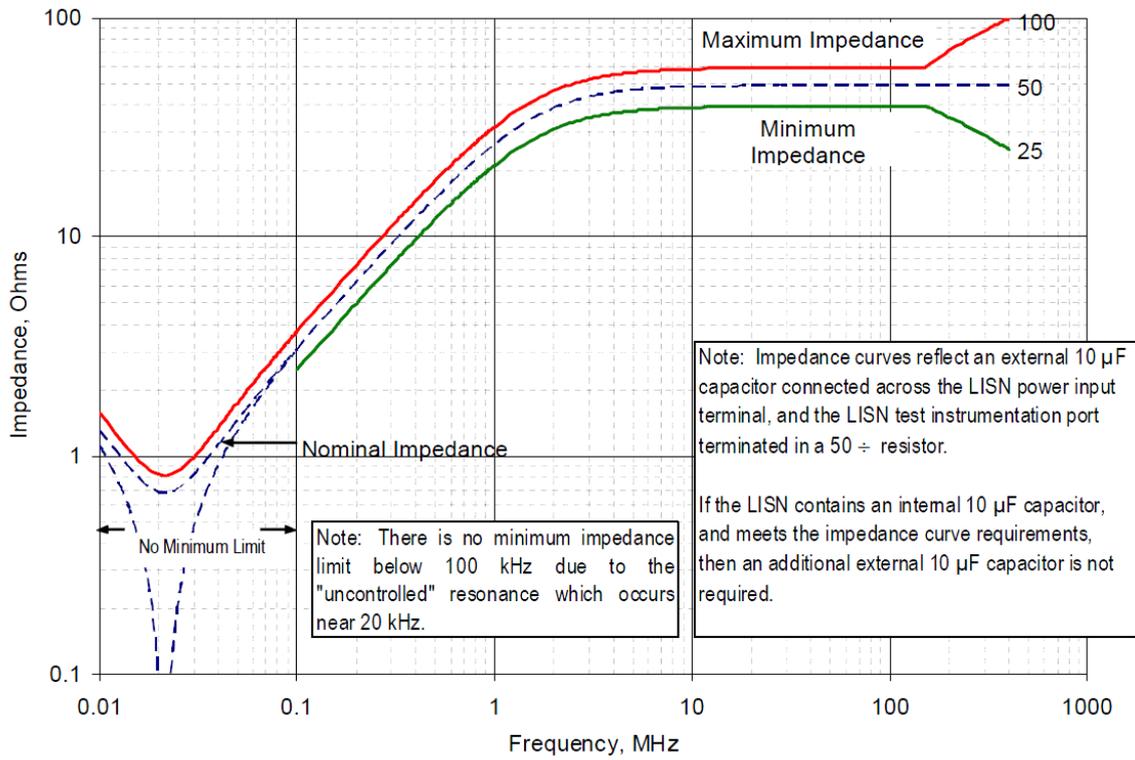
**Figure III.6** – Niveaux maximaux des émissions de perturbations conduites autorisées selon les réglages et la disposition (fig III.5) imposés par la norme DO-160F.

l'alimentation et l'équipement sous test (Equipment Under Test, EUT) à la fig. III.5. Sa principale fonction est de rendre reproductible les mesures dans la plage de fréquences considérée (150 kHz à 30 MHz/152 MHz). Le schéma équivalent et l'impédance normalisée du RSIL sont indiqués à la fig. III.7. De nombreux travaux modélisent le RSIL par une impédance de 50 Ω mais cette hypothèse n'est vraie qu'à partir de 1 MHz. Pour des fréquences inférieures à 150 kHz, la norme spécifie des taux de distorsion harmonique (THD) ou des taux d'ondulation. Le taux d'ondulation  $\chi$ , pour un équipement raccordé à un réseau continu, est défini par l'Equation III.4, avec  $I_{ligne}$  le courant moyen de ligne, et  $\Delta_{I_{ligne}}$  l'ondulation crête à crête. Pour les basses fréquences (inférieures à 150 kHz), les mesures sont moins délicates vis-à-vis de la reproductibilité. Pour un variateur de vitesse entre 1 kW et 10 kW raccordé à un réseau continu 270 V, le taux d'ondulation ne doit pas dépasser 14 %. Dans le cadre des bus HVDC locaux étudiés pour l'avion plus électrique, les normes ne sont pas encore définies officiellement, mais pourraient s'inspirer fortement de la norme DO-160F.

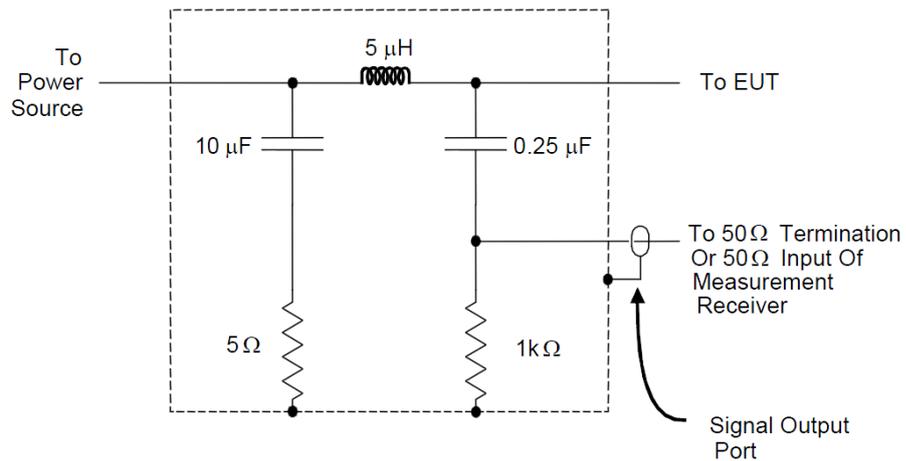
$$\chi = \frac{\Delta_{I_{ligne}}}{I_{ligne}} \quad (\text{III.4})$$

Les normes définissent un environnement pour tester l'efficacité du filtrage, mais ne dé-

### III.1 La CEM conduite en électronique de puissance



(a) Gabarit normalisé de l'impédance du RSIL (ou LISN) vue par l'équipement sous test entre une phase et la masse imposée par la DO160-F.



(b) Schéma électrique d'un RSIL (ou LISN).

**Figure III.7** – Impédance en fonction de la fréquence (a), et schéma électrique du RSIL (b).

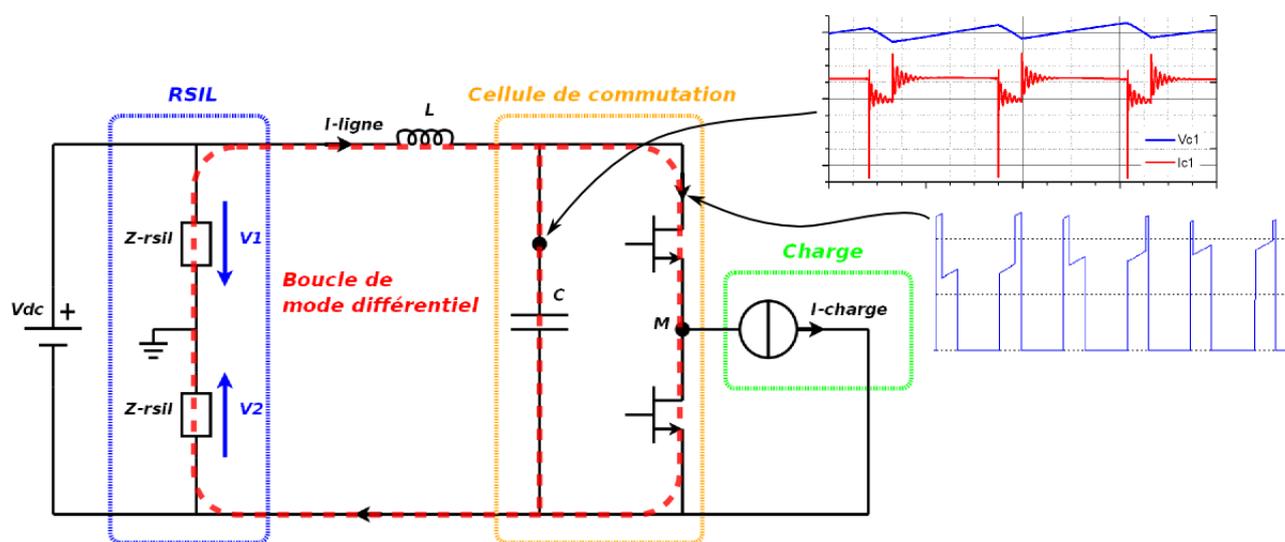
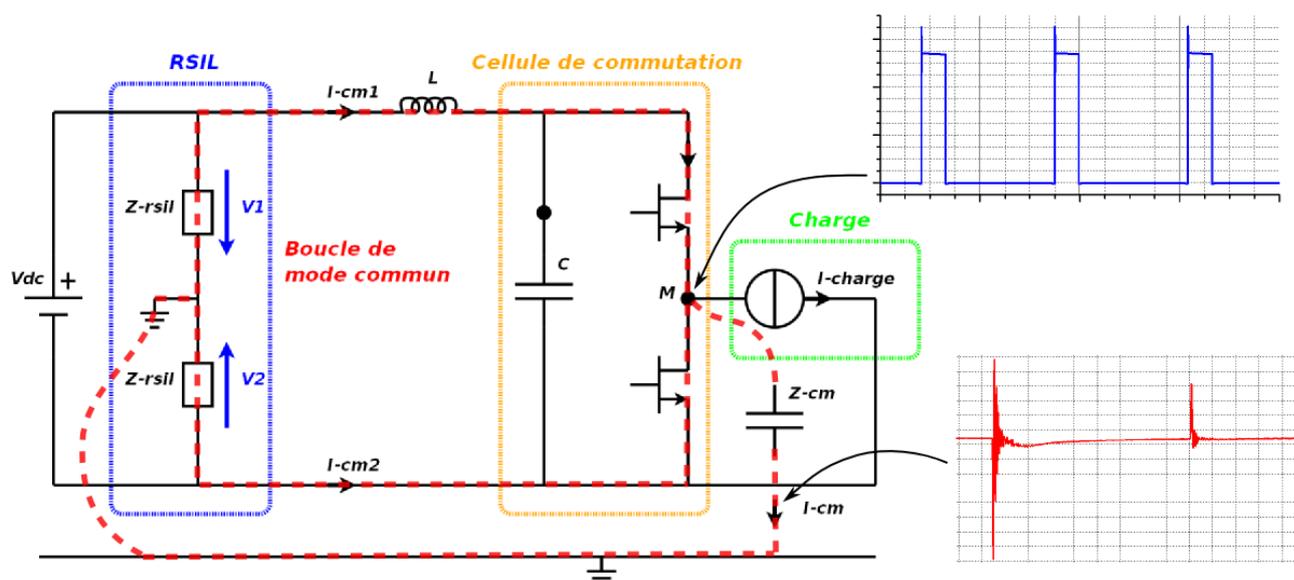


Figure III.8 – Illustration de la boucle de mode différentiel dans un schéma simplifié d'une cellule de commutation.

crivent pas comment analyser et résoudre les problèmes de CEM. Il faut donc revenir à la source des perturbations conduites qui est la commutation des interrupteurs de puissance. Dans les convertisseurs de puissance, les commutations induisent des ondulations de tension et de courant dans la boucle où circule le courant de ligne. Les ondulations sont principalement liées à la fréquence de commutation, comme l'illustrent les fig. I.6 et fig. I.7 du premier chapitre. L'amplitude des harmoniques, multiples de la fréquence de commutation, décroissent rapidement (souvent en  $1/n$ ). On définit ce type de perturbations comme étant le mode différentiel. La fig. III.8 montre schématiquement la circulation des perturbations de mode différentiel et les formes d'onde typique que l'on peut rencontrer. Pour un convertisseur alimenté par une source de tension (onduleur de tension, buck, flyback, forward...), la source de perturbation est modélisée fréquemment par une source de courant.

En théorie, les phases "plus" et "moins" en entrée, ainsi que les potentiels de sortie (phases a, b et c d'un onduleur triphasé, cf. fig III.12) sont parfaitement isolées par rapport à la masse. En statique, l'isolation est excellente, et les courants de fuite sont négligeables. En dynamique, les fortes variations de tension de certains potentiels par rapport à la masse, induisent des courants à travers des impédances capacitatives parasites. Le point milieu d'un bras d'onduleur est typiquement un potentiel variable avec des  $dv/dt$  importants. Ce potentiel flottant est illustré sur la fig. III.9 par le point  $M$ . La nature de la source de perturbations est donc équivalente à une source de tension qui est liée aux variations de potentiel du point milieu  $M$ . Dans un onduleur triphasé la source de tension de mode commun est la combinaison des potentiels des



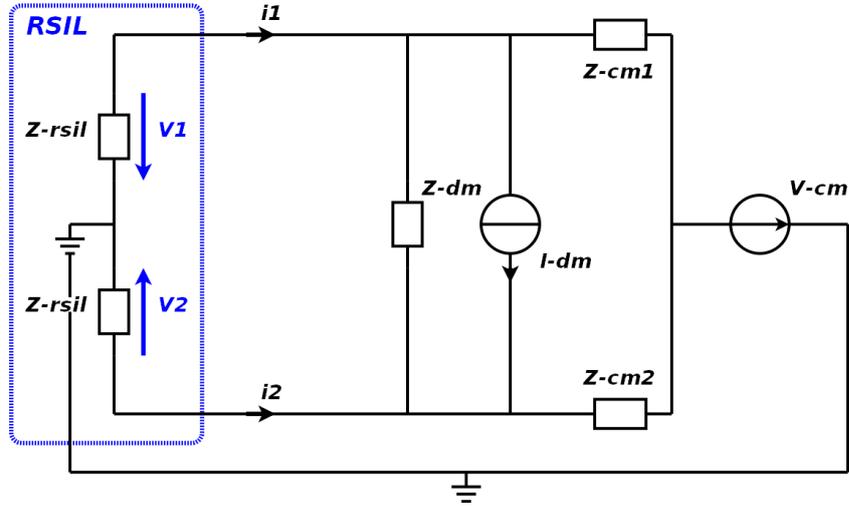
**Figure III.9** – Illustration de la boucle de mode commun dans un schéma simplifié d’une cellule de commutation.  $Z_{cm}$  est l’impédance équivalente de mode commun vue par les perturbations,  $I_{cm}$  le courant de mode commun.

trois points milieux ( $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$ ). Elle est définie par l’Equation III.5.

$$V_{cm} = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (\text{III.5})$$

Les courants de mode commun sont générés pendant une commutation (fort  $dv/dt$ ). L’allure de ces courants est impulsionnelle ( $I_{cm}$  fig. III.9). Le spectre en fréquence est par conséquent beaucoup plus large (par analogie, la transformée de Fourier d’un Dirac est un spectre constant en fréquence). Les perturbations de mode commun sont les plus contraignantes pour le filtrage dans la gamme de fréquences  $150 \text{ kHz}$  à  $30 \text{ MHz}$ . Par exemple, elles sont en partie responsables des perturbations rayonnées à cause des boucles créées par le harnais (câble) et le plan de masse. Cela a un fort impact sur le dimensionnement du blindage du harnais. Ces courants de mode commun ont d’autres conséquences, comme par exemple, l’usure prématurée des isolants et des roulements de l’actionneur (échauffement excessif qui dégrade la lubrification).

On peut donc définir, dans un schéma de principe, les courants et tensions de mode différentiel et de mode commun vus par le RSIL à partir de la fig. III.10. Le courant de mode commun est défini par l’Equation III.6 comme la somme des courants vers la masse. Le courant de mode différentiel, Equation III.7, est égal à au courant  $i_1$  moins le courant  $i_2$  divisé par deux. Il est en théorie très dépendant de  $I_{dm}$  et  $Z_{dm}$ , mais les impédances,  $Z_{cm1}$  et  $Z_{cm2}$ , vues par le courant de mode commun ne sont pas parfaitement symétriques. Il se produit alors



**Figure III.10** – Schéma de principe des sources et des impédances de mode différentiel et de mode commun d'un convertisseur de puissance.  $Z_{dm}$  et  $Z_{cm}$  sont respectivement les impédances équivalentes de mode différentiel et de mode commun.

un transfert de mode, du mode commun vers le mode différentiel. On essaie alors, dans les dimensionnements de filtre, de ne pas introduire de dissymétries trop importantes. Aux bornes du RSIL, les tensions de mode commun et de mode différentiel sont définies respectivement aux Equations III.8 et III.9.

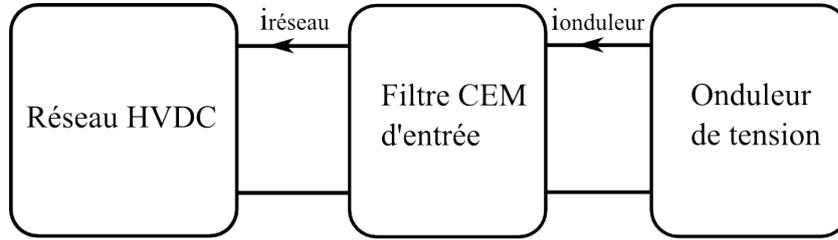
$$i_{cm_{rsil}} = i_1 + i_2 \quad (III.6)$$

$$i_{dm_{rsil}} = \frac{i_1 - i_2}{2} \quad (III.7)$$

$$v_{cm_{rsil}} = V_1 + V_2 \quad (III.8)$$

$$v_{dm_{rsil}} = V_1 - V_2 \quad (III.9)$$

La norme, en mesurant  $i_1$  ou  $i_2$ , ne différencie pas les modes différentiel et commun. L'intérêt de découpler les perturbations par ces deux modes est une meilleure analyse des sources de perturbations du convertisseur pour le filtrage [30]. Depuis une mesure ou une simulation, le concepteur connaît quel mode est prépondérant selon la plage de fréquences, et optimise le filtrage pour chaque mode. Le filtre CEM d'entrée se compose alors d'une partie dédiée au mode commun et d'une partie dédiée au mode différentiel. Il possède au minimum un seul composant (un condensateur ou une inductance), ou décrit des structures plus complexes (L-C, cellule en



**Figure III.11** – Circuit simplifié des éléments autour du filtre pour définir l'atténuation en courant d'un filtre CEM d'entrée.

$\pi$ , deux filtres L-C en cascade...). On définit une fonction d'atténuation du filtre pour évaluer son efficacité à filtrer les perturbations. La norme étant mesurée en courant, nous définissons une atténuation en courant à l'Equation III.10 et en rapport avec la fig. III.11, qui est égale au rapport du courant entrant venant de l'onduleur ( $i_{\text{onduleur}}$ ) sur le courant sortant vers le réseau ( $i_{\text{réseau}}$ ) en décibel. Les mesures sont souvent données en  $dB\mu V$  ou  $dB\mu A$  (Equation III.11).

$$F_{att} = 20 \log\left(\frac{i_{\text{réseau}}}{i_{\text{onduleur}}}\right) \quad (\text{III.10})$$

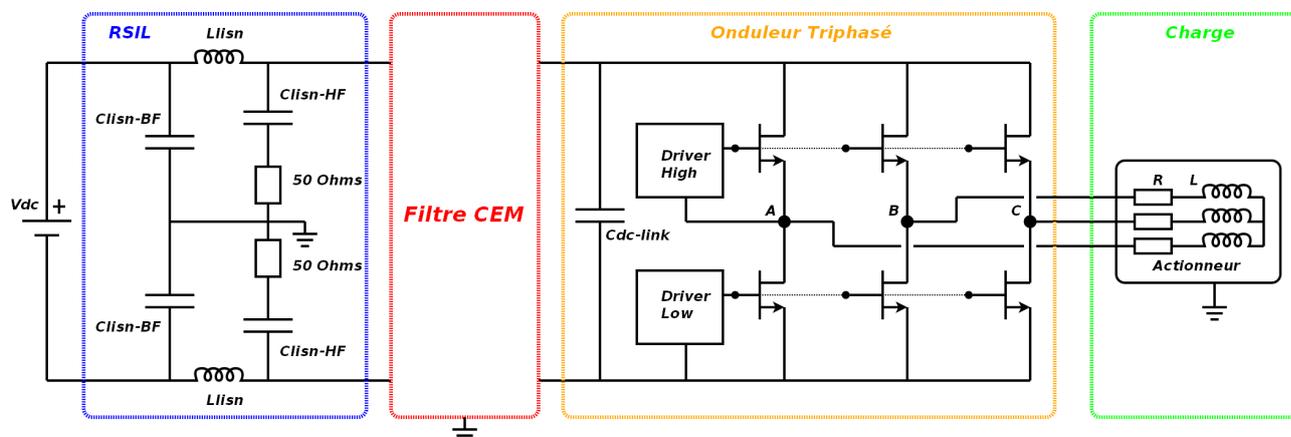
$$X_{dB\mu V} = 20 \log\left(\frac{X}{10^{-6}}\right) \quad (\text{III.11})$$

## 2 Procédure de dimensionnement

Le filtre CEM d'entrée est un élément clé pour le filtrage des perturbations conduites, et un bon exemple d'application pour valider la sélection des composants et matériaux que nous avons caractérisés. Dans cette section, nous délimitons le périmètre de notre d'étude en exposant les objectifs et un cahier des charges représentatif des besoins d'un onduleur de tension de plusieurs kilowatts pour la commande d'actionneur dans un environnement "haute température". Nous posons également des hypothèses, puis décrivons la procédure de dimensionnement choisie pour la conception d'un démonstrateur.

### 2.1 Objectifs et cahier des charges

Le filtre CEM d'entrée est destiné à un onduleur de tension haute température d'une puissance d'environ 2 kW. L'étude de cet onduleur s'inscrit dans le cadre du projet Sefora [31]. La fonction de l'onduleur est le pilotage d'un actionneur haute température (machine synchrone à aimants permanents) pour une application aéronautique de type freins électriques. Actuellement, le convertisseur est déporté dans les soutes de l'avion et l'actionneur se situe sur le train



**Figure III.12** – Schéma électrique de l'onduleur triphasé "haute température" à JFETs en *SiC*.

d'atterrissage. L'objectif principal est d'intégrer le convertisseur avec l'actionneur sur le train d'atterrissage en supprimant le harnais. De plus, on souhaite aussi supprimer le filtre de sortie. Le schéma électrique simplifié de ce "Smart EMA" est indiqué à la fig. III.12. Les interrupteurs de puissance sont des transistors de type JFET en *SiC* [32]. Ils sont capables de fonctionner avec des températures de jonction atteignant jusqu'à  $300\text{ }^{\circ}\text{C}$  en régime permanent.

L'onduleur est alimenté par un bus continu issu d'un redressement triphasé depuis le réseau alternatif embarqué ( $230\text{ V}$ ). Ce bus continu, appelé bus HVDC (High Voltage Direct Current), est local et commun à plusieurs sous-systèmes. L'idée est de mutualiser le redresseur. Bien que les objectifs soient simplement de montrer une première faisabilité, nous essaierons dans le dimensionnement d'anticiper certains aspects particuliers de l'aéronautique que sont les conditions environnementales sévères (humidité, salinité, vibrations, cyclages thermiques...) [28]. En respectant le cahier des charges, le dimensionnement du filtre devra minimiser l'encombrement et la masse.

Le dimensionnement du filtre d'entrée a donc pour objectifs :

- valider la sélection des composants et des matériaux effectuée aux premier et second chapitres pour une application haute température,
- étudier l'impact de la température sur le filtrage des perturbations CEM conduites,
- mettre en évidence les points limitants pour le dimensionnement d'un filtre CEM haute température.

Nous définissons le cahier des charges ci-dessous pour le dimensionnement :

- Températures ambiantes :  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$  à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Tension nominale :  $540\text{ V}$  (Alimenté par bus HVDC  $\pm 270\text{ V}$ )
- Tension maximale :  $1\text{ kV}$  (transitoire de mise sous tension et variation du bus HVDC)

- Courant nominal : 5 A
- Courant maximal : 7 A (surcharge)
- Gamme de fréquences : DC à 150 kHz pour le taux d'ondulation et 150 kHz à 30 MHz pour la partie perturbations CEM conduites (Norme DO-160F)
- Élévation de température : < 40 °C
- Rendement : > 99 % (puissance en entrée/puissance en sortie du filtre)

## 2.2 Hypothèses de dimensionnement

Pour le dimensionnement, nous posons quelques hypothèses afin de borner l'environnement du filtre CEM d'entrée.

### Source de perturbations conduites

Pour ces travaux nous souhaitons étudier le comportement du filtre CEM à haute température. Pour ne pas mélanger les variations en fonction de la température liées à l'onduleur (voire celles liées à la charge) par rapport à celles du filtre, nous considérons la source de perturbations comme indépendante de la température. Nous choisissons également la source de perturbations pour un point de fonctionnement donné.

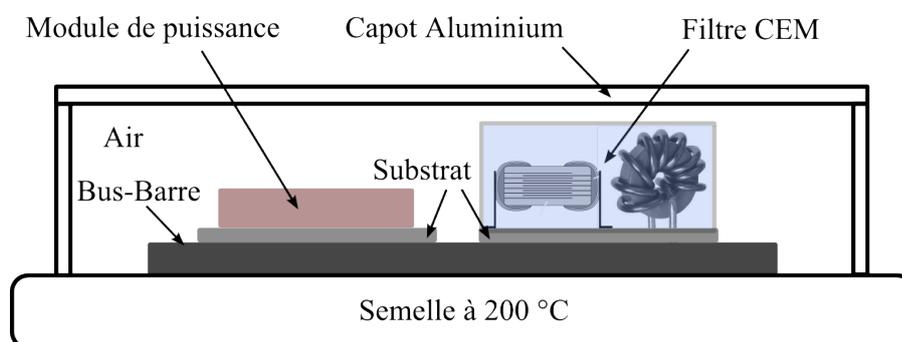
Le déroulement du projet ne permet pas de tester le filtre sur un convertisseur haute température car les travaux concernant l'onduleur et le filtre sont menés en parallèle. Le banc d'essai, qui est présenté à la section 5.1, page 146, utilise donc des interrupteurs de type IGBT au lieu de JFET-SiC. Nous faisons l'hypothèse que l'onduleur à IGBT est une source de perturbations comparable au futur démonstrateur à JFET-SiC.

### Niveau de perturbations conduites

Le niveau de perturbations conduites défini dans la norme DO-160F, catégorie B à la fig. III.6 est choisi arbitrairement. Il correspond à un niveau de perturbations tolérable entre 150kHz et 30 MHz :

*"This category is intended primarily for equipment where interference should be controlled to tolerable levels."*

Nous ne nous intéressons pas au respect absolu de la norme pour les niveaux requis pour des fréquences inférieures à 150 kHz (ondulations de tension et de courant à basse fréquence), car les niveaux de courant sont assez faibles en comparaison des autres équipements susceptibles d'être raccordés en parallèle (2 kW à 3 kW comparés à 10 kW ou 100 kW). Cependant, le



**Figure III.13** – Disposition des différents éléments du convertisseur et de son environnement permettant de décrire les conditions aux limites thermiques.

dimensionnement considèrera l'influence du filtre par rapport au raccordement de l'équipement au réseau HVDC, avec notamment le respect d'un critère de stabilité.

### Conditions aux limites thermiques

La disposition du filtre dans son environnement est décrit à la fig. III.13. Les composants du filtre (condensateurs et inductances) seront positionnés sur un empilement d'un substrat métallisé, d'un bus-barre et d'une semelle. La semelle peut être considérée comme une source froide capable de dissiper un flux de chaleur infini. Le capot en aluminium assure un recouvrement complet des composants. Le boîtier n'est pas hermétique mais le renouvellement d'air est faible avec l'extérieur. On considère que la température du capot est fixée à 200 °C, et de manière identique à la semelle, c'est une source froide capable de supporter un flux de chaleur infini. Le rayonnement thermique est négligé.

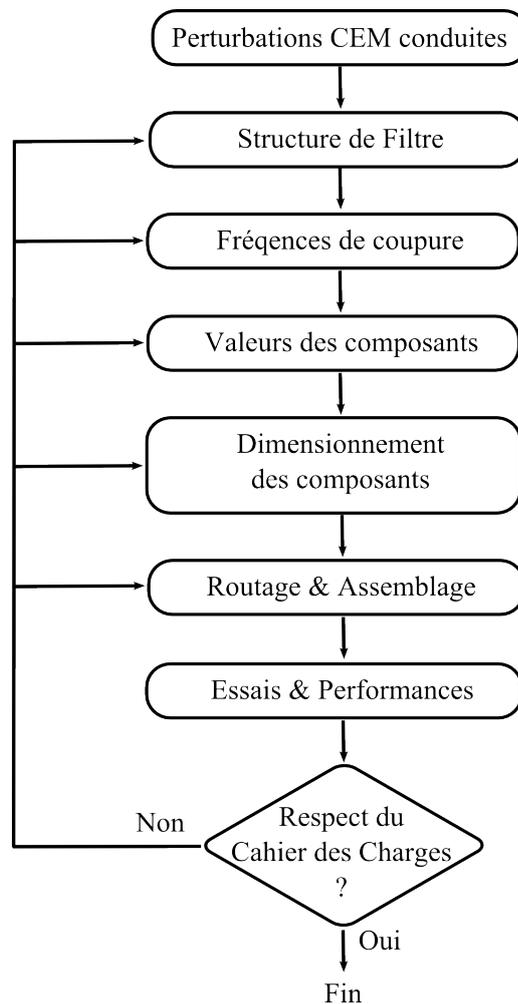
On constate que deux mécanismes d'échange thermique interviennent, un mécanisme de conduction où le flux de chaleur sera principalement dirigé vers la semelle, et un mécanisme de convection naturelle dans l'air. Nous faisons l'hypothèse que les échanges thermiques (conductivité et coefficient de convection) à 25 °C sont identiques à ceux à 200 °C.

### Contraintes environnementales

Une considération, et hypothèse, concerne la réalisation de notre démonstrateur. Nous ne prenons pas en compte les contraintes en cyclage thermique, en vibration et en vieillissement décrites dans la norme DO-160F qui sont liées aux technologies de packaging. Ces contraintes fortes de l'aéronautique sont très complexes à résoudre, et sortent du cadre de nos travaux. On peut néanmoins essayer d'éliminer toute solution dont on aurait la certitude qu'elle ne respecterait pas ces contraintes.

Enfin, la gamme de températures considérée est comprise entre  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Les composants et matériaux que nous avons sélectionnés fonctionnent déjà à  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$  dans de nombreuses applications, nous nous concentrerons sur le fonctionnement à haute température du filtre, c'est-à-dire entre  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  ambiants.

### 2.3 Etapes du dimensionnement



**Figure III.14** – Procédure de dimensionnement suivie pour le démonstrateur de filtre CEM haute température.

Pour la conception d'un filtre CEM à haute température, nous ne cherchons pas à développer une nouvelle procédure de dimensionnement, ni à réaliser une optimisation très fine. L'objectif est la validation de nos choix de composants et de matériaux, ainsi que la démonstration d'une faisabilité de la fonction "Filtre CEM" à haute température. Ce premier résultat nous

permettra ensuite d'affiner la procédure. A ce faible niveau de maturité, il est inutile d'utiliser des techniques d'optimisation très avancées. Les paramètres d'entrée tels que la position au sein du convertisseur, l'environnement du filtre, son packaging, ou la norme sont susceptibles de varier. Par conséquent, nous utilisons une procédure assez simple dont les étapes sont exposées à la fig. III.14 et dont le déroulement a déjà été mis en œuvre [33, 34].

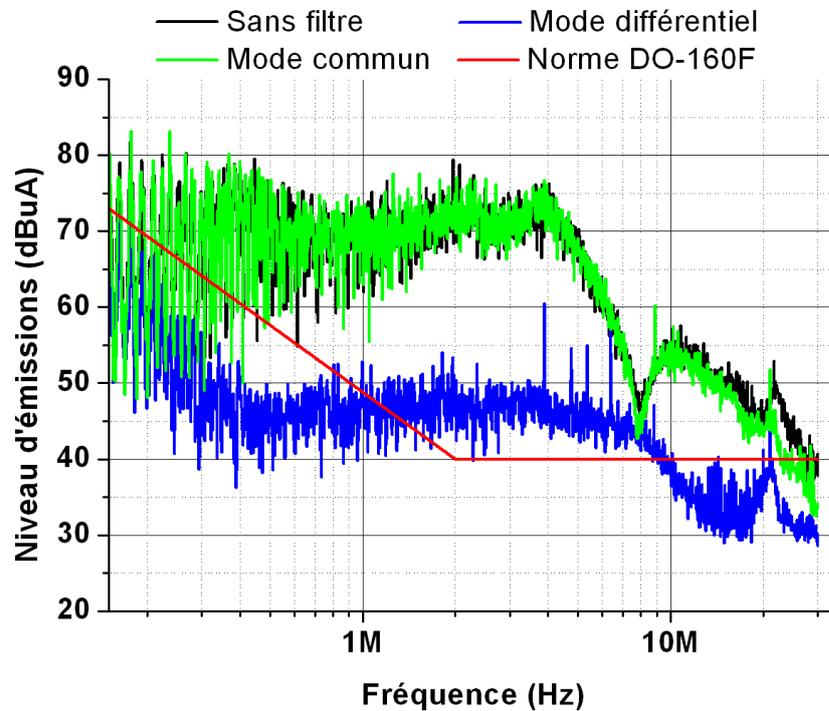
La première étape concerne l'identification des perturbations conduites, et le découplage du mode commun et du mode différentiel depuis une mesure normative (tensions  $V_1$  et  $V_2$  du RSIL ou courant de ligne). Le niveau et la nature des perturbations nous amènent à choisir une structure de filtre pour chaque mode. Ensuite, les fréquences de coupure sont choisies en fonction de la structure du filtre et des perturbations. Ces fréquences imposent des valeurs d'inductance et de condensateurs. Lorsque les valeurs sont déterminées, il faut dimensionner chaque élément du filtre en fonction des contraintes électriques. L'étape de routage et d'assemblage permet la connexion et le positionnement des éléments discrets sur un substrat métallisé qui sera intégré dans l'onduleur. Dans cette procédure, on vérifie a posteriori les performances du filtre CEM. On peut revenir sur chaque étape pour améliorer le dimensionnement.

### 3 Dimensionnement du filtre CEM

Nous détaillons dans cette section les différentes étapes de la procédure de dimensionnement décrite à la fig. III.14. Les étapes du choix de la structure de filtre, du choix des fréquences de coupure, et du choix des valeurs des éléments du filtre sont rassemblées à la section 3.2 car ces étapes de la procédure concernent le schéma électrique du filtre. Le dimensionnement physique du filtre est séparé entre les dimensionnements des inductances et des condensateurs aux sections 3.3 et 3.4.

#### 3.1 Sources de perturbations conduites

Les sources de perturbations peuvent être simulées ou directement mesurées sur un banc d'essai. Nous les avons mesurées selon la norme DO-160F, pour la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz. La fig. III.15 montre les résultats obtenus depuis le banc d'essai expérimental (présenté à la page 146). Les perturbations sont mesurées sur le courant de ligne en entrée de l'onduleur. D'une manière générale, les perturbations sont nettement au-dessus du niveau imposé par la norme. L'allure du spectre est caractéristique d'un variateur de vitesse [2–4]. Lorsque l'on différencie le mode commun et le mode différentiel, les deux modes contribuent aux perturbations conduites de manière comparable entre la fréquence de MLI et quelques



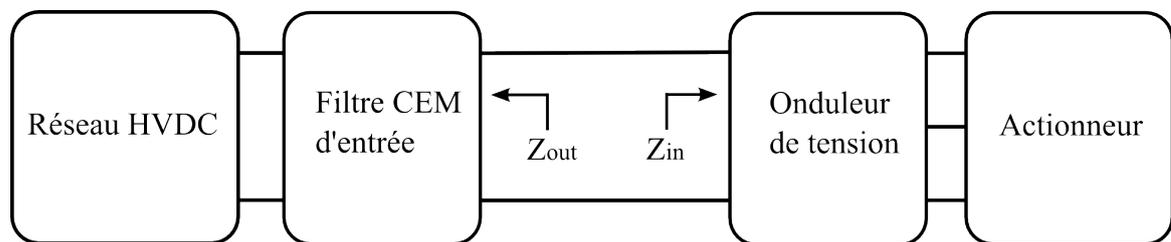
**Figure III.15** – Mesure des perturbations conduites selon la norme DO-160F sur le courant de ligne en entrée de l'onduleur (à 400 V-4 A).

centaines de kilohertz. Dès que l'on dépasse des fréquences de 200 kHz à 300 kHz (environ  $10 \times F_{pwm}$ ), le mode commun domine nettement le mode différentiel. Le mode commun constitue la principale source de perturbations mesurées sur le courant de ligne (courbe noire, mesure normative, par rapport à la courbe verte, mode commun). La mesure nous confirme également les remarques que nous avons formulées à propos du mode différentiel. Il est essentiellement dépendant des ondulations du courant de ligne induites par les commutations à la fréquence de MLI. Les amplitudes des harmoniques décroissent rapidement en fonction de la fréquence.

En résumé, le mode différentiel conserve un niveau de perturbations résiduel qui nécessite un filtrage entre 1 MHz et 10 MHz, mais la nature des perturbations d'un variateur de vitesse impose un filtrage de mode commun performant sur une large gamme de fréquences.

## 3.2 Structure du filtre CEM

Plusieurs structures de filtre sont envisageables. Nous avons pour la structure deux contraintes. Premièrement, aucun condensateur ne doit être placé directement en entrée pour limiter les courants d'appel lors de la mise sous tension ou en cas de court-circuit sur le bus HVDC. Deuxièmement, le condensateur de découplage de l'onduleur est mutualisé avec la fonction de



**Figure III.16** – Schéma bloc d'un onduleur de tension raccordé à un bus HVDC.  $Z_{in}$  est l'impédance équivalente de l'onduleur et de l'actionneur vue par le réseau et le filtre CEM d'entrée.  $Z_{out}$  est l'impédance équivalente du réseau et du filtre CEM d'entrée vue par l'onduleur et l'actionneur.

filtrage car nous souhaitons minimiser le nombre de composants à 200 °C. L'objectif est de présenter les principales considérations utiles dans le choix de la structure du filtre [35].

Plusieurs critères ont été identifiés pour la sélection de la structure :

- L'atténuation du filtre ( $F_{att}$ , Equation III.10)
- Le nombre de composants
- Les valeurs des composants (inductances et capacités)
- L'impédance de sortie ( $Z_{out}$ )

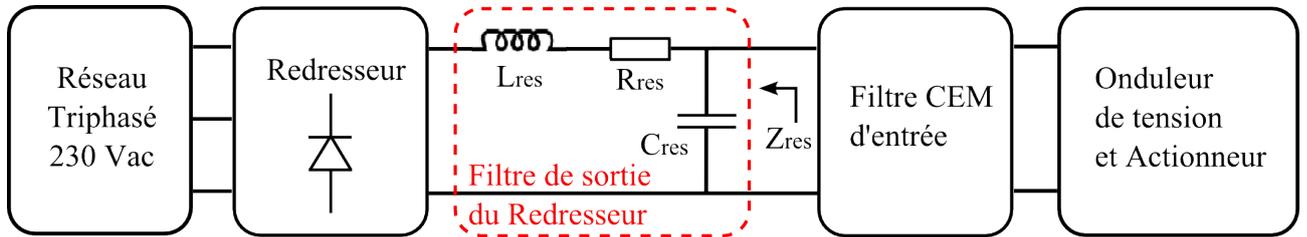
La structure du filtre va déterminer la fonction d'atténuation idéale du filtre, c'est le critère important par rapport à la fonction principale de filtrage. Pour contenir le volume, et les futurs risques de défaillance, probablement importants à haute température, on cherche à avoir un nombre de composants limité. Les valeurs des composants (inductances et capacités) doivent également être le plus faible possible, toujours pour limiter le volume.

Il a été démontré, selon certaines hypothèses (cas linéarisé autour d'un point fonctionnement), que la stabilité d'un convertisseur raccordé à une source peut se ramener à respecter la condition définie par l'Equation III.12 [36–38]. Ce critère de stabilité est appelé le critère de Middlebrook. Il a été ensuite généralisé pour le raccordement de plusieurs convertisseurs à une source commune [39].

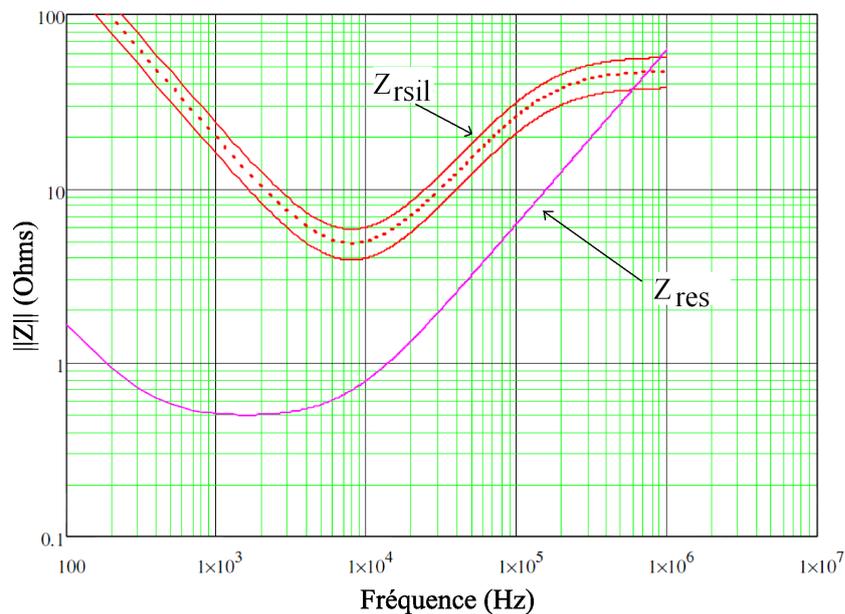
$$\|Z_{out}\| \ll \|Z_{in}\| \quad (\text{III.12})$$

Les éléments  $Z_{in}$  et  $Z_{out}$  sont définis par le schéma de la fig. III.16. L'impédance  $Z_{in}$  est dite "impédance d'entrée", elle est fixée par l'onduleur et la charge. L'impédance  $Z_{out}$  est dite "impédance de sortie", elle est imposée par le réseau et le filtre CEM d'entrée. Le filtre CEM d'entrée est donc un élément important pour garantir la stabilité d'un variateur de vitesse lors de son raccordement au réseau d'alimentation.

L'impédance du réseau ou de la source doit être définie. Le RSIL ne définit pas l'impédance équivalente d'un réseau pour des fréquences inférieures à 150 kHz. Son impédance pourrait ne



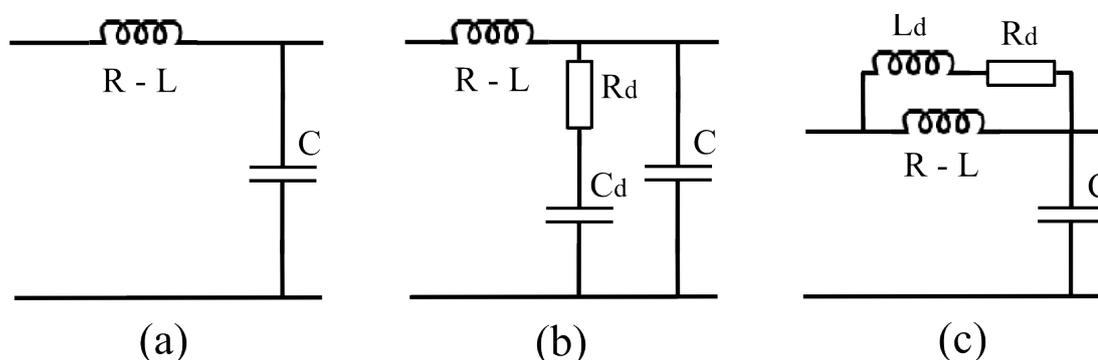
**Figure III.17** – Schéma bloc d'un onduleur de tension raccordé à un bus HVDC. Le bus HVDC est représenté par un redresseur associé à un filtre de sortie dont l'impédance équivalente vue par le filtre CEM d'entrée et notée  $Z_{res}$ .



**Figure III.18** – Module de l'impédance complexe d'un RSIL (en rouge, points tillés) et d'un filtre de sortie du redresseur alimentant le bus HVDC ( $Z_{res}$ , en violet). Pour le filtre de sortie du redresseur les valeurs suivantes sont utilisées :  $L_{res}=10 \mu H$ ,  $C_{res}=1 mF$ ,  $R_{res}=100 m\Omega$ .

pas être réaliste par rapport à l'impédance d'un bus HVDC. Nous faisons l'hypothèse que le bus HVDC est alimenté par un redresseur et que son filtre de sortie domine son impédance équivalente,  $Z_{res}$ , vue depuis le filtre CEM. La fig. III.17 illustre la configuration du réseau d'alimentation de l'onduleur. On peut rappeler que plusieurs convertisseurs pourraient être raccordés simultanément au bus HVDC, en sortie du filtre du redresseur. Pour cette étude, ils ne seront pas considérés.

On compare à la fig. III.18, l'impédance d'un filtre de sortie d'un redresseur triphasé réaliste ( $L_{res}=10 \mu H$ ,  $C_{res}=1 mF$ ,  $R_{res}=100 m\Omega$ ) par rapport à l'impédance d'un RSIL définie par la norme DO-160-F. La différence entre ces deux impédances est importante pour des fréquences comprises entre  $100 Hz$  et  $1 MHz$ . Il s'agit typiquement de la gamme de fréquences dans



**Figure III.19** – Structures de filtre autour d’une structure initiale L-C.

(a) Structure L-C initiale ( $L=200 \mu H$ ,  $C=10 \mu F$ )

(b) Structure L-C avec une branche d’amortissement sur le condensateur C ( $L=200 \mu H$ ,  $C=2 \mu F$ ,  $C_d=8 \mu F$ ,  $R_d=5 \Omega$ )

(c) Structure L-C avec une branche d’amortissement sur l’inductance L ( $L=200 \mu H$ ,  $C=10 \mu F$ ,  $L_d=50 \mu H$ ,  $R_d=5 \Omega$ )

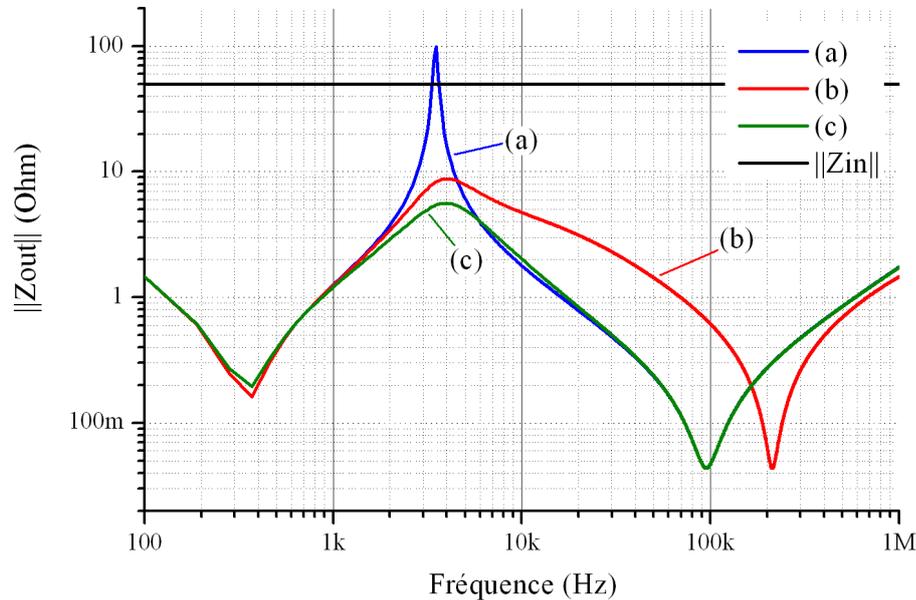
laquelle sont placées les fréquences de coupure (donc les résonances) du filtre d’entrée.

Ces deux impédances équivalentes du réseau d’alimentation sont utiles. On devra choisir celle qui correspond à la gamme de fréquences considérée. En basse fréquence et jusqu’à environ  $150 \text{ kHz}$ , on utilisera une impédance plus réaliste du réseau, telle que nous la décrivons à la fig. III.18 ( $Z_{res}$ ). Pour des fréquences supérieures à  $150 \text{ kHz}$ , l’impédance du RSIL est satisfaisante. On remarque néanmoins, qu’entre  $150 \text{ kHz}$  et  $1 \text{ MHz}$ , la différence d’impédance est modérée, inférieure à un ordre de grandeur, on peut tolérer les deux possibilités.

Le module de l’impédance d’entrée  $\|Z_{in}\|$  de l’onduleur peut être approximé par une constante, égale à la tension moyenne d’alimentation divisée par le courant moyen de ligne [40]. C’est équivalent de considérer l’onduleur de tension et sa charge de type R-L à une charge régulée en puissance avec une bande passante infinie. Selon notre cahier des charges,  $\|Z_{in}\|$  est proche de  $50 \Omega$ .

Pour le choix de la structure nous souhaitons premièrement démontrer la faisabilité de la fonction "filtre CEM" et non fournir une optimisation. Nous figurons la structure à un filtre L-C. Le mode commun n’agit pas, ou très peu, dans la boucle du courant de ligne. En conséquence, le critère de stabilité ne s’applique pas à la boucle de mode commun.

Pour illustrer l’impact du critère de stabilité sur le filtrage nous comparons trois structures de filtre L-C, fig. III.19. Des branches d’amortissement sont ajoutées et les valeurs des composants sont ajustées pour conserver une fréquence de coupure identique. Pour cet exemple, nous avons choisi des valeurs plus proches d’un filtre de mode différentiel à cause de son impact sur la stabilité. La plage de fréquences étudiée s’étend de  $100 \text{ Hz}$  jusqu’à  $1 \text{ MHz}$ , un encadrement autour de la fréquence de MLI. Nous utilisons une impédance réseau équivalente au filtre de



**Figure III.20** – Module de l'impédance complexe de sortie des filtres présentées à la fig. III.19.

sortie d'un redresseur ( $Z_{res}$ , fig. III.17), car cette impédance équivalente du réseau correspond mieux à la bande de fréquence étudiée.

Les résultats des calculs des impédances de sortie et des atténuations des structures correspondant à la fig. III.19, sont montrés aux fig. III.20 et fig. III.21. Les impédances de sortie sont composée de trois résonances importantes. La première résonance à basse fréquence est liée à la fréquence de coupure du filtre de sortie du redresseur, et plus généralement à l'impédance basse fréquence de la source ( $Z_{res}$ ). La seconde résonance est dépendante de la fréquence de coupure du filtre d'entrée de l'onduleur. Les branches d'amortissement atténuent la résonance à la fréquence de coupure du filtre d'entrée qui est la cause principale de non respect du critère de stabilité. Enfin, la troisième résonance qui apparaît sur l'impédance de sortie est liée à l' $ESL$  du condensateur du filtre L-C (noté C sur la fig. III.19). On remarque, pour l'exemple que nous avons choisi, qu'un L-C sans amortissement (fig. III.19 (a)) présente une impédance de sortie qui ne respecte pas le critère de stabilité (Equation III.12). En revanche, pour les structures amorties (fig. III.19 (b) et (c)), le critère est largement respecté. Malgré d'éventuelles variations des capacités et des inductances en fonction de la température entre  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ , le critère devrait être respecté avec une structure amortie car la marge est importante. L'amortissement fournit également une robustesse par rapport aux éventuelles variations de l'impédance du réseau (longueur de câble, reconfiguration du réseau...).

L'atténuation du filtre L-C typique ( $-40\text{ dB/décade}$ ) est réduite par les branches d'amortis-

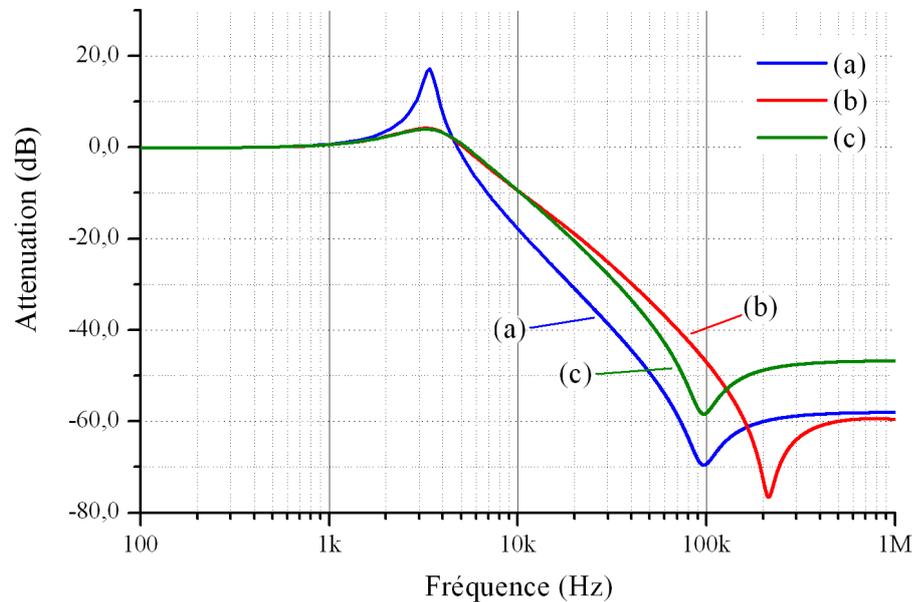


Figure III.21 – Module de l'atténuation des filtres présentés à la fig. III.19.

sement. L'*ESL* du condensateur C (cf. fig. III.19) est le premier élément parasite qui apparaît lorsque la fréquence augmente. Nous l'avons estimé à environ  $200\text{ nH}$  indépendamment de la valeur de C car l'*ESL* dépend beaucoup du routage et des connexions. Par rapport à l'amortissement placé sur l'inductance L, la branche d'amortissement sur le condensateur C semble dégrader très légèrement l'atténuation du filtre pour des fréquences inférieures à la résonance provoquée par l'*ESL* du condensateur C (entre  $100\text{ kHz}$  et  $200\text{ kHz}$ ). L'usage d'un condensateur de plus faible valeur (C) permet néanmoins d'augmenter cette fréquence de résonance et d'offrir une meilleure atténuation pour les fréquences élevées.

Le critère de stabilité est donc un critère important qui influe sur la sélection d'une structure de filtre. L'exemple pour un simple filtre L-C montre une influence notable sur l'atténuation du filtre. Pour notre conception dédiée à un démonstrateur haute température, nous choisissons, pour le filtrage de mode différentiel, le filtre L-C amorti qui est décrit à la fig. III.19 (b). Pour le mode commun, nous utiliserons un filtre L-C sans branche d'amortissement. Le schéma complet du filtre est présenté à la fig. III.22.

Selon les atténuations requises par les perturbations conduites que nous avons mesurées, nous choisissons les fréquences de coupures pour chaque mode. Avant de choisir les valeurs des composants (capacités et inductances), on peut avancer quelques remarques. En comparant la densité volumique d'énergie stockée maximale des matériaux (Equations I.20 et II.11) on observe immédiatement l'avantage des matériaux diélectriques sur les matériaux magnétiques.

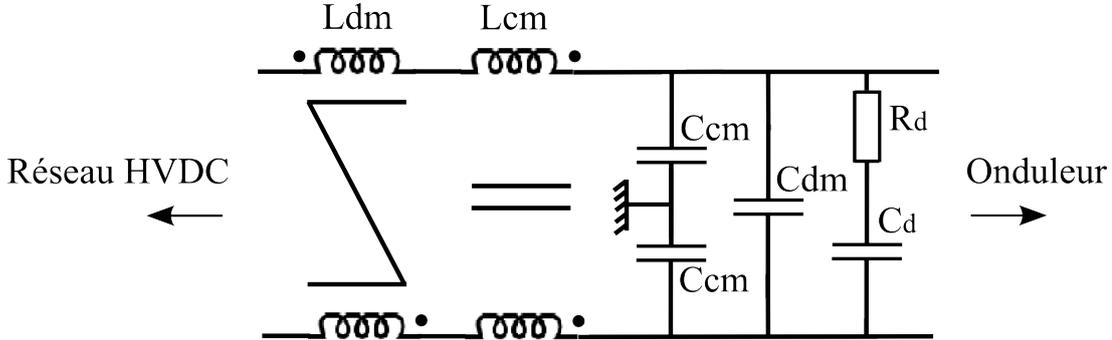


Figure III.22 – Structure retenue du pour le démonstrateur du filtre CEM haute température.

$F_{pwm}$	$f_{c_{dm}}$	$f_{c_{cm}}$	$T_{pwm}$	$i_c$	$\Delta V_{dc}$
15 kHz	3,5 kHz	32 kHz	66.7 $\mu s$	5 $A_{rms}$	16 V
$L_{dm}$	$L_{cm}$	$C_{dm}$	$C_d$	$C_{cm}$	$R_d$
40 $\mu H$	250 $\mu H$	10 $\mu F$	40 $\mu F$	50 nF	3 $\Omega$

Tableau III.1 – Valeurs des fréquences de coupures et des composants requises pour le démonstrateur du filtre CEM haute température.

Pour les matériaux diélectriques de type céramique (*NP0* ou *X7R*), les ordres de grandeurs se situent autour de 100  $mJ/cm^3$  à 3000  $mJ/cm^3$ , par rapport à des valeurs comprises entre 2  $mJ/cm^3$  à 10  $mJ/cm^3$  pour les matériaux magnétiques à basse perméabilité. L'écart s'étend de une à deux décades. On préférera donc pour des raisons de compacité privilégier les éléments capacitifs de grande valeur par rapport aux inductances. Cela est particulièrement valable pour le mode différentiel qui utilise le(s) condensateur(s) de découplage.

Pour le mode commun, la norme limite la valeur de capacité, des phases par rapport à la masse, à 100 nF. Nous fixons la valeur des condensateurs de mode commun ( $C_{cm}$ ) au maximum fixé par la norme, soit  $2 \times 50$  nF. Pour le mode différentiel, l'Equation I.25 donnée au premier chapitre (page 17) nous permet d'obtenir une valeur initiale du condensateur de découplage qui servira également de condensateur de mode différentiel. La norme spécifie une ondulation de tension en régime établi de 16 V ( $\Delta V_{dc}$ ). Conformément à ce qui est indiqué dans [36, 37], un bon compromis entre l'amortissement sur  $\|Z_{out}\|$  et la valeur du condensateur d'amortissement est donné pour un rapport 4 entre  $C_{dm}$  et  $C_d$ . Les valeurs d'inductances sont ensuite ajustées pour respecter les fréquences de coupure et les atténuations requises par la norme et les perturbations. On remarque sur la fig. III.22, que nous utilisons une inductance couplée en mode différentiel ( $L_{dm}$ ) pour limiter les dissymétries par rapport à la boucle de mode commun. Le choix des fréquences de coupure et des valeurs des composants est résumé au Tableau III.1.

En conclusion, nous avons choisi une structure simple et robuste afin de respecter les considé-

rations que nous avons exposées dans cette section, et de permettre également la démonstration d'une première faisabilité de la fonction "filtre CEM" à haute température pour un onduleur de tension.

### 3.3 Dimensionnement des inductances

Une procédure pour le dimensionnement physique d'une inductance couplée symétrique est proposée pour répondre au cahier des charges que nous avons présenté. Cette procédure est détaillée à l'Annexe D page 279 par une feuille de calculs Mathcad, pour une inductance de mode commun. Nous allons commenter dans cette section les hypothèses, la formulation, et les résultats de notre dimensionnement.

Le dimensionnement suit les étapes suivantes :

- Détermination des paramètres géométriques,
- Formulation des grandeurs électromagnétiques linéarisées en fonction des dimensions géométriques du noyau,
- Détermination des contraintes imposées par le matériau, le cahier des charge et la technologie,
- Minimisation du volume/masse du noyau,
- Choix d'un noyau et Vérification du respect des contraintes (valeurs, pertes, volume...).

#### Paramètres géométriques

La géométrie du noyau est figée car les matériaux que nous avons sélectionnés ne sont disponibles qu'avec des géométries toriques dans la gamme de puissance que nous considérons ( $1 \text{ kW} < P < 10 \text{ kW}$ ). Il s'agit donc d'un tore qui sera utilisé pour une inductance couplée symétrique. Le terme symétrique signifie que chacun des deux enroulements de l'inductance comportent le même nombre de tours. Pour les inductances de filtrage, ce type de géométrie offre un bon couplage, et limite les effets capacitifs parasites si l'on restreint le nombre de couches des bobinages à 1 ou 2 couches (en comparaison des bobinages planaires ou concentriques).

On définit les paramètres géométriques depuis la fig. III.23. Le diamètre,  $D_{fil}$ , et la section du conducteur,  $S_{Cu}$ , sont donnés par les Equations III.13 et III.14.  $I_{ligne}$  est le courant moyen maximal et  $\delta$  la densité de courant.

$$D_{fil} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{ligne}}{\delta \cdot \pi}} \quad (\text{III.13})$$

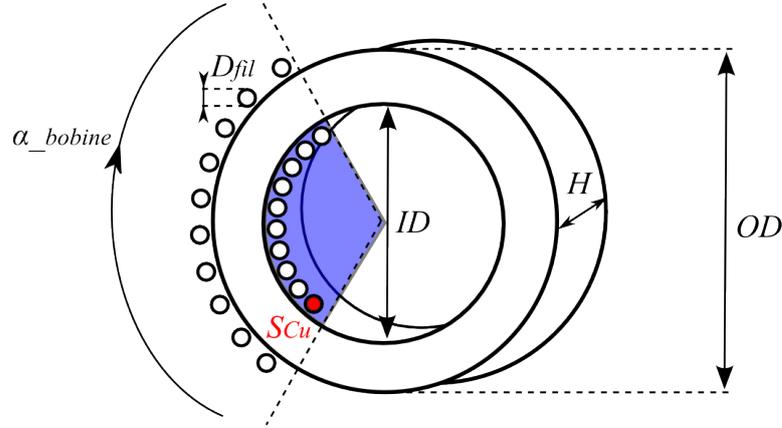


Figure III.23 – Descriptif des paramètres géométriques d'un tore.

$$S_{Cu} = \pi \cdot \left( \frac{D_{fil}}{2} \right)^2 \quad (\text{III.14})$$

Le nombre de tours maximal d'un enroulement pour  $k$  couches de bobinage est donné par l'Equation III.15.  $\alpha_{tour}$  est le foisonnement du conducteur, on l'approxime souvent par  $\pi/4 \simeq 0,8$  (le ratio d'un cercle inscrit dans un carré). Cependant, avec l'isolant et les imperfections du bobinage on est proche de 0,5.  $\alpha_{bobine}$  est l'angle de bobinage décrit sur la fig. III.23. Dans le cas d'une inductance de filtrage symétrique, le bobinage est réalisé en "demi-lune" (de part et d'autre du tore).  $\alpha_{bobine}$  est alors proche de  $3\pi/4$ .

$$N_{S_{max}} = \frac{\alpha_{tour} \cdot \alpha_{bobine}}{D_{fil}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^k ID - (2k - 1) \cdot D_{fil} \quad (\text{III.15})$$

On exprime également la longueur de conducteur pour un tour sur la couche  $k$ ,  $l_{spire_k}$ , à l'Equation III.16. La longueur totale de l'enroulement  $l_{bobine}$  est donnée à l'Equation III.17, la somme pour chaque couche  $k$ , du nombre de tours  $N_{S_k}$ , multiplié par  $l_{spire_k}$ .

$$l_{spire_k} = 2H + OD - ID + k \cdot 4 \cdot D_{fil} \quad (\text{III.16})$$

$$l_{bobine} = \sum_{i=1}^k N_{S_k} \cdot l_{spire_k} \quad (\text{III.17})$$

La résistance  $R_{dc}$  vue par un courant continu pour un enroulement peut s'exprimer suivant l'Equation III.18, avec  $\sigma_{Cu}$  la conductivité du cuivre. On ajoute un coefficient de bobinage  $\lambda_{enroulement}$  pour représenter l'imperfection du bobinage (ajustement, courbure du fil...).

$\lambda_{enroulement}$  est compris entre 1,1 et 1,3 pour notre dimensionnement.

$$R_{dc} = \frac{l_{bobine}}{\sigma_{Cu} \cdot S_{Cu}} \cdot \lambda_{enroulement} \quad (\text{III.18})$$

Le volume  $Vol$  du noyau est défini par l'Equation III.19. On peut également approximer le volume du noyau bobiné par l'Equation III.20.

$$Vol = \frac{\pi}{4} \cdot H \cdot (OD^2 - ID^2) \quad (\text{III.19})$$

$$Vol_{tot} = \pi \cdot \left( \frac{OD}{2} + k \cdot D_{fil} \right)^2 \cdot (H + k \cdot 2 \cdot D_{fil}) \quad (\text{III.20})$$

La masse  $M$  du noyau et des enroulements,  $M_{Cu}$ , sont décrits à l'Equation III.21 et III.22.  $\rho_{mag}$  et  $\rho_{Cu}$  sont respectivement les masses volumiques du matériau magnétique et du cuivre (conducteurs).

$$M = \rho_{mag} \cdot Vol \quad (\text{III.21})$$

$$M_{Cu} = 2 \cdot \rho_{Cu} \cdot S_{Cu} \cdot l_{bobine} \quad (\text{III.22})$$

### Grandeurs électromagnétiques

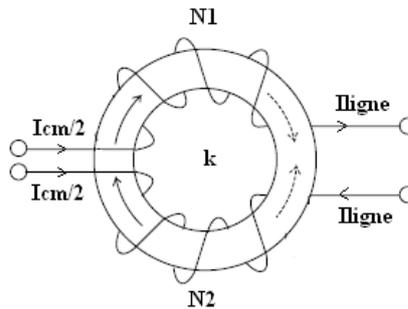
A l'aide des Equations linéarisées (on néglige l'hystérésis du cycle  $B\{H\}$ ) issues de l'état de l'art (page 57, 58 et 59), et en conservant l'hypothèse d'un flux homogène, normal à la section de fer, et principalement canalisé au sein du noyau magnétique, nous définissons les relations suivantes, respectivement, pour la longueur moyenne du circuit magnétique  $l_{mag}$ , sa section  $S_{mag}$ , et sa réluctance  $R_{mag}$ .

$$l_{mag} = \left( ID + \frac{OD - ID}{2} \right) \cdot \pi \quad (\text{III.23})$$

$$S_{mag} = \frac{OD - ID}{2} \cdot H \quad (\text{III.24})$$

$$R_{mag} = \frac{l_{mag}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{mag}} \quad (\text{III.25})$$

Selon la valeur d'inductance propre  $L_p$  requise pour un enroulement, on calcule le nombre de tours  $N_s$  à l'Equation III.26. On estime ensuite l'induction maximale à l'Equation III.27,



**Figure III.24** – Schéma de principe d’une inductance couplée de mode commun.

qui est imposée par le courant maximal  $I_{max}$  circulant dans l’enroulement.

$$N_s = \sqrt{L_p \cdot R_{mag}} \quad (\text{III.26})$$

$$B_{max} = 2 \frac{N_s \cdot I_{max}}{R_{mag} \cdot S_{mag}} \quad (\text{III.27})$$

### Contraintes

Si l’on se réfère à la procédure générale de dimensionnement, le cahier des charges impose des points de fonctionnement électriques. Les perturbations imposent des ondulations et des courants parasites supplémentaires dont les amplitudes maximales sont fixées par la norme. Pour respecter la norme nous avons choisi, pour chaque mode de perturbations, une structure de filtre et des valeurs d’inductance à la section 3.2, page 125. Les courants et les valeurs des inductances sont donc imposés. Par ailleurs, nous avons également choisi les matériaux qui nous semblent les mieux adaptés à un fonctionnement à haute température. La géométrie du noyau ainsi que les facteurs de forme sont déterminés par les procédés de fabrication (technologie). Nous introduisons également une contrainte supplémentaire sur le nombre de couches des enroulements. Pour limiter les effets capacitifs parasites et ainsi conserver une atténuation à des fréquences élevées, le bobinage est limité à une seule couche ( $k=1$ ). Par conséquent, le dimensionnement physique des inductances possède des degrés de liberté restreints, et ne laisse que le choix des dimensions géométriques du noyau et du nombre de tours.

Pour le mode commun, fig. III.24, les flux induits par le courant de ligne continu ainsi que les perturbations en mode différentiel s’annulent ( $L_1=L_2$ ). Il existe une polarisation résiduelle qui est relativement faible grâce au matériau à haute perméabilité. Le coefficient de couplage est proche de 1, les ordres de grandeur pour des inductances de mode commun à base de matériaux nanocristallins sont d’environ 0,990 à 0,998. L’excitation de l’inductance est essentiellement

causée par le courant de mode commun. Le courant  $I_{max}$  circulant dans un enroulement est donc égal au courant de mode commun maximal divisé par deux ( $i_{cm}/2$ ), si le circuit est symétrique. On ajoute également une faible contribution du courant moyen de ligne (à travers un léger déséquilibre entre  $L_1$  et  $L_2$ , et par le flux de fuite). Par la simulation d'un modèle de type circuit, ou par des mesures, nous pouvons estimer le courant de mode commun. Nous avons fixé le courant  $I_{max}$  à environ  $45\text{ mA}$  ( $i_{cm}=90\text{ mA}$ ). Pour ce type d'inductance,  $L_p=L_{cm}$ .

Pour le mode différentiel, le fonctionnement est le dual de l'inductance de mode commun. Le courant de mode commun s'annule, et l'inductance ne voit que le courant de ligne continu et les perturbations de mode différentiel. L'inductance couplée est alors équivalente à une simple inductance dont la valeur est égale à environ 4 fois l'inductance propre  $L_p$  d'un enroulement. On fixe donc  $L_{dm}=4 \times L_p$ . Le courant moyen maximal est fixé par le cahier des charges à  $7\text{ A}$ . On considère le courant  $I_{max}$  égal à cette valeur pour le dimensionnement.

Les valeurs des inductances et des courants maximaux sont maintenant fixées. Il reste à déterminer des limitations liées aux matériaux et à la technologie. Tout d'abord, il ne faut pas dépasser la polarisation à saturation du matériau magnétique. Ensuite, on doit limiter les géométries possibles pour respecter la faisabilité liée aux procédés de fabrication et éviter des géométrie absurdes. On doit également vérifier que le nombre de tour ne dépasse pas le nombre de tour qu'autorise la géométrie du noyau avec une nombre de couche donnée. Afin de respecter ces contraintes, le résultat du dimensionnement doit trouver une solution au système d'inéquations suivant :

$$B < B_{max} \quad (\text{III.28})$$

$$\frac{OD}{2} < ID < 0,65 \cdot OD \quad (\text{III.29})$$

$$\frac{ID}{2} < H < 0,75 \cdot ID \quad (\text{III.30})$$

$$N_s < N_{s_{max}} \quad (\text{III.31})$$

#### Minimisation du volume/masse du noyau

Toutes les grandeurs sont exprimées en fonction de la géométrie du noyau ( $OD$ ,  $ID$  et  $H$ ) et des paramètres d'entrée constants tels que la densité de courant ou la perméabilité relative. Nous avons borné les variables,  $B_{max}$  et  $N_s$ , et imposé des facteurs de forme. Nous

pouvons maintenant utiliser un algorithme d'optimisation pour optimiser le volume du noyau qui est formulé par l'Equation III.19 (ou la masse, proportionnelle par la masse volumique). Pour notre dimensionnement, nous avons utilisé la fonction "Minimize" présente dans le logiciel Mathcad [41]. Cette fonction choisit automatiquement le type d'algorithme (linéaire ou non-linéaire) pour résoudre le système d'inéquations que nous avons défini ci-dessus. La fonction à minimiser est le volume (Equation III.19). Avant de résoudre le système d'inéquations, il faut initialiser l'algorithme par des valeurs initiales. Plus les valeurs initiales sont proches de l'optimum, plus l'algorithme trouvera une solution facilement. Le résultat de la minimisation du volume nous fournit un jeu de valeurs pour  $OD$ ,  $ID$  et  $H$ .

#### Choix d'un noyau et Vérification du respect des contraintes

Avec les dimensions du noyau ( $OD$ ,  $ID$  et  $H$ ) obtenus, nous choisissons un noyau existant (ou pouvant être fabriqué) dont les dimensions sont proches. On vérifie ensuite que l'on obtient une induction maximale et une valeur d'inductance répondant au cahier des charges pour le point de fonctionnement le plus contraignant, et selon les caractéristiques du matériau. Par exemple, pour l'inductance de mode différentiel, il faut tenir compte de la variation de la perméabilité en fonction de champ de polarisation continue du matériau basse perméabilité (fig. II.15). Le dimensionnement doit aussi permettre un fonctionnement sur toute la plage de température ambiante considérée (25 °C et à 200 °C).

On vérifie par une formule empirique [42], expérimentalement, ou par des outils logiciels (éléments finis 2D/3D), que l'inductance de fuite et la dissymétrie résiduelle de l'inductance couplée est négligeable pour le fonctionnement du composant.

Enfin, il faut évaluer les pertes dans les conducteurs et le matériau magnétique. Pour l'inductance de mode commun, l'allure du courant de mode commun est quasi-impulsionnelle. Nous avons choisi de réaliser une décomposition en harmoniques et de calculer les pertes dynamiques, au sein du matériau, en sommant les pertes de chaque harmonique, Equation III.32. Nous utilisons une équation de type Steinmetz (Equation II.22) dont les paramètres sont identifiés selon la littérature et selon nos caractérisations (fig. II.12). Cette approximation est en partie fautive à cause des non-linéarité des matériau magnétique mais reste acceptable pour les inductances d'un filtre CEM.

$$P_{mag} = Vol.10^3 \cdot \sum_{i=1}^n P_{vol}(f_n, B_{max_n}) \quad (III.32)$$

Parce que le filtre CEM est placé en entrée de l'onduleur, du côté de l'alimentation continue, les pertes dynamiques par conduction (dans les bobinages) liées à l'effet de peau (ou de

proximité) sont négligeables par rapport aux pertes par conduction continue. La majorité des pertes par conduction sont causées par la composante continue du courant de ligne. On utilise alors la résistance  $R_{dc}$  pour calculer les pertes par conduction à l'Equation III.33.

$$P_{dc} = 2 \cdot R_{dc} \cdot I_{ligne}^2 \quad (\text{III.33})$$

Pour l'inductance de mode différentiel, la décomposition en plusieurs harmoniques n'est pas utile car l'ondulation est dominée par un seul harmonique (à  $2 \times F_{pwm}$ ), dans le cas d'une MLI vectorielle centrée). Le cas le plus défavorable est lorsque l'ondulation est maximale par rapport à la norme (7 % du courant maximal de ligne). Cela se traduirait dans notre cas, en première approximation, par un harmonique d'amplitude 0,5 A à 30 kHz.

De manière identique à l'évaluation de l'inductance de fuite, l'élévation de température peut être vérifiée par une formule empirique, expérimentalement, ou par des outils logiciels (modèle R-C, éléments finis 2D/3D...). Nous avons choisi une formule empirique dédiée au noyau torique refroidi par convection naturelle dans l'air [42]. Cette formule est décrite à l'Equation III.34, où  $S_{eq}$  est la surface d'échange équivalente (en  $cm^2$  et la puissance en  $mW$ ). Le choix d'une formule empirique, utilisée fréquemment lors de dimensionnements, est motivé par sa facilité d'utilisation par rapport à des modélisations plus fines mais lourdes telles que les schémas équivalents thermiques (cette méthode requiert une partie expérimentale d'identification [43]) ou les éléments finis.

$$\Delta T = \left( \frac{P_{mag} + P_{dc}}{S_{eq}} \right)^{0,833} \quad (\text{III.34})$$

### Résultats du dimensionnement

Les grandeurs indiquées dans le Tableau III.2 sont définies ci-après pour le point de fonctionnement au courant de ligne maximal (7 A) :

- $T_{amb}$  : Température ambiante ( $^{\circ}C$ )
- Mat. : Matériau magnétique et référence du noyau
- Dim. : Dimensions du noyau,  $OD \times ID \times H$  (mm)
- $D_{fil}$  : Diamètre du conducteur (mm)
- $L_p$  : Inductance propre d'un enroulement ( $\mu H$ )
- $N_s$  : Nombre de tours d'un enroulement
- $B_{max}$  : Induction maximale (T)
- $P_{dc}$  : Pertes par conduction continue (W)
- $P_{mag}$  : Pertes au sein du matériau magnétique (W)

### III.3 Dimensionnement du filtre CEM

- $\Delta T$  : Élévation de température ( $^{\circ}C$ )
- $M_{tot}$  : Masse totale du noyau et des enroulements ( $g$ )
- $Vol_{tot}$  : Volume total du noyau et des enroulements ( $cm^3$ )

$T_{amb}$	Mat.	Dim.	$D_{fil}$	$L_p$	$N_s$	$B_{max}$	$P_{dc}$	$P_{mag}$	$\Delta T$	$M_{tot}$	$Vol_{tot}$
25 $^{\circ}C$	Nanophy	14x8,5x6,5	1	134	5	0,86	0,3	0,32	40	6,3	2
200 $^{\circ}C$	N14N1	-	-	67	-	0,43	0,53	0,1	40	-	-
25 $^{\circ}C$	K $\mu$ 200	16x10x6	1	9	10	0,88	0,5	0,05	21	8,6	3,5
200 $^{\circ}C$	K44N200	-	-	14	-	1,5(*)	0,9	0,03	33	-	-
25 $^{\circ}C$	HighFlux	21x12x7	1	7,5	11	0,6	0,8	0,17	26	13,4	4
200 $^{\circ}C$	58204A2	-	-	7,2	-	0,58	1,4	0,17	40	-	-

**Tableau III.2** – Résultats du dimensionnement des inductances de mode commun (N14N1), et de mode différentiel (K44N200 et 58204A2). Les caractéristiques des noyaux sont complémentaires avec le Tableau II.2, page 70. (\*  $B_{max}$  dépasse  $J_s$  pour le courant maximal de 7 A, à 5 A, le courant nominal,  $B_{max} \simeq 1 T$ )

La procédure de dimensionnement physique d'une inductance couplée que nous venons de décrire est appliquée aux inductances de mode commun et différentiel. Les résultats obtenus avec les matériaux que nous avons sélectionnés, sont décrits au Tableau III.2. Les grandeurs caractéristiques sont données pour une température ambiante à 25  $^{\circ}C$  et à 200  $^{\circ}C$ .

On remarque que les pertes par conduction continue sont importantes par rapport au pertes des matériaux magnétiques, et sont assez sensibles à la température. La résistivité du cuivre augmente d'environ 80 %, entre 25  $^{\circ}C$  et 200  $^{\circ}C$  [43]. Ce constat est plus marqué pour les inductances de mode différentiel car les pertes présentées par les matériaux magnétiques sélectionnés sont faibles. En effet, la composante alternative (ondulation de courant) est de faible amplitude et à des fréquences moyennes ( $2 \times F_{pwm}$ ) où les matériaux sont performants.

Pour l'inductance de mode commun (Nanophy N14N1), le niveau global des pertes reste constant car la chute de perméabilité relative, avec l'augmentation de la température du matériau, réduit l'amplitude de l'induction, et indirectement les pertes au sein du matériau magnétique. La réduction de la perméabilité est de l'ordre de 50 % (fig. II.13, page 78), l'inductance,  $L_p$ , diminue proportionnellement. Cela sera pénalisant pour le filtrage. On note également que la décroissance de la polarisation à saturation provoquée par la température n'est pas une contrainte forte car l'induction maximale ( $B_{max}$ ) est atteinte lorsque la perméabilité est la plus importante, c'est-à-dire à 25  $^{\circ}C$ .

En revanche, pour le matériau K $\mu$  200, la décroissance de la polarisation avec la température est associée à une augmentation de la perméabilité. Le dimensionnement montre une saturation lorsque la température ambiante s'élève à 200  $^{\circ}C$ . On peut néanmoins relativiser ce résultat car

au courant nominal (5 A), l'induction maximale est d'environ 1 T. On se situe tout de même à la limite de fonctionnement du matériau. Pour des raisons de disponibilité nous n'avons pu approvisionner un noyau avec des dimensions supérieures (idéalement proches de celles de notre échantillon HighFlux 58204A2).

On conclut que l'impact d'un fonctionnement à 200 °C sur le dimensionnement d'une inductance de mode commun, avec un matériau de type Finemet à haute perméabilité, est essentiellement la décroissance de son inductance. Le matériau Finemet à basse perméabilité impliquera un léger surdimensionnement pour éviter une saturation lorsque la température ambiante augmente jusqu'à 200 °C. La poudre de fer de type HighFlux est très stable mais sa perméabilité est un peu faible. Une perméabilité un peu plus élevée permettrait de mieux exploiter sa plage d'induction ( $\Delta B$ ) et de réduire le nombre de tours, indirectement les pertes par conduction qui sont relativement importantes pour ce type d'inductance.

Globalement, le dimensionnement montre que les performances des inductances à 200 °C sont assez satisfaisantes. Le fonctionnement au sein d'un filtre ne semble pas être remis en cause et sera vérifié par notre démonstrateur.

### 3.4 Dimensionnement des condensateurs

Le dimensionnement d'un condensateur est plus simple par son déroulement, mais requiert quelques considérations à propos de l'auto-échauffement du composant et de sa limite thermique. Nous nous intéresserons plus particulièrement au condensateur de découplage,  $C_{dm}$ , qui est aussi utilisé en tant que condensateur de mode différentiel, car il est soumis aux contraintes les plus fortes.

Le choix de la technologie pour ce type de condensateur est très limité. Nous avons montré au premier chapitre que nous ne disposons, aujourd'hui, que de condensateurs céramiques de type X7R (à base de  $BaTiO_3$ ) pour un fonctionnement à 200 °C ambiants. Contrairement aux inductances, nous ne dimensionnons pas la géométrie du condensateur. Nous choisissons (ou nous définissons au fabriquant) un composant dont la tension respecte la tension maximale imposée par le cahier des charges, et dont la valeur de capacité respecte la valeur choisie à la section 3.2, "Structure du filtre". Il convient ensuite de vérifier que le composant, par ses propriétés électriques et thermiques, respecte nos contraintes.

#### Puissance dissipée

L'ondulation de tension maximale,  $\Delta V_{dc}$ , à laquelle pourrait être soumis un condensateur de découplage, si l'on respecte la norme DO-160-F, est de 16 V. La fréquence d'ondulation,

$f$ , est dans notre cas égale à  $2 \times F_{pwm}$  (cas d'une MLI vectorielle centrée). On approxime cette ondulation par un signal sinusoïdal crête à crête de  $16 V$ . Indirectement, cela implique que l'on suppose la variation de la capacité du condensateur avec la température indépendante de l'ondulation de tension. Le modèle circuit linéarisé d'un condensateur, qui est présenté au premier chapitre, page 15 (on néglige l' $ESL$  pour les considérations énergétiques), est utilisé pour estimer les pertes dynamiques à un point de fonctionnement donné. On se place, pour cette approximation, dans un régime équivalent sinusoïdal du cas le plus contraignant du cahier des charges. Pour les pertes dynamiques, l'influence de la résistance d'isolement,  $R_i$ , est négligée.

A partir de l'Equation I.23, qui relie le facteur de pertes à l' $ESR$ , on peut extraire la partie réelle et imaginaire de l'impédance équivalente du condensateur pour estimer le courant,  $I_c$ , provoqué par l'ondulation de tension. L'Equation III.35 détaille le calcul du courant  $I_c$ . On rappelle que le facteur de pertes, qui est définie à l'Equation I.21, englobe l'ensemble des pertes dynamiques du condensateur pour un point de fonctionnement donné.

$$I_c = \frac{\frac{\Delta V_{dc}}{\sqrt{2}}}{\sqrt{\left(\frac{1}{C_{dm} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}\right)^2 + \left(\frac{\tan \delta}{C_{dm} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}\right)^2}} \quad (\text{III.35})$$

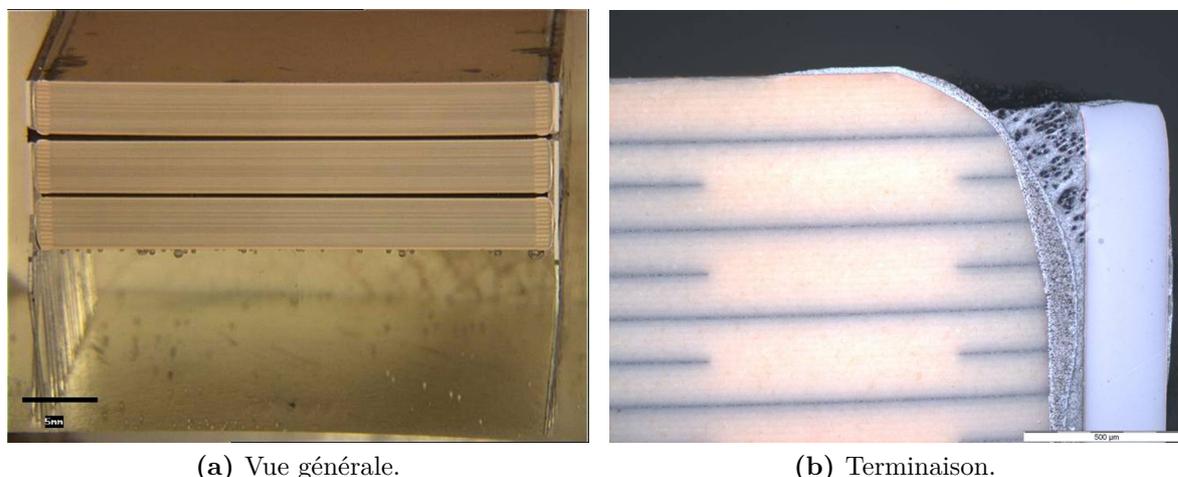
Les pertes maximales du condensateur sont ensuite calculées à l'aide de l'Equation III.36. On ajoute également les pertes statiques par conduction qui deviennent non négligeables à haute température, lorsque que la résistance d'isolement diminue. Compte tenu des écarts entre l' $ESR$  et  $R_i$ , on ne considère pas l' $ESR$  pour le calcul des pertes statiques. On choisit, pour  $V_{dc}$ , la tension maximale imposée par le cahier des charges ( $1 kV$ ).

$$P_c = ESR \cdot I_c^2 + \frac{V_{dc}^2}{R_i} = \frac{\tan \delta}{C_{dm} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \cdot I_c^2 + \frac{V_{dc}^2}{R_i} \quad (\text{III.36})$$

Le facteur de pertes, la capacité et la résistance d'isolement sont renseignés par nos caractérisations en fonction de la fréquence, du point de polarisation et de la température. On rappelle que les caractérisations de condensateurs présentées au premier chapitre sont complétées par l'Annexe A, page 215.

#### Dissipation thermique

Pour connaître l'élévation de température au sein du composant, nous utilisons un logiciel à éléments finis en deux dimensions [44]. La géométrie des condensateurs céramiques empilés de grande taille (description et photographie à l'Annexe B, page 239) se prête bien aux hypothèses induites par une simulation en deux dimensions. C'est-à-dire un empilement vertical, invariable



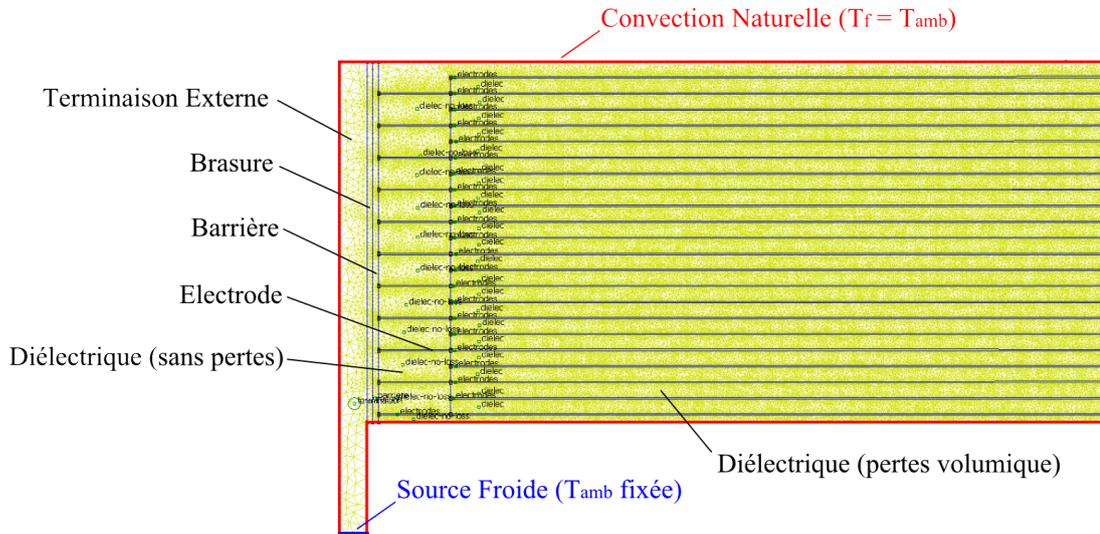
**Figure III.25** – Sections du condensateur céramique PCI-X7R.

sur la troisième dimension, dont la profondeur assez importante permet de négliger les effets de bord. Nous nous intéressons au composant PCI-X7R qui a été sélectionné et caractérisé au premier chapitre. Sa géométrie interne est obtenue par une découpe, fig. III.25. Une analyse, confirmée par le fabricant, nous indique quels sont les matériaux utilisés.

Le problème formulé doit résoudre l'équation de la chaleur en régime stationnaire. Nous considérons les matériaux isotropes et imposons des conditions aux limites selon les conditions présentées à la section 2.2, "*Hypothèses de dimensionnement*". Les grandes disparités entre les dimensions, par exemple l'épaisseur d'une électrode et la hauteur totale de l'empilement, imposent un nombre assez grand d'éléments de maillage. La simulation est donc réduite à un seul pavé élémentaire (3 pavés sur la fig. III.25 (a)). On exploite également la symétrie de la section. Les différents éléments, la géométrie, et les conditions aux limites sont présentés à la fig. III.26.

La source de chaleur est constituée par les pertes diélectriques et les pertes au sein des électrodes. La principale contribution à l'auto-échauffement se situe au cœur du pavé. Nous avons donc ramené les pertes à une source de chaleur volumique localisée dans le diélectrique entre les électrodes. De plus, la section totale des électrodes offrent une section environ 5 fois inférieure à la section équivalente de conducteur de la terminaison (environ  $2,75 \text{ mm}^2$  comparé à  $13,75 \text{ mm}^2$ ). On peut alors supposer que la majorité des pertes par conduction se situe au niveau des électrodes internes. La puissance volumique,  $P_{vol}$ , est calculée avec l'Equation III.36 par rapport au volume du matériau diélectrique entre les électrodes.

Pour les conditions aux limites, le coefficient de convection naturelle de l'air est compris dans la littérature entre  $5 \text{ W/m}^2.K$  et  $25 \text{ W/m}^2.K$ . Nous avons choisi le cas le plus défavo-



**Figure III.26** – Géométrie, maillage et conditions aux limites de la simulation thermique à éléments finis 2D.

Éléments	Électrode	Diélectrique	Barrière	Brasure	Terminaison
Matériaux	$Ag_{80}Pd_{20}$	$BaTiO_3$	$Ni$	$Sn_{10}Pb_{88}Ag_2$	$Fe_{64}Ni_{36}$
$K$ ( $W/m.K$ )	70	2,7	91	27	15

**Tableau III.3** – Conductivité thermique des matériaux qui composent les différents éléments du condensateur PCI-X7R.

able,  $5 W/m^2.K$ , car le composant est placé dans un boîtier qui ne favorise pas la circulation d'air. La température du fluide (l'air),  $T_f$ , est égale à la température ambiante,  $T_{amb}$ . Nous avons également fait l'hypothèse que les pistes du substrat métallisé, sur lequel est reporté le condensateur, sont à une température proche de la température ambiante. L'extrémité de la terminaison externe est par conséquent la source froide à la température ambiante.

Les matériaux et les conductivités thermiques des éléments sont donnés au Tableau III.3. On suppose pour notre modélisation que la conductivité thermique des matériaux est constante avec la température. Le logiciel utilisé est le logiciel Finite Element Method Magnetics (FEMM).

La résolution de la modélisation par éléments finis nous fournit les températures pour chaque nœud du maillage. Les équipotentielles de la température et le flux de chaleur sont présentés aux fig. III.27 et fig. III.28. On remarque que le flux de chaleur est essentiellement dissipé par conduction car à proximité du centre du pavé, les équipotentielles sont quasiment verticales. La barrière de  $Ni$  agit comme un drain thermique qui canalise le flux de chaleur des électrodes vers la terminaison. La mauvaise conductivité relative des terminaisons (en *Invar*) est responsable d'un gradient de température important. Ce gradient serait amplifié et causerait une élévation de température supplémentaire si l'on empilait un pavé supplémentaire (cf. fig. III.25 (a)).

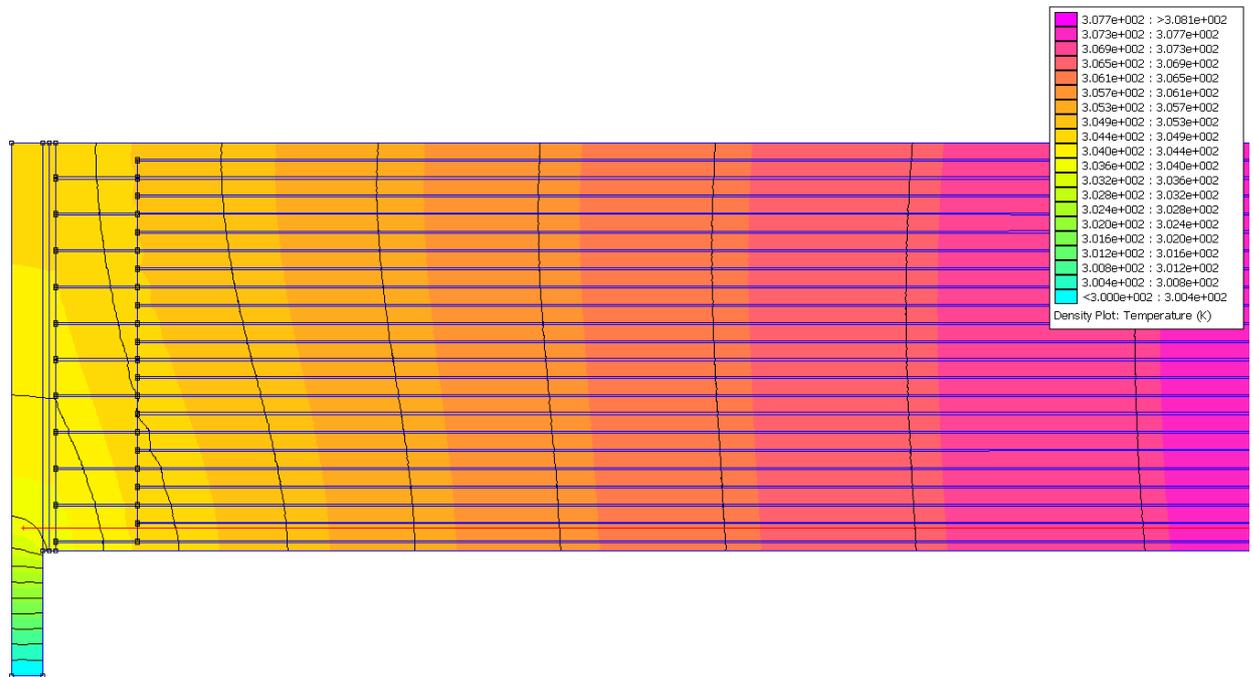


Figure III.27 – Répartition de la température calculée par la simulation thermique à éléments finis 2D (en  $^{\circ}K$ ). Cas à  $T_{amb}=25^{\circ}C$ .

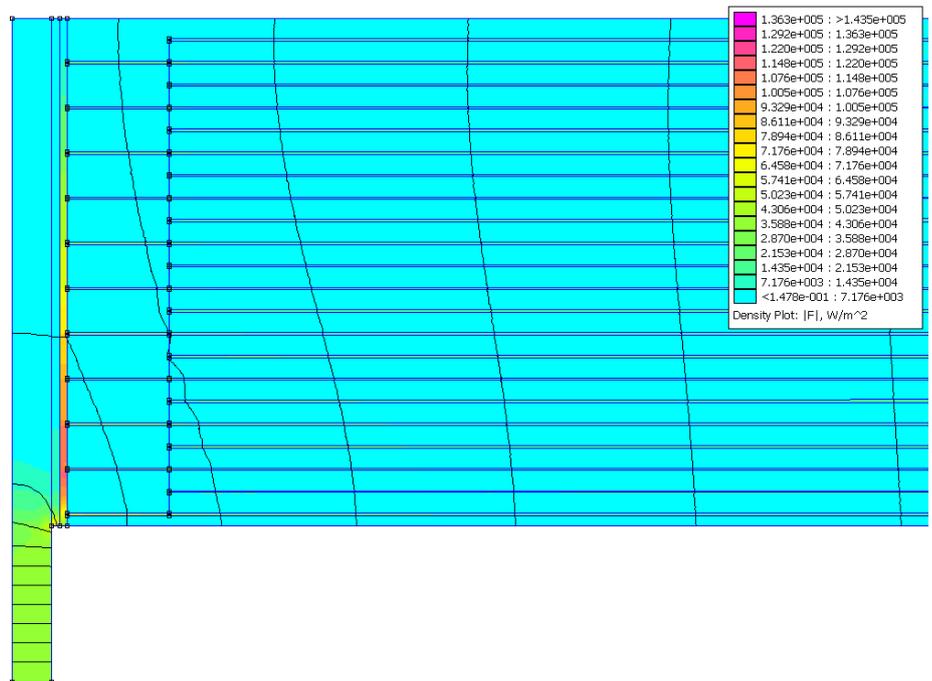


Figure III.28 – Répartition du flux de chaleur calculée par la simulation thermique à éléments finis 2D (en  $W/m^2$ ). Cas à  $T_{amb}=25^{\circ}C$ .

Il devient alors important d'avoir des terminaisons courtes et d'adapter les empreintes du composants pour favoriser la conduction thermique à travers les conducteurs en cuivre. Si la dissipation de puissance est importante, on doit alors limiter également le nombre de pavés qui sont empilés. Ce n'est pas étudié dans ce manuscrit mais les règles de dimensionnement utilisées dans l'industrie conseillent de limiter le nombre de pavés à 3 pour les condensateurs de découplage de puissance.

#### Résultats du dimensionnement

Les grandeurs indiquées dans le Tableau III.4 sont définies ci-après :

- $T_{amb}$  : Température ambiante ( $^{\circ}C$ )
- $Dim.$  : Dimensions du pavé,  $L \times l \times h$  ( $mm$ )
- $C_{dm}$  : Capacité à 30  $kHz$  et 540  $V$  ( $\mu F$ )
- $\tan \delta$  : Facteur de pertes à 30  $kHz$  ( $10^{-3}$ ) mesuré à l'analyseur d'impédance
- $R_i$  : Résistance d'isolement à 1  $kV$  ( $\Omega$ )
- $I_c$  : Courant circulant dans le condensateur, Equation III.35 ( $A$ )
- $P_c$  : Puissance dissipée dans le condensateur, Equation III.36 ( $W$ )
- $P_{vol}$  : Puissance volumique ( $W/cm^3$ )
- $\Delta T$  : Élévation de température ( $^{\circ}C$ )
- $R_{th}$  : Résistance thermique équivalente entre  $T_{amb}$  et la température maximale ( $^{\circ}C/W$ )

$T_{amb}$	$Dim.$	$C_{dm}$	$\tan \delta$	$R_i$	$I_c$	$P_c$	$P_{vol}$	$\Delta T$	$R_{th}$
25 $^{\circ}C$	55 × 32 × 3,2	5	15	$10^9$	10,7	1,8	0,325	8,1	4,5
200 $^{\circ}C$	-	3,5	4	$10^7$	7,5	0,44	0,238	2,5	5,7

**Tableau III.4** – Résultats du dimensionnement du condensateur de découplage/mode différentiel PCI-X7R.

L'élévation de température est assez faible grâce à des pertes relativement faibles et, en général, à une bonne conductivité thermique des matériaux présents dans le condensateur. La géométrie des électrodes en  $AgPd$ , analogue à des ailettes, facilite l'extraction des pertes vers la terminaison par conduction. Autour de 200  $^{\circ}C$ , on dispose d'une excellente stabilité thermique. La diminution du facteur de pertes compense l'augmentation des pertes statiques ( $R_i$  diminue).

#### Emballage thermique

La stabilité thermique est régie par le premier principe de la thermodynamique, Equation III.37.  $U$  est l'énergie interne du composant,  $P$  la puissance fournie au composant, et  $Q$  la

puissance dissipée au sein du composant.

$$\frac{dU}{dt} = P - Q \quad (\text{III.37})$$

A l'équilibre thermique  $P = Q$ . La puissance dissipée au sein du composant est égale aux pertes électriques,  $Q=P_c$ , avec  $P_c$  défini à l'Equation III.36 (page 135). Les pertes sont principalement évacuées par un mécanisme de conduction pour notre cas d'étude. En introduisant la notion de résistance thermique, on peut donc écrire la relation entre l'élévation de température,  $\Delta T$ , et le flux de chaleur évacué à l'Equation III.38. On considère  $T_{max}$  comme étant la température maximale du composant.

$$\Phi = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{T_{max} - T_{amb}}{R_{th}} \quad (\text{III.38})$$

L'équilibre thermique impose que les pertes sont égales au flux de chaleur évacué par le composant. L'équilibre s'exprime alors par l'Equation III.39 en fonction des pertes électriques du composant,  $P_c$ , et du flux de chaleur évacué par le composant,  $\Phi$ .

$$P_c = \Phi \quad (\text{III.39})$$

Sur le plan P(T) de la fig. III.29, on observe deux points d'équilibres,  $T_e$  et  $T_{nr}$ , qui respectent les conditions imposées par l'Equation III.39. Il a été démontré que la stabilité thermique peut être définie pour de petites variations dans un plan P(T) [45]. Un point d'équilibre est stable si  $\Phi$  augmente plus vite que  $P_c$  en fonction de  $T$ . A la fig. III.29, le composant trouvera un équilibre stable au point  $T_e$ . Inversement un point d'équilibre est instable si  $P_c$  augmente plus vite que  $\Phi$  en fonction de  $T$ . Le point  $T_{nr}$  est donc un équilibre instable que nous appelons le point de non retour. L'emballage thermique est alors défini lorsque le composant atteint un point d'équilibre instable ou qu'il n'atteint aucun point d'équilibre, avec  $P_c$  toujours supérieur à  $\Phi$  quelle que soit  $T$ .

Grâce à nos caractérisations nous avons calculé les pertes,  $P_c$ , sur une large plage de températures pour le point de fonctionnement décrit précédemment (page 134). La modélisation par éléments finis a montré que la résistance thermique du condensateur PCI-X7R est d'environ  $5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ . Nous connaissons ainsi la puissance apportée par les pertes et le flux de chaleur que peut évacuer le composant. Il est donc possible, à la fig. III.30, de tracer les conditions d'équilibre et d'emballage thermique du condensateur PCI-X7R.

Entre  $180 \text{ }^\circ\text{C}$  et  $200 \text{ }^\circ\text{C}$ , les pertes,  $P_c$ , atteignent un minimum. Le comportement ferroélectrique disparaît avec la température, ce qui engendre une baisse du facteur de pertes, et

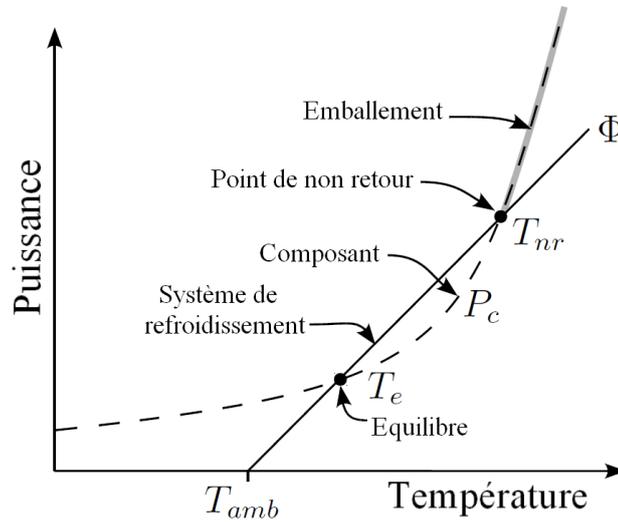


Figure III.29 – Illustration des conditions d'équilibre et d'emballage thermique.

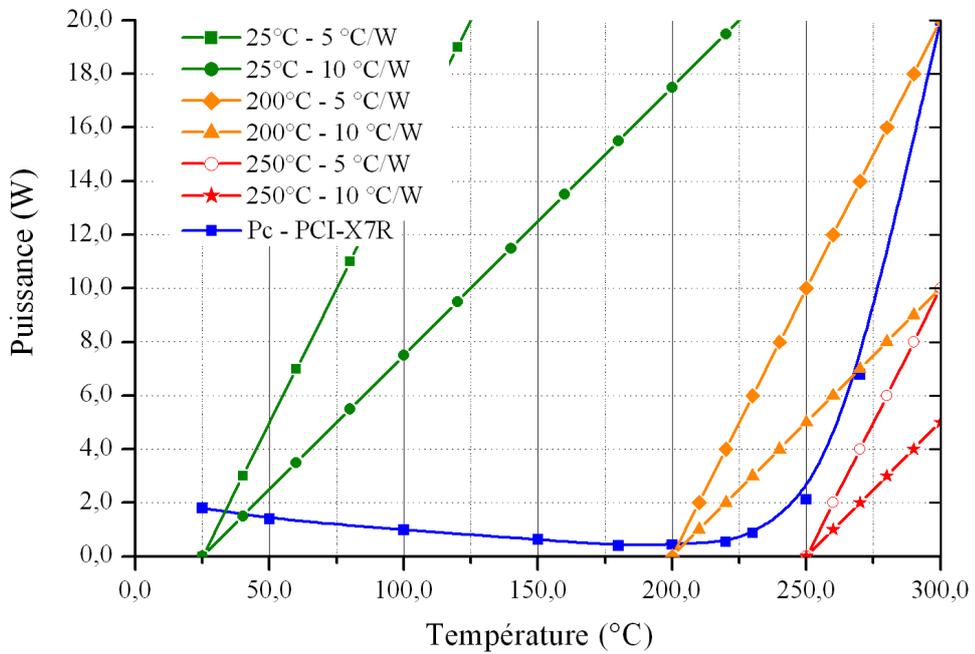


Figure III.30 – Illustration des conditions d'équilibre et d'emballage thermique du condensateur PCI-X7R pour le point de fonctionnement le plus contraignant fixé par le cahier des charges. Les pertes  $P_c$  sont calculées à partir de l'Equation III.36, page 135.

parallèlement la résistance d'isolement (la résistivité du diélectrique) reste assez élevée pour que les pertes statiques par conduction soient faibles. A partir de 220 °C, les pertes statiques par conduction prédominent et croissent de manière exponentielle.

A différentes températures ambiantes, on trace les droites, représentant le flux de chaleur que peut évacuer le composant, de pentes  $R_{th}$  qui sont comprises entre 5 °C/W et 10 °C/W, pour avoir un encadrement réaliste par rapport aux simulations par éléments finis et aux éventuelles disparités de fabrication et d'assemblage. On retrouve graphiquement les résultats du Tableau III.4 pour les points d'équilibre à 25 °C-5 °C/W et 200 °C-5 °C/W.

On remarque que le point d'équilibre thermique du composant est peu affecté par la variation d'un rapport 2 de  $R_{th}$ . L'élévation de température est, en valeur absolue, assez faible. Pour des températures ambiantes à 25 °C et à 200 °C, le point de non retour est très éloigné du point d'équilibre. Cependant, au-delà de 200 °C, cette marge diminue fortement. A cause de la forte dépendance de la résistivité du diélectrique en fonction de la température, la limite de fonctionnement de ce type de composant est atteinte vers 220 °C. A 250 °C, le composant ne trouve aucun point d'équilibre et ne peut fonctionner sans éviter l'emballement (pentes rouges, fig. III.30).

En conclusion, il existe une limite thermique forte, concernant la température ambiante, qui est peu éloignée de 200 °C pour une fonction de découplage de puissance avec des condensateurs céramiques de type X7R. Le comportement de la résistivité du diélectrique en fonction de la température est responsable de cette limitation. Heureusement, la marge de stabilité thermique est assez importante à 200 °C. Cela autorise un fonctionnement correct à cette température ambiante. Pour un fonctionnement à long terme de ces composants, il faudra s'assurer que la dérive de la résistance d'isolement avec le temps soit négligeable ou prise en compte dans le dimensionnement.

## 4 Packaging

Le packaging rassemble tous les aspects relatifs aux interconnexions, à l'encapsulation/enrobage et l'assemblage mécanique des composants. Il joue un rôle au niveau de la dissipation thermique, de la fiabilité, mais également au niveau de la compacité à l'échelle d'un composant, d'un filtre ou d'un convertisseur. Le packaging est donc un aspect important si l'on souhaite améliorer les performances des convertisseurs de puissance. Dans les applications traditionnelles, cet aspect est secondaire car les technologies de packaging actuelles sont matures et répondent assez bien aux besoins. A haute température et pour les environnements sévères (cyclages, humidité,

vibrations...), c'est un verrou [46].

Nous allons décrire nos choix pour la réalisation d'un démonstrateur de filtre CEM. L'objectif est d'autoriser un fonctionnement en régime établi à 200 °C ambiants. Bien que nous puissions prendre en compte des considérations concernant le fonctionnement à long terme (20 000 heures ou 50 000 heures), nous ne prétendons pas respecter cette contrainte.

### 4.1 Substrats métallisés et brasures

Substrats	<i>AlN</i>	<i>Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub></i>	<i>Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub></i>	<i>PI</i>	<i>FR4</i>
CTE ( <i>ppm/K</i> )	4,5-5	6,5-7,2	3-3,3	13-16/35-50	14-15
K ( <i>W/m.K</i> )	190-200	25-35	20-60	0,15-0,5	0,2-0,35
$\epsilon_r$	9	9-10	6-10	3-4	4,5

**Tableau III.5** – Substrats utilisés dans les assemblages pour l'électronique de puissance.

Conducteurs & Brasures	<i>Cu</i>	<i>Al</i>	<i>Sn<sub>10</sub>Pb<sub>88</sub>Ag<sub>2</sub></i>	<i>Au<sub>88</sub>Ge<sub>12</sub></i>	<i>Au<sub>20</sub>Sn<sub>80</sub></i>
CTE ( <i>ppm/K</i> )	17-16,5	23	27-29	7,4-13,4	16
K ( <i>W/m.K</i> )	400	235	35-27	44	57

**Tableau III.6** – Conducteurs et brasures utilisés dans les assemblages pour l'électronique de puissance.

Plusieurs solutions existent pour les assemblages d'électronique de puissance. On peut citer l'association d'un substrat métallisé de type Direct Bonded Copper (DBC) ou Direct Bonded Aluminium (DBA) sur une semelle et un radiateur. Ce type d'empilement est typique des modules de puissance car il offre une excellente dissipation thermique par conduction pour les puces à semi-conducteur (*Si* ou *SiC*). Une solution intermédiaire, moins performante mais moins coûteuse, est le Substrat Métallique Isolé (SMI). Enfin, il y a classiquement le circuit imprimé qui peut être utilisé pour des puissances limitées.

Les substrats, listés au Tableau III.5, sont les plus couramment utilisés. On trouve l'*AlN* et l'*Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>* comme substrat métallisé de type DBC/DBA, et plus rarement du *Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>* dont le CTE qui est particulièrement faible, s'accorde bien avec le CTE des puces en *Si* ou *SiC*. Ces derniers possèdent des conductivités thermiques très bonnes. Le *PI* (polyimide) et le *FR4* sont des polymères utilisés dans les SMI ou les circuits imprimés. Les CTE sont nettement plus importants, ne favorisant pas la fiabilité. Les conductivités thermiques faibles expliquent pourquoi ces types de substrats métallisés ne conviennent pas pour des puissances importantes.

Les composants passifs ne nécessitant pas d'interconnexions avec une capacité de dissipation thermique importante, nous avons choisi un circuit imprimé avec un substrat *PI* qui est compatible avec un fonctionnement à 200 °C. Au Tableau III.6, nous avons listé trois brasures

dont la phase liquide est supérieure à 200 °C. Nous utilisons la brasure à forte teneur en plomb ( $Sn_{10}Pb_{88}Ag_2$ ) car elle est facile à mettre en œuvre, peu coûteuse et se comporte assez bien aux environs de 200 °C. A ce jour, les réglementations autorisent exceptionnellement l'usage de ces brasures car il y a très peu d'alternatives pour les applications à haute température.

### 4.2 Finitions des conducteurs et des terminaisons

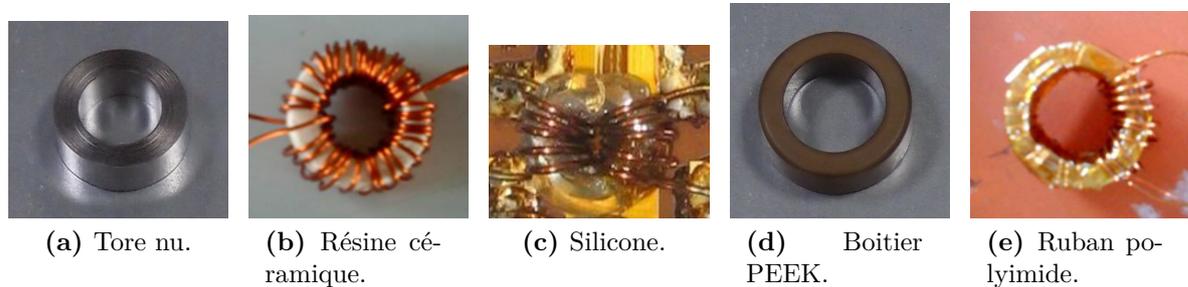
La finition des conducteurs du substrat métallisé ou des terminaisons d'un condensateur est importante pour garantir une bonne accroche de la brasure et une tenue à l'oxydation. D'après le choix de la brasure, au plomb dans notre cas, on choisit une finition compatible pour le composant et pour le substrat métallisé. Les terminaisons des condensateurs sont de l'Invar ( $FeNi$ ) ou du cuivre nickelé pour des raisons de compatibilité de CTE au niveau du composant. Pour obtenir une bonne accroche de la brasure au plomb, il est donc recommandé de réaliser une finition en couche mince à l'étain ( $Sn$ ) ou en or ( $Au$ ) sur les terminaisons. Pour le circuit imprimé, la finition des conducteurs qui est recommandée est une première couche de  $Ni$ , déposée par voie chimique ou électrolytique, qui favorise l'accroche de la brasure. Une seconde couche d' $Au$  est ensuite appliquée par voie chimique pour la tenue à l'oxydation. Le vernis n'est pas obligatoire, et chez de nombreux sous-traitants, il ne supporte pas des températures proches de 200 °C.

Un point important à préciser lors du choix d'un condensateur est la présence d'une barrière de diffusion en  $Ni$  au niveau des terminaisons du condensateur pour éviter la diffusion et l'électromigration des électrodes dans la brasure (cf. Chapitre I, section 1.4, page 25). La qualité (pureté, interface, épaisseur) de la barrière de diffusion et des métallisations de finition est primordiale pour la fiabilité du composant à haute température.

Nous n'avons pas étudié les résistances, mais nous avons cependant constaté que les résistances bobinées ou en couche mince, couramment utilisées en électronique, fonctionnent correctement à 200 °C. La limite est évidemment l'auto-échauffement du composant qui impose une puissance nominale réduite (entre 30 % et 50 % de la puissance nominale à 25 °C pour les résistances entre 100 mW et 1 W). Il est prudent de ne pas dépasser 80 % ou 90 % de la température de fusion de la brasure. Par ailleurs, nous n'avons pas connaissance du comportement à long terme de ces composants.

### 4.3 Encapsulants pour les matériaux magnétiques nanocristallins

Comme nous l'avons montré au second chapitre, les matériaux nanocristallins ne disposent pas d'encapsulants adaptés pour fonctionner à 200 °C pendant une longue durée. L'encapsulant



**Figure III.31** – Encapsulants testés pour la protection des noyaux en rubans nanocristallins à haute température. Les diamètres extérieurs des échantillons présentés ci-dessus sont compris entre 16 et 45 mm.

doit protéger mécaniquement le noyau, qui est trop fragile pour supporter un bobinage et les conditions environnementales (les conditions d'essais environnementaux sont indiquées dans la norme DO-160-F). Une fonction secondaire est l'isolation électrique du tore. Les contraintes spécifiques liées à une application haute température aéronautique sont listées ci-après :

- Températures ambiantes :  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$  à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,
- Élévation de température du matériau encapsulé : de  $20\text{ }^{\circ}\text{C}$  à  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,
- Température ambiante pic maximale :  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$  durant 10 min,
- Variation de température maximale :  $10\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{min}$ .

Pour répondre à ces contraintes, nous avons identifié et testé plusieurs types d'encapsulants à la fig. III.31 :

- (b) La résine céramique (Duralco 215) est composée d'une poudre de céramique et d'un liant. Après l'application, le liant s'évapore. La tenue à la température est très bonne mais cet encapsulant a tendance à s'émietter avec le temps, voire à se fissurer. Il ne conviendra pas pour des applications où les vibrations sont importantes.
- (c) Les résines époxydes traditionnellement utilisées ne supportent pas des températures supérieures à  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$  pour des expositions longues. Des isolants couramment utilisés dans les modules de puissance et devant supporter jusqu'à  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$  sont les gels silicones. Deux silicones initialement dédiés aux modules de puissance ont été testés (Nusil et DowCorning). Un fonctionnement de quelques heures à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  n'a pas altéré leur aspect et le fonctionnement du composant. C'est encourageant pour une tenue à long terme. Cependant, la souplesse de ces silicones rend la réalisation du bobinage délicate. Le bobinage a tendance à cisailer l'encapsulant.
- (d) Comme nous l'avons indiqué au second chapitre, placer le tore dans un boîtier est une solution envisageable. Les boîtiers peuvent être usinés ou moulés à partir d'une céramique ou d'un polymère (PTFE par exemple). La solution offrant un bon compromis

entre le coût (matière première et mise en œuvre) et les performances à 200 °C est le PEEK (cf. Tableau I.1). Le boîtier réduit un peu plus la surface de la fenêtre de bobinage qu'une résine, mais les épaisseurs des parois de notre échantillon sont assez fines ( $\sim 0,5$  mm). De manière identique aux silicones, un fonctionnement de quelques heures à 200 °C (>200 heures) n'a pas altéré le boîtier ni le fonctionnement du composant.

- (e) Enfin, pour les caractérisations nous avons utilisé un ruban polyimide qui supporte des températures jusqu'à 400 °C en transitoire. Comme pour le circuit imprimé, on pourrait envisager un boîtier en polyimide mais le coût serait nettement supérieur au boîtier PEEK.

Pour résumer, plusieurs types d'encapsulants ont été testés. Nous avons choisi pour notre démonstrateur un encapsulant en silicone car nous pouvons le mettre en œuvre facilement pour n'importe quelle taille de tore. Néanmoins, la solution de type boîtier PEEK semble très intéressante car l'épaisseur du boîtier est fine, ne dégradant pas la fenêtre de bobinage, et elle est industrialisable. De plus, d'après nos essais sur ce type de boîtier PEEK, nous n'observons pas de dégradations significatives après plus de 200 heures à 200 °C.

## 5 Validation expérimentale

La validation expérimentale est réalisée en charge sur un banc d'essais représentatif d'un variateur de vitesse pour une commande d'actionneur. Les atténuations du filtre sont également mesurées avec un analyseur de réseau (signal de faible amplitude). Le matériel et les conditions d'essai sont détaillées dans cette section. Les résultats sont ensuite analysés pour conclure sur les performances de notre démonstrateur de filtre CEM à haute température. Une vue éclatée de notre démonstrateur, avec ses composants, est présentée à la fig. III.32.

Comme nous nous intéressons particulièrement aux performances du filtrage des perturbations dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz, nous ne plaçons pas la branche d'amortissement du filtre à haute température. La fig. III.33 indique sur le schéma électrique du filtre quelle partie est placée dans le conditionneur de température.

### 5.1 Banc d'essai et conditions de mesures

#### Essai du filtre CEM en charge

Les principaux éléments qui constituent le banc d'essai sont listés au Tableau III.7. Il s'agit d'un onduleur triphasé pilotant une machine synchrone. De l'alimentation jusqu'à la charge, nous disposons de deux RSIL respectant le gabarit d'impédance imposé par la norme DO-160-F (fig. III.7, page 109). Ces RSIL sont reliés à un module de puissance à IGBT regroupant 6

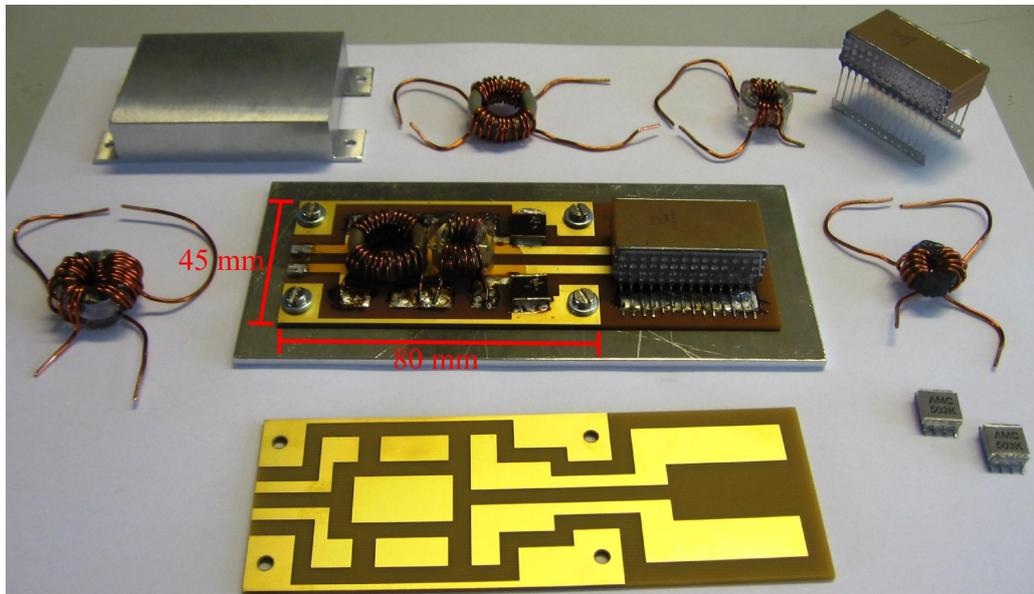


Figure III.32 – Démonstrateur du filtre CEM d'entrée "haute température".

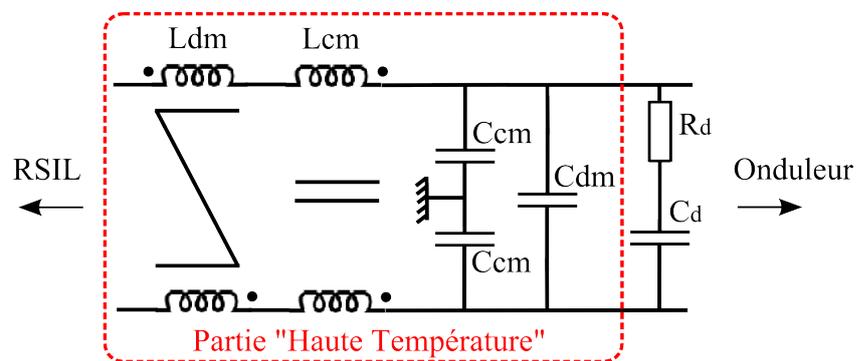


Figure III.33 – Schéma électrique du filtre CEM à haute température. Les éléments à l'intérieur du cadre en pointsillés (rouges) sont placés dans le conditionneur de température.

### Chapitre III. La conception de filtre CEM pour les convertisseurs à haute température

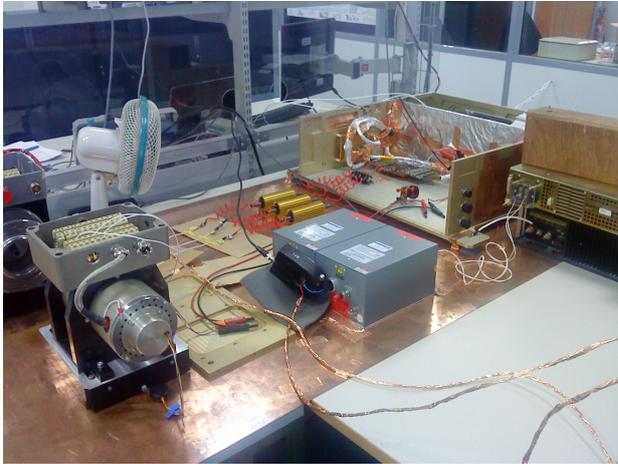
Élément	Caractéristiques	Commentaires
Alimentation	400 V - 5 A (2 kW)	Alimentation DC
RSIL	DO-160-F	$L_{rsil}=5 \mu H$
Onduleur	IGBT - 1200 V - 40 A	Module MicroSemi APTGL40X120T3G
Drivers	-	Conception Hispano-Suiza
Mesures Courants	-	Shunts série en sortie de l'onduleur (phases a, b et c)
Contrôle	DSpace Autobox	Boucle de courant en commande vectorielle à MLI centrée
Actionneur	Machine Synchrone	Double stator
Charge	Résistances de puissance	$3 \times 600 W$
Sonde HF	Sonde de courant	RFI Solar electronics 6741

**Tableau III.7** – Éléments du banc d'essai.

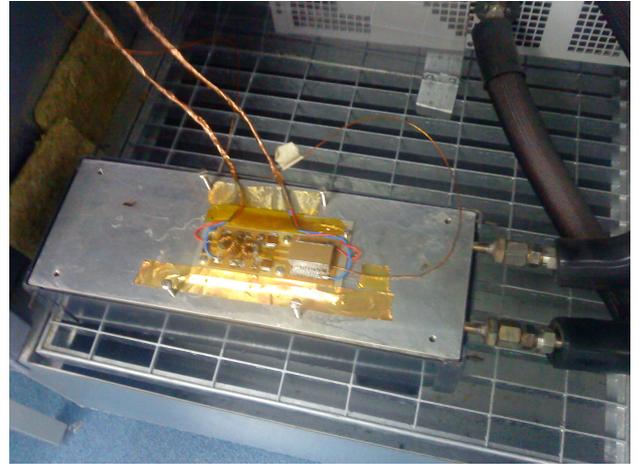
interrupteurs pour réaliser l'onduleur triphasé. Ce module est monté sur un circuit imprimé de puissance pour les connexions électriques, et en face arrière, il est plaqué à un dissipateur. Des shunts sont connectés en série sur chaque phase en sortie de l'onduleur pour fournir les mesures de courant au système de contrôle. Le système de contrôle est constitué d'un outil de prototypage rapide appelé DSpace-Autobox. La boucle de contrôle est implémentée et supervisée en temps réel par une interface MATLAB-Simulink. L'asservissement du courant de phase de l'actionneur est réalisé par une commande de type MLI vectorielle centrée. Les ordres de commande des interrupteurs de puissance à IGBT sont transmis par une commande rapprochée (drivers) conçue par la société Hispano-Suiza. L'actionneur est une machine synchrone à aimants permanents et à double stators. Ne disposant pas de charge mécanique, nous chargeons le second stator par des résistances de puissance. Le moteur se comporte alors comme un transformateur alimentant des résistances. Sans modifier les chemins de propagation des perturbations conduites, nous pouvons aisément fonctionner à un niveau de courant équivalent de ce que requiert une charge mécanique. Le réglage du point de fonctionnement est contrôlé grâce à l'asservissement du courant de phase.

Pour mesurer les perturbations conduites, nous essayons de respecter la disposition normative et la présence d'un plan de masse conducteur. Les émissions sont mesurées à l'aide d'une pince de courant haute fréquence. On voit sur la fig. III.34 (a) une vue globale du banc d'essai.

Le filtre CEM d'entrée est placé électriquement entre les RSIL et l'entrée de l'onduleur. Pour tester le filtre à haute température, il est déporté dans un conditionneur de température, fig. III.34 (b). Pour cette raison, nous introduisons une longueur de conducteur supplémentaire entre le RSIL et le filtre, environ 2 m au lieu de 1 m comme c'est indiqué dans la norme. Néanmoins, le support chauffant et l'enceinte du conditionneur fournissent une excellente continuité de la masse. Son positionnement peut être considéré comme équivalent à un placement au-dessus du plan de masse qui est utilisé par le reste du montage.



(a) Banc d'essai.



(b) Démonstrateur placé dans le conditionneur de température.

**Figure III.34** – Photographies du banc d'essai expérimental.

Le filtre est placé sur une semelle chauffante et recouverte par un capot. Le capot dispose d'une épaisseur de laine de verre pour limiter la pertes de chaleur et le volume d'air autour du filtre. Grâce à cette disposition, on se retrouve dans des conditions proches de l'environnement thermique que nous avons défini à la section 2.2, page 115. L'homogénéité de la température est vérifiée pas deux sondes thermocouples.

#### Atténuations du filtre CEM mesurées à l'analyseur de réseau

Un analyseur de réseau est utilisé pour mesurer les fonctions de transfert d'atténuation du filtre. Ce type de mesure est très répandue pour évaluer les performances d'un filtre. Bien que cette mesure ne soit pas représentative d'un fonctionnement réel où sera placé le filtre (signal de faible amplitude sinusoïdal, impédances d'entrée/sortie  $50 \Omega$ ), on retrouve souvent ce type de mesure dans les documentations techniques des filtres commercialisés. Cette mesure complémentaire aux essais en charge permet de mieux comprendre le comportement du filtre et l'influence de la température sur le filtrage des perturbations. La fig. III.35 montre la disposition du filtre sous test et des instruments de mesure. Le filtre est positionné sur une plaque chauffante et plusieurs sondes thermocouples sont utilisées pour vérifier l'homogénéité des températures. L'analyseur de réseau est le même appareil que l'analyseur d'impédance, il s'agit de l'appareil HP4194A qui a été présenté au premier chapitre.

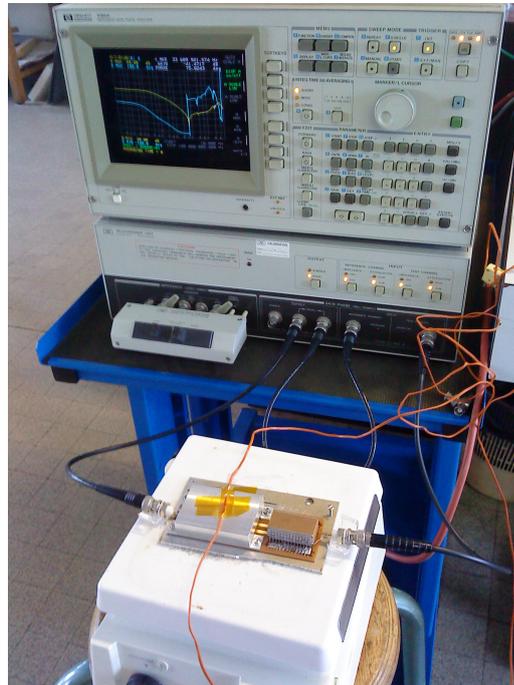


Figure III.35 – Mesure des fonctions de transfert d'atténuation du filtre CEM à haute température.

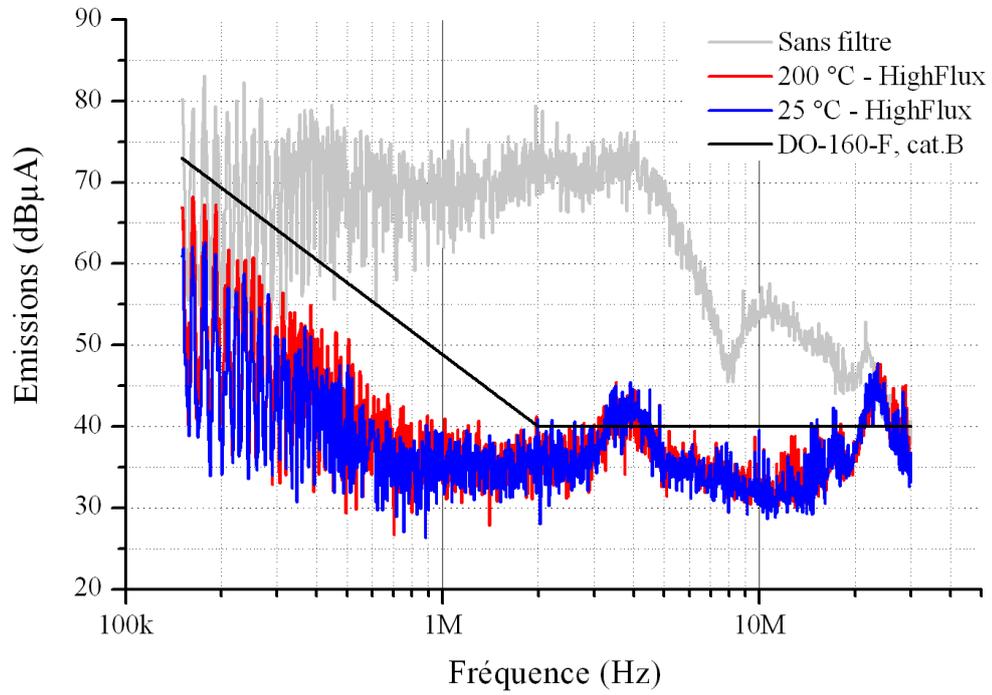
### 5.2 Résultats expérimentaux

Le filtre est placé dans les conditions de fonctionnement décrites au paragraphe précédent. Le point de fonctionnement en charge est fixé à  $400\text{ V} - 4\text{ A}$ , en raison des limitations de l'alimentation et de la dissipation de puissance de la charge résistive. La fréquence de découpage est réglée à  $15\text{ kHz}$ . Deux prototypes sont testés car nous évaluons les deux matériaux à basse perméabilité que nous avons sélectionnés : la poudre de  $FeNi$  (HighFlux 160) et le nanocristallin de type Finemet ( $K\mu 200$ ).

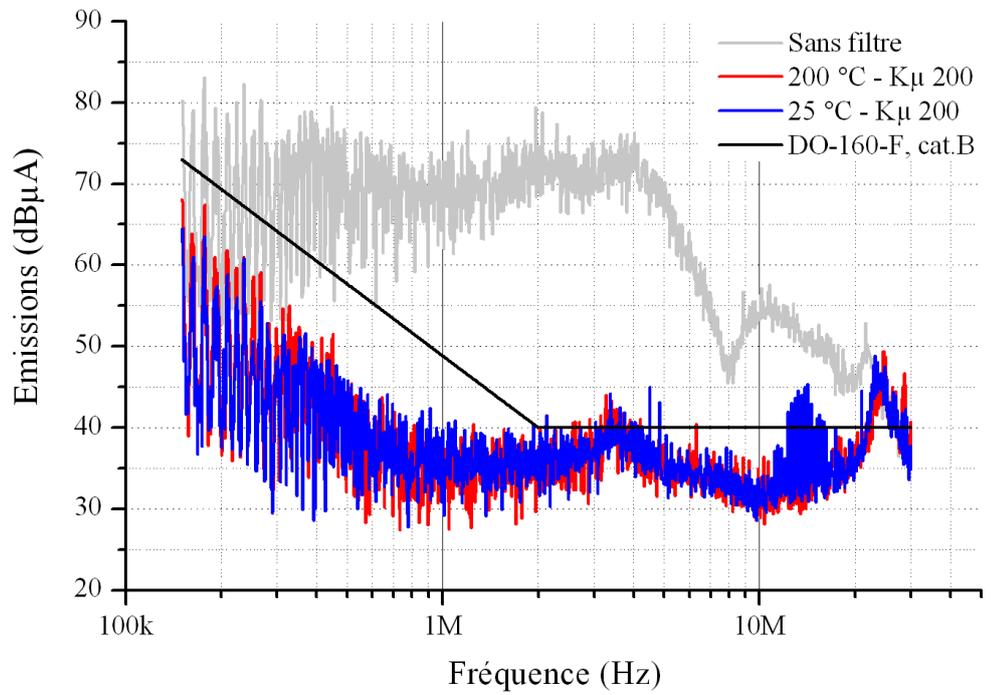
#### Essai du filtre CEM en charge

Les mesures des émissions conduites, selon la norme DO-160-F sur le courant de ligne en entrée du filtre CEM, sont montrées aux fig. III.36 et fig. III.37 pour les deux prototypes. Pour chaque prototype, les émissions sont mesurées pour des températures ambiantes de  $25\text{ }^\circ\text{C}$  et  $200\text{ }^\circ\text{C}$ .

L'atténuation des perturbations pour les deux prototypes est assez bonne jusqu'à environ  $2\text{ MHz}$  par rapport à la norme. On note ensuite, entre  $3\text{ MHz}$  et  $4\text{ MHz}$ , une élévation du niveau d'émissions causée par une atténuation en mode différentiel moins efficace. Sur ce point, on remarque que le matériau  $K\mu 200$  est un peu plus performant que le matériau HighFlux 160.



**Figure III.36** – Mesures des émissions conduites selon la norme DO-160-F sur le courant de ligne en entrée du filtre CEM. Le matériau HighFlux 160 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel.



**Figure III.37** – Mesures des émissions conduites selon la norme DO-160-F sur le courant de ligne en entrée du filtre CEM. Le matériau  $K\mu$  200 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel.

Cela confirme les mesures de perméabilité complexe présentées au second chapitre qui montrent une fréquence de coupure du matériau HighFlux 160 inférieure au  $K\mu$  200. On pourra vérifier également le comportement fréquentiel en mode différentiel grâce à la fig. III.39 qui détaille les atténuations mesurées par l'analyseur de réseau pour le matériau HighFlux 160.

A partir d'environ 5 MHz, les perturbations sans filtrage diminuent. Malgré une atténuation qui devient moins performante, les deux prototypes suivent le gabarit jusqu'à environ 20 MHz. Au-delà de 20 MHz, le filtre n'agit plus sur les perturbations conduites, les niveaux d'émissions mesurés, avec et sans filtre, sont comparables. On observe sur la fig. III.37 des harmoniques autour de 15 MHz qui sont induits par rayonnement du signal d'horloge du DSpace-Autobox. Idéalement, ces harmoniques ne devraient pas être mesurés. Nous avons réussi à les atténuer sur la fig. III.36 en plaçant une plaque métallique comme blindage entre le DSpace-Autobox et la partie puissance du banc d'essai.

L'influence de la température est perceptible jusqu'à environ 1 MHz avec le matériau HighFlux 160, et 500 kHz avec le matériau  $K\mu$  200. Pour la gamme de fréquences 150 kHz à 1 MHz, on a montré que les deux modes (mode commun et mode différentiel) sont présents, le mode commun devenant dominant vers 300 kHz. Pour le matériau HighFlux 160, les premiers harmoniques à 200 °C montrent des amplitudes supérieures d'environ 6 dB $\mu$ A aux harmoniques mesurés à 25 °C. Les écarts qui sont mesurés pour le matériau  $K\mu$  200, entre 25 °C et 200 °C, sont de 3 dB à 4 dB. On explique la diminution de l'atténuation du filtre principalement par la décroissance de la perméabilité du matériau nanocristallin de l'inductance de mode commun. Sa perméabilité relative chute de 50 % entre 25 °C et 200 °C. L'atténuation en mode commun, à la fig. III.38, illustre très bien ce phénomène avec une diminution de l'atténuation d'environ 6 dB. Le mode différentiel est lui assez peu affecté par la température car la variation de capacité, lorsque le condensateur  $C_{dm}$  est polarisé à sa tension nominale, est faible. De plus, le matériau HighFlux 160 a une perméabilité très stable avec la température. Le couple  $L_{dm}$ - $C_{dm}$  est donc assez stable. Le matériau  $K\mu$  200 a même sa perméabilité qui augmente avec la température, ce qui offre une compensation voire une amélioration du filtrage à 200 °C. Cela justifie que ce dernier présente une dépendance un peu moins marquée des émissions en fonction de la température.

Généralement, on constate que le filtrage est peu affecté (6 dB $\mu$ A au maximum) par la température car les couples des éléments de filtrage ( $L_{dm}$ - $C_{dm}$  et  $L_{cm}$ - $C_{cm}$ ) sont relativement stables avec la température. L'élément le plus sensible est l'inductance de mode commun à cause du matériau nanocristallin à haute perméabilité. Néanmoins, sa sensibilité est limitée car selon l'évolution de sa perméabilité en fonction de la fréquence (fig. II.13, page 78), l'influence de la température est peu perceptible au-delà de quelques centaines de kilohertz (environ 300 kHz).

On a donc une dépendance en fonction de la température du filtrage qui est faible en amplitude et limitée à des fréquences où la marge de l'atténuation par rapport à la norme est importante.

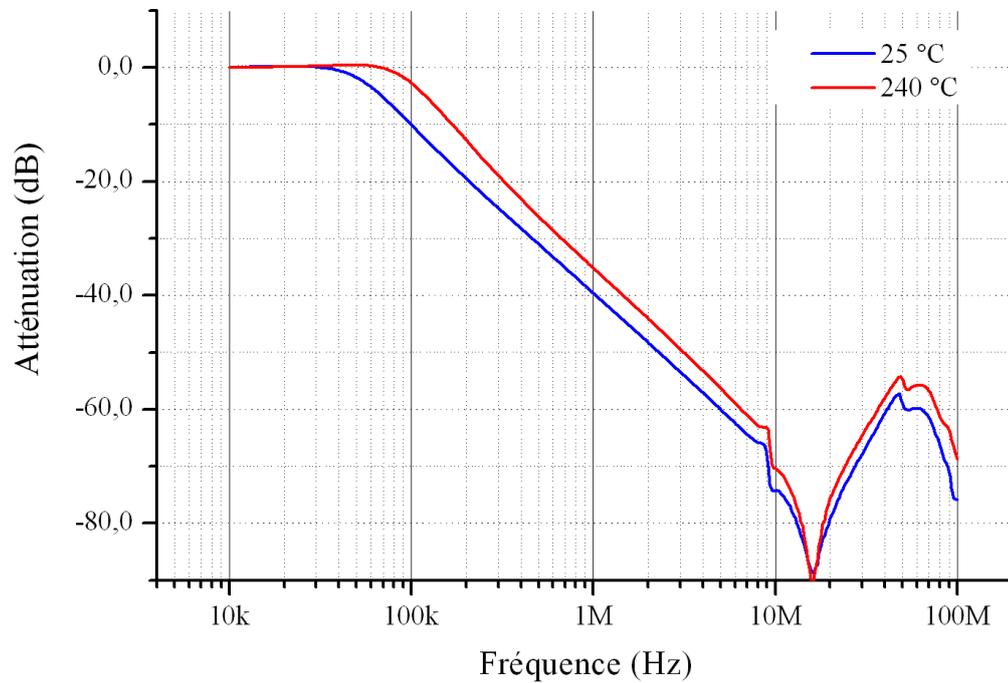
Pour valider la conception, nous n'avons pas pu mesurer de manière précise l'auto-échauffement des composants, mais nous n'avons pas constaté d'élévation de température excessive, ni d'emballlement thermique pour un fonctionnement prolongé en régime établi (entre 15 et 30 minutes de fonctionnement après le transitoire thermique).

### Atténuations du filtre CEM mesurées à l'analyseur de réseau

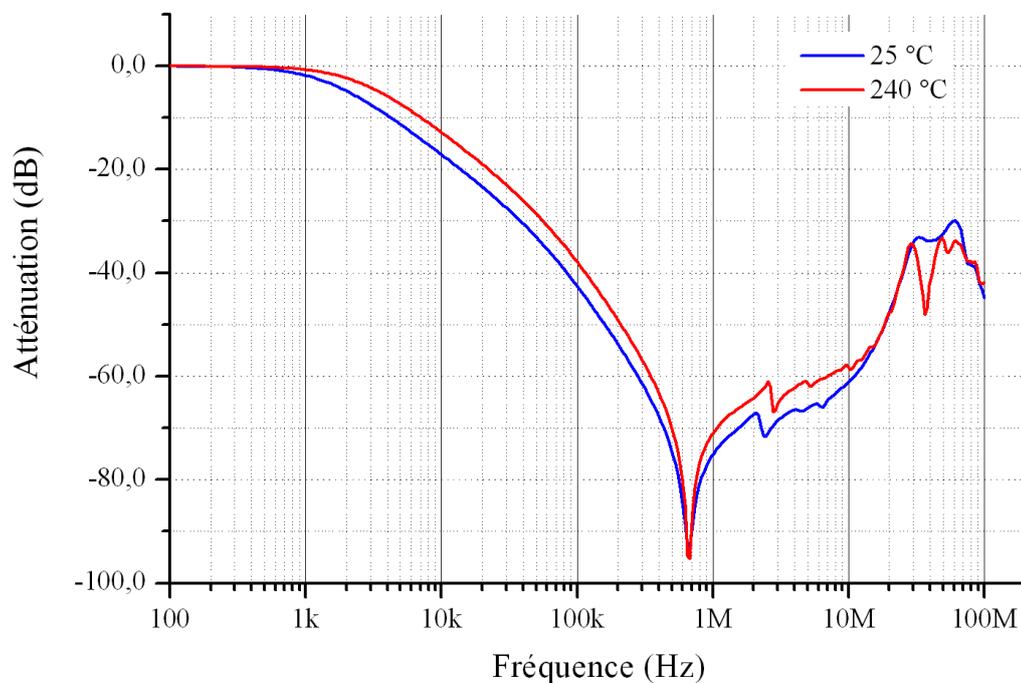
L'atténuation en mode commun, fig. III.38, montre un comportement très dépendant des condensateurs de mode commun car le matériau magnétique nanocristallin à haute perméabilité atteint rapidement ses limites. La fréquence de coupure est assez élevée. Néanmoins l'influence de l'inductance de mode commun à relativement basse fréquence est bien visible. Comme nous l'avons expliqué au précédent paragraphe, la perméabilité, et proportionnellement l'inductance, diminuent avec la température. La fréquence de coupure augmente, et l'atténuation diminue. De manière cohérente avec nos précédentes remarques, autour de 200  $kHz$ , l'atténuation diminue d'environ 6  $dB$  entre 25  $^{\circ}C$  et 200  $^{\circ}C$ . La résonance à environ 15  $MHz$  est due à l' $ESL$  des condensateurs de mode commun ( $C_{cm}$ ). L'atténuation chute fortement au-delà de cette résonance.

L'atténuation en mode différentiel, fig. III.39, montre un comportement typique. Aux fréquences les plus basses, le comportement du condensateur de découplage domine. La résonance entre 600  $kHz$  et 700  $kHz$ , comme pour l'atténuation en mode commun, est due à l' $ESL$  du condensateur ( $C_{dm}$ ). Après 10  $MHz$ , c'est le comportement du matériau magnétique qui se dégrade. L'atténuation chute autour de 20  $MHz$  à cause des effets capacitifs parasites. La différence d'atténuation entre 25  $^{\circ}C$  et 200  $^{\circ}C$  de l'ordre de 3  $dB$ . Cette différence est principalement causée par la diminution de la capacité de  $C_{dm}$  avec la température. Sous une tension de polarisation proche de la tension du bus HVDC, la capacité diminue et l'influence de la température est moins forte pour les condensateurs céramiques de type X7R (fig. I.20, page 41). L'atténuation dans les conditions de fonctionnement réelles du filtre serait donc moins affectée par la température et serait proche de celle qui est mesurée à 240  $^{\circ}C$  sur la fig. III.39.

De manière générale, l'influence de la température est modérée et les atténuations se dégradent fortement pour des fréquences supérieures à 20  $MHz$ . On peut aussi remarquer la cohérence des mesures d'atténuation avec les résultats observés sur les émissions conduites mesurées en charge sur le banc d'essai.



**Figure III.38** – Mesures de l'atténuation du filtre en mode commun à l'analyseur de réseau 50  $\Omega$ /50  $\Omega$ . Le matériau HighFlux 160 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel.



**Figure III.39** – Mesures de l'atténuation du filtre en mode différentiel à l'analyseur de réseau 50  $\Omega$ /50  $\Omega$ . Le matériau HighFlux 160 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel.

## 6 Conclusion

L'état de l'art a permis de situer nos travaux dans un contexte où la CEM pour l'électronique de puissance est en pleine évolution. Les phénomènes de CEM et le choix des outils de conception sont fortement dépendants de la gamme de fréquences considérée et de la dimension du système. Il est maintenant admis qu'il faut tenir compte de la CEM dès le début de la conception d'un convertisseur de puissance. Les outils de simulation et de modélisation progressent et commencent à offrir des méthodes de conception pour traiter la CEM de manière prédictive et à différentes échelles.

Après avoir défini les modes de perturbations conduites et les principaux chemins de propagation en électronique de puissance, nous avons montré l'intérêt de définir des normes pour la reproductibilité des mesures. Nous avons choisi la norme DO-160-F qui est fréquemment utilisée pour les applications aéronautiques.

Afin de borner le périmètre de l'étude nous avons détaillé un cahier des charges et posé des hypothèses. La température ambiante élevée est notamment une contrainte forte. La plage étendue de température ambiante est aussi une contrainte supplémentaire. Une procédure de dimensionnement est proposée pour structurer notre démarche.

En s'appuyant sur les résultats des chapitres précédents qui ont permis de sélectionner des condensateurs et des matériaux magnétiques compatibles avec une température ambiante élevée, nous avons abordé les considérations nécessaires au dimensionnement d'un filtre CEM d'entrée. Tout d'abord, il est important d'estimer ou de mesurer les émissions de perturbations conduites et de différencier les modes pour optimiser le filtrage. La valeur des éléments du filtre (capacités et inductances) et la structure déterminent l'atténuation du filtre, qui est sa fonction principale, mais également son aptitude à garantir la stabilité du variateur de vitesse lorsqu'il est raccordé au réseau d'alimentation. Sur ce second aspect, le dimensionnement du filtre permet d'offrir une certaine robustesse par rapport à l'impédance du réseau qui est parfois mal définie.

De l'étude du filtre au niveau du système, nous sommes descendus vers le dimensionnement physique des composants. Le dimensionnement des inductances a montré que l'augmentation de la température ambiante jusqu'à 200 °C ne présente pas de contraintes majeures par rapport au fonctionnement électrique mais impose un léger surdimensionnement, par exemple pour une inductance de mode différentiel utilisant un matériau nanocristallin de type Finemet à basse perméabilité.

L'étude du comportement thermique d'un condensateur céramique de type X7R pour le découplage de puissance a montré que les échanges thermiques sont principalement régis par

### Chapitre III. La conception de filtre CEM pour les convertisseurs à haute température

---

des phénomènes de conduction. Ce type de composant, dont la conception est adaptée à la haute température, présente de bonnes performances mais est très sensible à la résistance d'isolement (la résistivité du diélectrique) au-delà de 200 °C. Pour notre cas d'étude, nous avons conclu qu'un risque d'emballage thermique est présent pour une température ambiante supérieure à 220 °C.

Des considérations pratiques à propos des assemblages (packaging) ont été indiquées pour la réalisation de notre démonstrateur mais nous n'avons pas répondu aux contraintes environnementales sévères (cyclage thermique, humidité, vibration...). Nous avons cependant tenté de répondre à une limitation liée à l'encapsulant des rubans nanocristallins pour des expositions de longue durée à haute température. Nous avons proposé plusieurs solutions. Deux solutions semblent répondre à nos contraintes, les silicones et les boîtiers en polymère (PEEK). Ces travaux nécessiteront toutefois un approfondissement.

La validation expérimentale montre que notre démonstrateur, issu des travaux proposés dans les trois premiers chapitres de ce manuscrit, fonctionne correctement sur toute la plage de fonctionnement décrite par le cahier des charges (à vide et en charge, de 25 °C à 200 °C ambiants). Le filtrage des perturbations conduites est peu affecté par l'augmentation de la température ambiante. Cela est possible grâce au choix des couples L-C dans chaque mode, dont au moins l'un des deux éléments est stable avec la température. Par exemple, les condensateurs de type NP0 pour le mode commun, ou le matériau magnétique HighFlux 160 pour le mode différentiel. Les matériaux nanocristallins à basse perméabilité peuvent même offrir une compensation en fonction de la température par l'augmentation de leur perméabilité.

Nous pouvons conclure que la faisabilité d'un filtre CEM à haute température est démontrée avec des composants et des matériaux industrialisés. De gros efforts seront toutefois nécessaires au niveau du packaging pour le respect des contraintes environnementales sévères d'une application aéronautique.

---

## Références bibliographiques

- [1] C. R. PAUL. *Introduction to electromagnetic compatibility*. Ed.J. Wiley & Sons, Wiley series in microwave and optical engineering (1992). 99
- [2] J. GENOULAZ. *Contribution à l'étude du rayonnement des câbles soumis aux signaux de l'électronique de puissance dans un environnement aéronautique*. Thèse de doctorat, Université Sciences et Technologie de Lille (2008). 100, 118
- [3] C. VERMAELEN. *Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable*. Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan (2003). 101, 118
- [4] B. REVOL. *Modélisation et optimisation des performances cem d'une association variateur de vitesse - machine asynchrone*. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier (2008). 101, 102, 118
- [5] S. BREHAUT. *Modélisation et optimisation des performances cem d'un convertisseur ac/dc d'une puissance de 600w*. Thèse de doctorat, Université de Tours (2005). 101
- [6] F. GIEZENDANNER, J. BIELA, J. W. KOLAR, AND S. ZUDRELL-KOCH. *Emi noise prediction for electronic ballasts*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 25, Numéro 8, p2133-2141 (2010). 101
- [7] K. AMMOUS, H. MOREL, AND A. AMMOUS. *Analysis of power switching losses accounting probe modeling*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume 59, Numéro 12, p3218-3226 (2010). 101
- [8] Y. WEENS. *Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électronique de puissance*. Thèse de doctorat, Université Sciences et Technologie de Lille (2006). 101
- [9] G. MEUNIER A. JAZZAR, E. CLAVEL. *Modélisation et simulations des phénomènes de foudre : comparaison des matériaux pour l'aéronautique en modes conduits et rayonnés*. Workshop 2emc 2010 (2010). 101

## Références bibliographiques

---

- [10] X. MARGUERON. *Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar*. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier (2006). 102
- [11] A. AMMOUS, S. GHEDIRA, B. ALLARD, H. MOREL, AND D. RENAULT. *Choosing a thermal model for electrothermal simulation of power semiconductor devices*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 14, Numéro 2, p300-307 (1999). 102
- [12] F. COSTA, C. VOLLAIRE, AND R. MEURET. *Modeling of conducted common mode perturbations in variable-speed drive systems*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume 47, Numéro 4, p1012-1021 (2005). 102
- [13] S. WANG. *Characterization and cancellation of high-frequency parasitics for emi filters and noise separators in power electronics applications*. Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University (2005). 103, 104, 207
- [14] B. J. PIERQUET. *Inductance cancellation techniques with application to emi filters and components*. Thèse de doctorat, Massachusetts Institute of Technology (2004). 103
- [15] S. WANG, F. C. LEE, AND J. D. VAN WYK. *Design of inductor winding capacitance cancellation for emi suppression*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 21, Numéro 6, p1825-1832 (2006). 103
- [16] V. ARDON. *Méthodes numériques et outils logiciels pour la prise en compte des effets capacitifs dans la modélisation cem de dispositifs d'électronique de puissance*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (2010). 104, 105, 207
- [17] CEDRAT. *Documentation technique du constructeur, inca3d advanced interconnections simulation*. <http://www.cedrat.com/fr/solutions-logicielles/inca3d.html>, le 1 Octobre 2011 (2010). 103
- [18] FAST FIELD SOLVER. *Documentation technique en ligne du constructeur, fast henry and fast cap*. <http://www.fastfieldsolvers.com>, le 1 Octobre 2011 (2011). 103, 105
- [19] S. ZANGUI, K. BERGER, B. VINCENT, E. CLAVEL, R. PERRUSSEL, AND C. VOLLAIRE. *Modélisation des couplages en champ proche des composants de filtres cem*. Conférence Compatibilité Electromagnétique (CEM) (2010). 105
- [20] T. DE OLIVEIRA, J. L. SCHANEN, J. M. GUICHON, AND L. GERBAUD. *Modèle peec pour l'optimisation de filtre cem par routage astucieux des pistes*. Conférence Electronique de Puissance du Future (EPF) (2010). 105
- [21] M. FOISSAC, J. L. SCHANEN, AND C. VOLLAIRE. *"black box" emc model for power electronics converter*. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p3609-3615 (2009). 105
- [22] A. C. BAISDEN, D. BOROYEVICH, AND F. WANG. *Generalized terminal modeling of electromagnetic interference*. IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 46, Numéro 5, p2068-2079 (2010). 105

- [23] H. BISHNOI, A. C. BAISDEN, P. MATTAVELLI, AND D. BOROYEVICH. *Emi modeling of half-bridge inverter using a generalized terminal model*. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p468-474 (2011). 105
- [24] M. FOISSAC, J. L. SCHANEN, G. FRANTZ, D. FREY, AND C. VOLLAIRE. *System simulation for emc network analysis*. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p457-462 (2011). 105
- [25] F. LUO, X. ZHANG, D. BOROYEVICH, P. MATTAVELLI, J. XUE, F. WANG, AND N. GAZEL. *On discussion of ac and dc side emi filters design for conducted noise suppression in dc-fed three phase motor drive system*. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p667-672 (2011). 105
- [26] H. AKAGI AND S. TAMURA. *A passive emi filter for eliminating both bearing current and ground leakage current from an inverter-driven motor*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 21, Numéro 5, p1459-1469 (2006). 105
- [27] M. L. HELDWEIN AND J. W. KOLAR. *Impact of emc filters on the power density of modern three-phase pwm converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 24, Numéro 6, p1577-1588 (2009). 106
- [28] EUROCAE. *Do160-f/ed-14f - environmental conditions and test procedures for airborne equipment*. (2008). 106, 114
- [29] DEPARTMENT OF DEFENSE INTERFACE STANDARD. *Mil-std-461f - requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipments*. (2007). 106
- [30] S. WANG, F. C. LEE, AND J. D. VAN WYK. *Characterization, evaluation, and design of noise separator for conducted emi noise diagnosis*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 20, Numéro 4, p974-982 (2005). 112
- [31] ASTECH PARIS RÉGION. *Informations en ligne, projet sefora*. <http://www.pole-astech.org>, le 1 Octobre 2011 (2011). 113
- [32] R. MOUSA, D. PLANSON, H. MOREL, B. ALLARD, AND C. RAYNAUD. *Modeling and high temperature characterization of sic-jfet*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p3111-3117 (2008). 114
- [33] CENTER FOR POWER ELECTRONICS SYSTEMS. *Safran final report - discrete passive emi filter design*. Livrable du Projet CPES-Safran Phase 1 (2008). 118
- [34] Y. MAILLET, R. LAI, S. WANG, F. WANG, R. BURGOS, AND D. BOROYEVICH. *High-density emi filter design for dc-fed motor drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 25, Numéro 5, p1163-1172 (2010). 118

## Références bibliographiques

---

- [35] R. ROBUTEL. *Choix de la structure de filtre pour la conception d'un filtre cem haute température*. Livrable du Projet FEMINA – Work Package Numéro 3 – Tâche 4 (2009). 120
- [36] R. D. MIDDLEBROOK. *Input filter considerations in design and application of switching regulators*. IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, p366-382 (1976). 120, 125
- [37] R. D. MIDDLEBROOK. *Design techniques for preventing input-filter oscillations in switched-mode regulators*. IEEE Industrial Application Society republished in advances in switch-mode power conversion, Numéro 10, p153-168 (1983). 120, 125
- [38] F. BARRUEL, N. RETIERE, AND J. L. SCHANEN. *Stability analysis for aircraft on-board system*. The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, p366-382 (2006). 120
- [39] X. FENG, Z. YE, K. XING, F. C. LEE, AND D. BOROJEVIC. *Individual load impedance specification for a stable dc distributed power system*. Fourteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Volume 2, p923-929 (1999). 120
- [40] J. MAVIER. *Convertisseurs générique à tolérance de panne - application pour le domaine aéronautique*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (2007). 122
- [41] PTC SOFTWARE. *Documentation technique du constructeur, mathcad help*. (2007). 131
- [42] MAGNETICS. *Documentation technique du constructeur, magnetics powder core catalog*. <http://www.mag-inc.com/design/technical-documents>, le 1 Octobre 2011 (2008). 131, 132
- [43] M. T. ABAKAR. *Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance*. Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (2003). 132, 133
- [44] D. MEEKER. *Documentation technique du constructeur, finite element method magnetics, version 4.2, user's manual*. (2007). 135
- [45] C. BUTTAY, C. RAYNAUD, H. MOREL, M. LAZAR, G. CIVRAC, AND D. BERGOGNE. *High-temperature behavior of sic power diodes*. 14th European Conference on Power Electronics and Applications and Exhibition (EPE) (2011). 140
- [46] C. BUTTAY, D. PLANSON, B. ALLARD, D. BERGOGNE, P. BEVILACQUA, C. JOUBERT, M. LAZAR, C. MARTIN, H. MOREL, D. TOURNIER, AND C. RAYNAUD. *State of the art of high temperature power electronics*. Materials Science and Engineering : B, Volume 176, Numéro 4, p283-288 (2011). 143

---

---

# Chapitre IV

---

## Vers l'intégration des composants passifs

### 1 L'intégration pour l'électronique de puissance

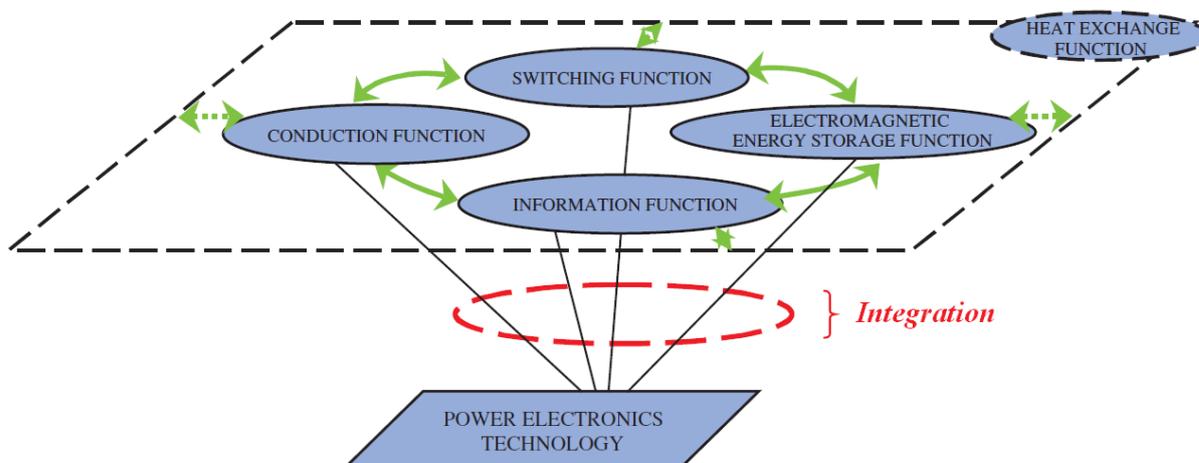
Au chapitre précédent nous avons présenté les performances d'un filtre CEM à composants discrets. Ce filtre est constitué, pour chaque mode de perturbations, d'un couple L-C. Les contraintes de filtrage exigeantes de la norme imposent des niveaux d'émissions sur une large gamme de fréquences (environ 3 décades). Une simple structure L-C nous a permis de démontrer la faisabilité d'un filtre à haute température, mais les niveaux d'émissions imposés par la norme n'ont pas été parfaitement respectés. A cause des éléments parasites des composants et du routage, ainsi que des limites fréquentielles des matériaux (principalement des matériaux magnétiques), les atténuations du filtre se dégradent fortement autour de 20 *MHz*.

Pour répondre au besoin de filtrage, deux voies nous sont offertes. Nous pouvons proposer un circuit avec une structure offrant une meilleure atténuation et optimiser le filtre discret par rapport aux critères énoncés à la section 3.2 du chapitre précédent (page 119). Cette approche classique est relativement bien maîtrisée par les industriels. Une seconde approche consisterait à revenir aux mécanismes responsables des perturbations conduites à l'échelle du système (filtre, convertisseur et actionneur), pour réfléchir à de nouvelles solutions de filtrage.

Dans ce chapitre, nous proposons une solution de filtrage par l'intégration de composants passifs au sein du module de puissance. Nous essayerons de définir ce qu'est l'intégration et quels en sont les intérêts. Un état de l'art concis permettra également de situer notre solution par rapport aux travaux existants. Enfin, nous détaillerons notre approche, la réalisation d'un démonstrateur, et les essais expérimentaux.

#### 1.1 Pourquoi l'intégration ?

L'intégration peut être considérée comme la capacité d'assembler des composants ou des ensembles de composants pour réaliser un système en respectant des contraintes. Les contraintes



**Figure IV.1** – Fonctions fondamentales en électronique de puissance [1].

physiques sont d'ordre électrique, thermique ou mécanique. Il existe également des contraintes liées aux procédés de fabrication et au coût. Une autre définition de l'intégration s'illustre par la fig. IV.1 pour l'électronique de puissance, comme étant une association de fonctions. Si l'on applique une méthode d'analyse fonctionnelle, qui est descendante, chaque fonction fondamentale de la fig. IV.1 peut être découpée en sous-fonctions. La notion d'intégration est donc applicable à plusieurs échelles.

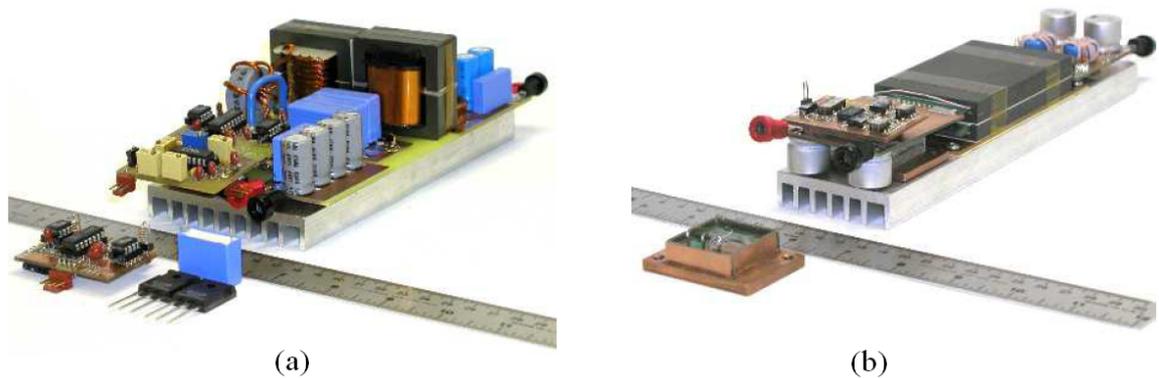
Par exemple, le filtrage des perturbations CEM est une fonction. On peut découper cette dernière entre le filtrage des perturbations conduites et rayonnées, le filtrage des perturbations conduites peut être divisé par le filtrage de mode commun et de mode différentiel. Un filtre CEM d'entrée, dans notre cas d'étude (sans filtre de sortie), intègre les deux fonctions : le filtrage de mode commun et le filtrage de mode différentiel.

Améliorer l'intégration en électronique de puissance consiste principalement à :

- mutualiser des fonctions,
- améliorer le remplissage/foisonnement et la géométrie des composants,
- standardiser des fonctions.

La mutualisation de fonctions au sein d'un seul composant ou d'un seul module permet de réduire le nombre de composants à assembler. Par la suppression d'un composant ou la forte proximité de deux composants, la compacité est améliorée. Pour illustrer cet axe d'amélioration, on peut citer l'intégration du filtrage dans les interconnexions (bus-barre filtrant) [2, 3], ou la mutualisation de plusieurs composants passifs par un seul composant dit "L-C-T" (inductance, condensateur, et transformateur) [4].

L'augmentation du remplissage/foisonnement du volume occupé par la partie fonctionnelle



**Figure IV.2** – Comparaison d'un convertisseur en demi-pont redressé  $230\text{ Vac}/48\text{ Vdc}$   $1\text{ kW}$ ,  $F_{pwm}=200\text{ kHz}$ . (a) Technologie traditionnelle, (b) Amélioration de l'intégration pour le filtre CEM d'entrée (L-C intégré), le transformateur L-C-T, le bras d'onduleur du demi-pont (IPEM avec la commande rapprochée) [11].

du matériau par rapport à son volume total améliore la compacité d'un composant. Par exemple, une inductance de mode commun bobinée avec une couche unique de conducteur n'exploite pas entièrement le volume de son encombrement (cf. fig. III.32, page 147). Cet aspect est plutôt lié au dimensionnement du composant mais la mutualisation des fonctions participe également à mieux exploiter le volume. Ce constat est assez bien vérifié avec des géométries planaires [5] ou bobinées [6, 7] intégrant des éléments capacitifs au sein des bobinages.

A l'échelle de plusieurs composants et du convertisseur, le remplissage peut être amélioré par l'optimisation du positionnement en trois dimensions au lieu de se limiter à l'empreinte d'un composant au niveau du circuit imprimé [8]. Le positionnement est dépendant des géométries, il est alors important de faciliter l'intégration mécanique, c'est-à-dire dimensionner la géométrie et les connexions pour que le positionnement entre chaque composant soit optimal [9]. La géométrie peut également être optimisée par rapport à la dissipation thermique pour optimiser la densité de puissance [9, 10].

Un autre aspect de l'intégration est la standardisation et la modularité des éléments d'un convertisseur. On retrouve cette tendance pour les moyennes et fortes puissances ( $> 1\text{ kW}$ ) à travers les "Integrated Power Electronics Modules" (IPEM, ou "Intelligent Power Modules", IPM). Les convertisseurs typiquement visés par ces IPEM sont, entre autres, des PFC ou des onduleurs pour la conversion d'énergie solaire et la commande d'actionneurs. Les fréquences de commutation sont moyennes (de  $5\text{ kHz}$  à  $50\text{ kHz}$ ). Les éléments passifs de stockage d'énergie et de filtrage sont trop volumineux pour être intégrés dans un unique boîtier avec les semi-conducteurs de puissance. On ne cherche pas à standardiser le convertisseur complet comme avec les "VRM" (Voltage Regulator Modules) ou les convertisseurs "POL" (Point Of Load) [12, 13].

Les travaux dédiés aux IPEM tentent d'intégrer des fonctions de mesure, de protection, et de commande rapprochée autour d'une brique élémentaire qui est un bras d'onduleur (voire 3 à 4 bras) [14, 15].

En résumé, une meilleure intégration pour un convertisseur de puissance peut améliorer :

- la densité de puissance (volumique/massique),
- le rendement,
- la reproductibilité,
- le coût (sous réserve d'industrialisation à grande échelle).

La fig. IV.2 illustre, à l'échelle d'un convertisseur, l'application des grands axes d'amélioration de l'intégration de puissance par une comparaison entre un convertisseur conventionnel et un prototype. L'amélioration la plus significative concerne le volume. La densité volumique de puissance est augmentée de  $0,45 \text{ W/cm}^3$  à  $0,71 \text{ W/cm}^3$ , soit d'environ 60 %. La forme plane facilitera également le positionnement du convertisseur dans un système. On remarque que les composants passifs sont une part très significative du volume. L'enjeu d'une meilleure intégration de ces composants est donc important.

### 1.2 Les limitations de l'intégration

L'intégration est étroitement liée aux technologies d'assemblage (le packaging) et au niveau de puissance [16]. Comme nous l'avons indiqué, augmenter le foisonnement ou le remplissage, c'est-à-dire le ratio du volume du matériau fonctionnel par rapport au volume total, améliore principalement la compacité. Le rendement ne bénéficie pas ou peu d'une meilleure compacité lorsque la puissance augmente à cause des limitations thermiques du système de dissipation et des matériaux des composants passifs (magnétiques et diélectriques). Lorsque la densité de puissance augmente de manière significative (fig. IV.2 (b)), la gestion des transferts thermiques devient un point limitant où le packaging joue un rôle clé [17].

Pour des très faibles puissances ou faibles puissances ( $<100 \text{ W}$ ), l'intégration monolithique des passifs sur  $Si$ , par co-frittage LTCC, ou par composants enterrés dans un PCB multicouche apporte une amélioration significative pour la compacité, le rendement et la standardisation [18]. En revanche, pour les moyennes puissances ( $1 \text{ kW}$  à  $50 \text{ kW}$ ) le foisonnement est assez bon avec les technologies traditionnelles. Le gain potentiel de volume est moindre. L'influence sur le volume des performances intrinsèques des matériaux devient prépondérante par rapport à l'amélioration du foisonnement. De plus, les procédés de fabrication ne sont pas toujours compatibles avec les géométries planaires qui sont souvent proposées. La mutualisation des fonctions est alors plus intéressante. Cela a été démontré, par exemple, en mutualisant

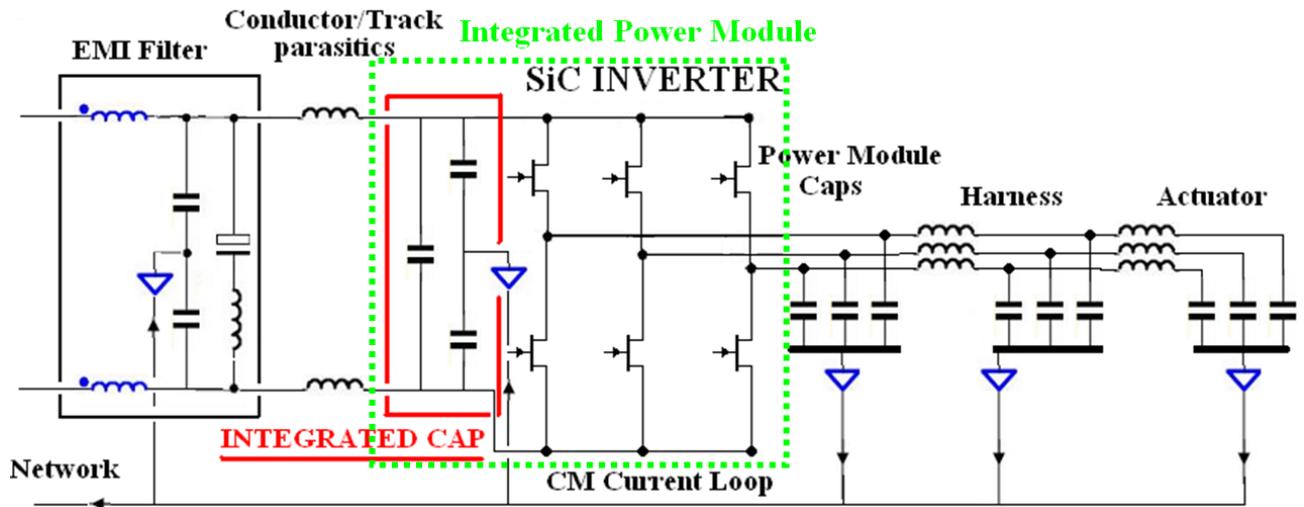
les fonctions d'inductance et de transformateur autour d'un seul noyau magnétique pour un convertisseur de type "current double rectifier" [19, 20].

L'intégration fonctionnelle et géométrique de composants L-C planaires augmente la compacité pour un ballast de quelques dizaines de watts [21, 22]. Ce n'est plus le cas pour un filtre CEM d'entrée d'un onduleur de tension de 2 kW [23], principalement à cause du matériau magnétique. Les matériaux magnétiques utilisés dans les géométries planaires sont essentiellement des ferrites. Les ferrites sont performants à partir d'environ 50 kHz, et ont le grand avantage de pouvoir être moulés avec une très grande variété de géométries. Ce sont d'excellents candidats pour proposer des géométries optimisées en trois dimensions. Cependant, pour les convertisseurs de moyenne et forte puissances, les fréquences de découpage sont souvent inférieures à 50 kHz. Pour ces conditions de fonctionnement, les matériaux amorphes et nanocristallins, sont plus performants (pertes, volume, atténuation) et notamment pour le filtrage CEM. Dans ce cas, les performances intrinsèques du matériaux prennent l'avantage sur l'amélioration de la géométrie et la mutualisation de fonction. Par conséquent, les technologies des procédés de fabrication sont aussi une limitation à l'intégration. Par exemple, envisager des noyaux magnétiques de forme planaire avec des matériaux nanocristallins requiert un nouveau procédé de fabrication.

Les matériaux diélectriques utilisés pour réaliser les composants intégrés sont comparables aux matériaux utilisés dans les composants discrets (majoritairement des céramiques). Pour de fortes valeurs de capacité, la taille des composants discrets est importante, le foisonnement est bon, donc l'intérêt d'intégrer ensemble une inductance et un condensateur diminue.

Pour le filtrage CEM, des solutions dites "hybrides" ont été proposées [24, 25]. La partie qui assure le filtrage à haute fréquence est réalisée avec des composants passifs intégrés (faibles valeurs d'inductances et de capacités), et la partie à basse fréquence avec du filtrage actif (injection en opposition de phase pour la compensation des perturbations). Cependant, ces solutions ajoutent de nombreux composants électroniques pour le filtrage actif, et complexifient le convertisseur ce qui dégrade la fiabilité. Une autre solution hybride, présentée par [26, 27], consiste à associer, pour un onduleur de tension, un bus-barre filtrant et un quatrième bras d'onduleur qui compense les perturbations de mode commun par une compensation des  $dv/dt$ . Cette intégration de fonctions de filtrage passif à la connectique, et actif au sein du module de puissance, permet de réduire, en théorie, les perturbations conduites en supprimant le filtre discret. Les résultats expérimentaux montrent pour l'instant un intérêt limité du quatrième bras.

La fiabilité n'est pour l'instant pas beaucoup considérée par les académiques qui présentent des prototypes de composants ou de convertisseurs intégrés, mais on revient à une problématique identique à celle des condensateurs. Des assemblages denses de matériaux possédant des CTE



**Figure IV.3** – Schéma électrique d'un onduleur triphasé à JFET-SiC avec les chemins de mode commun et le positionnement des condensateurs de filtrage intégrés au module de puissance.

fortement hétérogènes. Pour les applications soumises à des environnements sévères, il reste à démontrer que les concepts d'intégration sont compatibles avec une très grande fiabilité.

## 2 Conception et Réalisation

Nous avons cherché une solution d'intégration en conservant à l'esprit nos contraintes initiales d'environnement sévère et de haute température ambiante, ainsi que notre cahier des charges. La remise en cause du filtre discret semble difficile car les géométries planaires (uniquement passives) n'apportent pas d'améliorations significatives pour un filtre CEM dans un onduleur de tension de quelques kilowatts. De plus, les ferrites se comportent mal à haute température. Le filtrage actif est difficile à mettre en œuvre à 200 °C, et pour les applications aéronautiques, les fonctions passives sont préférées pour leur robustesse.

Nous avons montré que le filtre discret possède une atténuation limitée à haute fréquence (>10 MHz), nous proposons donc d'intégrer au sein du module de puissance une fonction de pré-filtrage à haute fréquence.

### 2.1 Approche et solution proposées

L'approche est une combinaison de la tendance actuelle des IPEM (ou IPM) à intégrer des fonctions au sein du module de puissance, et du concept de recyclage des courants de mode commun, présenté par [26] pour un bus-barre intégrant une fonction de filtrage.

Afin de garder les perturbations de mode commun à haute fréquence dans une boucle restreinte que l'on souhaite maîtriser, nous proposons d'intégrer des condensateurs de mode commun, de faible valeur, au sein du module de puissance. Comme le montre la fig. IV.3, des condensateurs de mode commun, au plus proche de la source de perturbations, offrent un chemin supplémentaire pour que les perturbations conduites se rebouclent (ou se "recyclent"). La boucle haute fréquence de mode commun est ainsi contenue au sein du module de puissance. En exploitant les inductances de ligne parasites liées à la connectique et aux conducteurs de puissance (bus-barrre, SMI, ou PCB de puissance) entre le module et le filtre discret, on crée un étage de filtre L-C additionnel. Cette solution doit offrir le complément de filtrage à haute fréquence qui manque à un simple filtre discret L-C. On évite ainsi de complexifier la structure du filtre discret en entrée de l'onduleur.

En mode différentiel, l'intégration de condensateurs de découplage de faible valeur associés à un amortissement permettrait de réduire les oscillations à haute fréquence et les surtensions provoquées par les inductances parasites entre le condensateurs de découplage de puissance et le bras d'onduleur. Les performances du module (en commutation) seraient plus robustes car elles seraient moins dépendantes du routage et des éléments passifs extérieurs. On pourrait considérer cette intégration comme une fonction "snubber" intégrée (cf. Ch.I, page 21).

En raison des excellentes performances en commutation des composants à semi-conducteur à grand gap (*GaN*, *SiC*), il est d'autant plus nécessaire de chercher à contenir la génération de courant de mode commun à haute fréquence et à garantir une commutation propre. Ces composants unipolaires (MOSFET, JFET) autorisent des vitesses de commutation nettement supérieures aux IGBTs. Les  $dv/dt$  mesurés sur un JFET-*SiC* peuvent atteindre  $60 \text{ kV}/\mu\text{s}$  [28], soit un temps de commutation autour de  $10 \text{ ns}$  pour une tension de  $600 \text{ V}$ . Sans atteindre ces vitesses extrêmes, on peut raisonnablement mesurer sur un bras d'onduleur à JFET-*SiC* des  $dv/dt$  supérieurs à  $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ .

Nous n'étudions pas le rayonnement du convertisseur, mais on pourrait également espérer une réduction des émissions rayonnées, si la boucle de courant de mode commun à haute fréquence est réduite au module de puissance, au lieu de s'étendre vers l'actionneur à travers le câble et vers le filtre discret.

Pour démontrer la faisabilité et le gain que peut apporter cette solution, nous limitons le périmètre de l'étude à un bras d'onduleur à JFET-*SiC*. Nous nous concentrerons sur le filtrage de mode commun qui est le plus contraignant à haute fréquence, et nous n'aborderons que partiellement et expérimentalement le découplage en mode différentiel. Une première étape prédictive de simulations simplifiées, puis affinées, nous fournira les valeurs des capacités à intégrer. Ces valeurs sont limitées par les contraintes technologiques de réalisation et par le

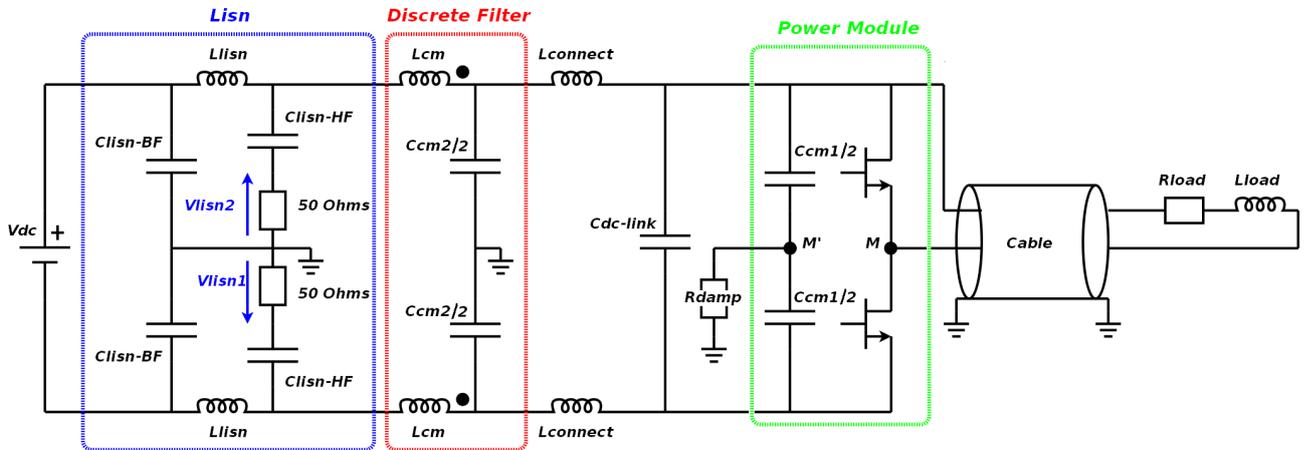


Figure IV.4 – Schéma électrique du système étudié.

souhait de ne pas augmenter fortement les dimensions du module de puissance.

Nous choisissons de nous placer dans le cas d'un onduleur à JFET-*SiC* car ces transistors sont les interrupteurs sélectionnés pour l'onduleur haute température, et ces composants imposent des  $dv/dt$  importants. Il s'agit donc d'un environnement réaliste et contraignant vis-à-vis du mode commun pour évaluer la solution que nous proposons. Le schéma équivalent électrique du système étudié est montré à la fig. IV.4.

## 2.2 Simulations et pré-dimensionnement

Pour estimer les valeurs de capacité à intégrer nous avons, en première approximation, étudié l'influence de différentes valeurs dans un circuit équivalent simplifié de la boucle de mode commun. Le circuit, fig. IV.5, est composé de la capacité de mode commun intégrée au module de puissance ( $C_{cm1}$ ), du filtre discret ( $C_{cm2}$  et  $L_{cm}$ ), et du RSIL (LISN). La source des perturbations de mode commun est modélisée par une source de tension trapézoïdale placée entre les phases du bus DC et point milieu du bras d'onduleur (le point  $M$  des fig. IV.4 et fig. IV.5). Les temps de montée et de descente sont déterminés par rapport à l'état de l'art et à des relevés expérimentaux de commutation qui seront détaillés à la section 3, page 179 (*Validation expérimentale*).

Le chemin des perturbations de mode commun est approximé par une capacité parasite ( $C_{para}$ ). Les éléments parasites des composants du filtre sont pris en compte avec des valeurs typiques issues de la littérature et de nos caractérisations. Les inductances parasites de câblage entre le module et le filtre sont modélisées par  $L_{connect}$ . Nous avons également inséré une résistance d'amortissement série ( $R_{damp}$ ) pour les capacités intégrées au module, qui matériellement

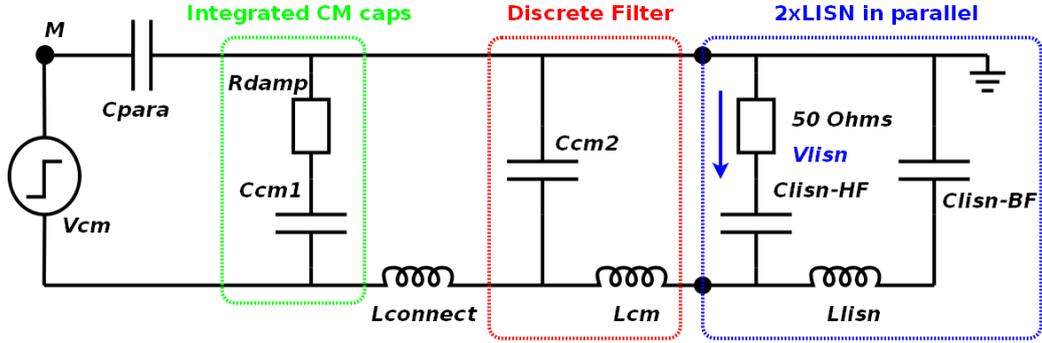


Figure IV.5 – Schéma électrique équivalent de la boucle de mode commun.

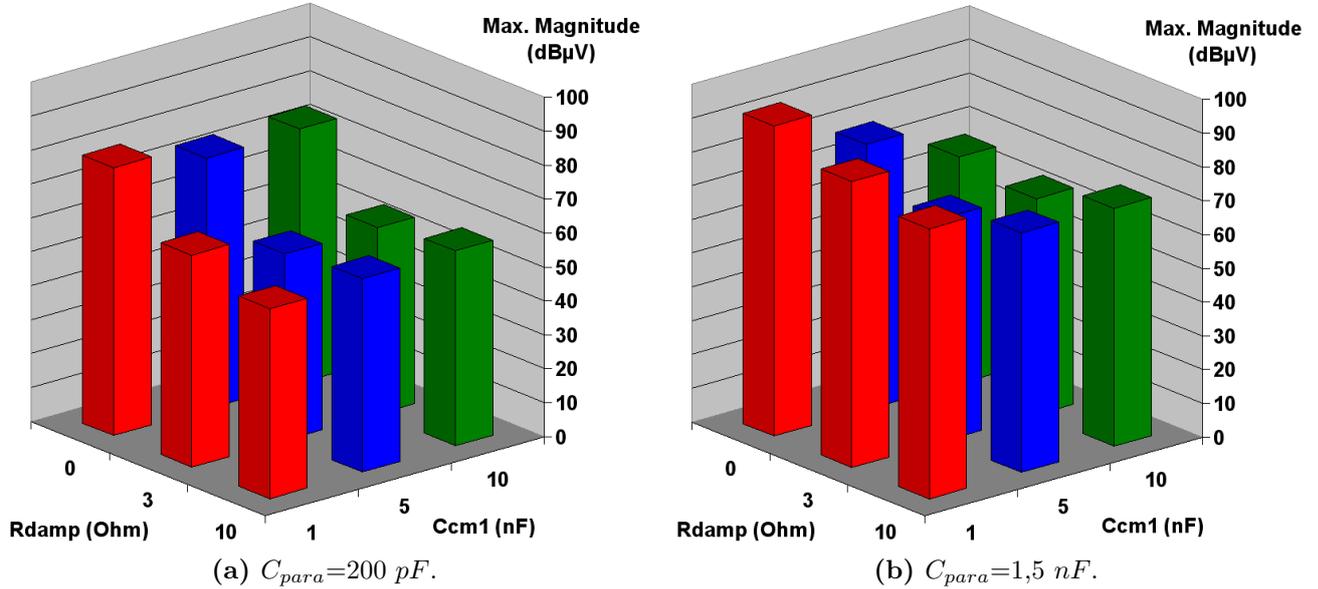
Paramètres	Amplitude	$t_{rise}$	$t_{fall}$	$F_{pwm}$
$V_{cm}$	365 V	70 ns	50 ns	15 kHz
	$L$	$esr$	$epr$	$epc$
$L_{connect}$	100 nH	0.1 $\Omega$	-	-
$L_{cm}$	2.3 mH	50 m $\Omega$	9 k $\Omega$	30 pF
$L_{lisn}$	5 $\mu$ H	0.2 $\Omega$	-	-
	$C$	$esr$	$esl$	Amortissement
$C_{para}$	200 pF-1.5 nF	1 m $\Omega$	-	-
$C_{cm1}$	1-10 nF	10 m $\Omega$	10 nH	$R_{damp}$ 0-10 $\Omega$
$C_{cm2}$	100 nF	50 m $\Omega$	10 nH	-
$C_{lisn-HF}$	280 nF	10 m $\Omega$	60 nH	-
$C_{lisn-BF}$	7 $\mu$ F	100 m $\Omega$	-	-

Tableau IV.1 – Paramètres de la simulation du circuit équivalent de la boucle de mode commun.

se placerait au niveau du raccord entre la masse et le point milieu des condensateurs de mode commun intégrés (le point  $M'$  de la fig. IV.4). Pour notre cas d'étude, un amortissement série est préféré car un seul composant est nécessaire par rapport à un amortissement parallèle, et cela n'introduit pas de courant de fuite en statique. La tension de mode commun,  $V_{cm_{lisn}}$  est définie aux bornes du RSIL à l'Equation IV.1 pour évaluer l'efficacité du filtrage.

$$V_{cm_{lisn}}(t) = V_{lisn1}(t) + V_{lisn2}(t) \quad (IV.1)$$

Nous nous intéressons particulièrement à la gamme de fréquences comprises entre 1 MHz et 30 MHz, car c'est dans celle-ci que doivent agir les condensateurs de mode commun qui sont intégrés au module de puissance. Vis-à-vis du respect d'un gabarit imposé par la norme dans cette gamme de fréquences, le niveau d'émissions le plus contraignant est celui de l'harmonique possédant la plus forte amplitude. Nous choisissons alors de comparer l'amplitude maximale des harmoniques de la FFT de  $V_{cm_{lisn}}$  pour évaluer le filtrage. On retrouve, à la fig. IV.6, les résultats de la simulation temporelle du circuit équivalent de mode commun.

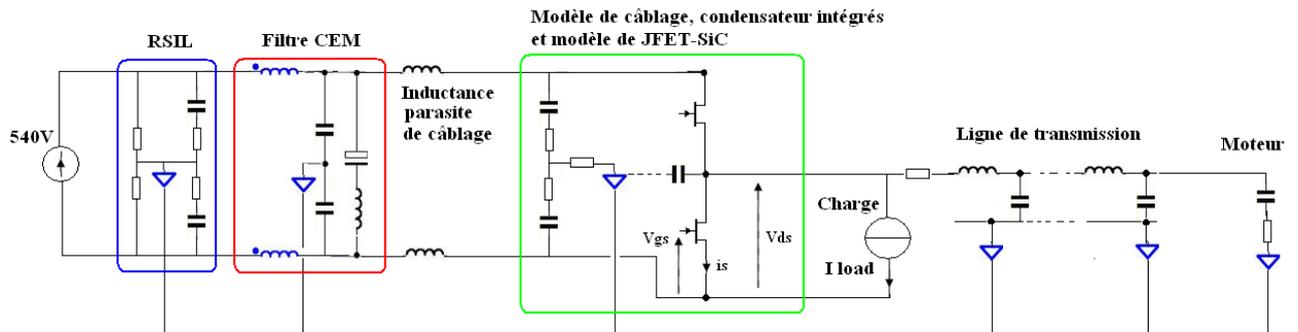


**Figure IV.6** – Comparaison des amplitudes maximales de la FFT de  $V_{cm1sn}$  entre 1 MHz et 30 MHz. Les résultats sont issus d’une simulation temporelle de type circuit du schéma équivalent de la fig. IV.5 avec les paramètres du Tableau IV.1.

Deux cas sont étudiés, un premier cas, fig. IV.6 (a), où la capacité parasite de mode commun  $C_{para}$  est assez faible pour simuler une charge qui présente une impédance assez grande par rapport au mode commun, et un second cas plus réaliste, fig. IV.6 (b), où l’ordre de grandeur de  $C_{para}$  est proche d’une impédance de mode commun capacitive que présenterait un câble court et un actionneur. La plage des valeurs de capacités étudiées pour être intégrées est comprise entre 1 nF et 10 nF. Des valeurs plus faibles auraient un impact trop limité sur le filtrage, et des valeurs plus grandes imposeraient des composants de trop grande taille, et indirectement une augmentation de la taille du module de puissance trop importante.

Les résultats de la fig. IV.6 montrent que l’amortissement contribue à atténuer de manière significative l’amplitude des harmoniques. Pour une capacité parasite de mode commun  $C_{para} = 200 \text{ pF}$ , l’augmentation de la valeur de la capacité intégrée  $C_{cm1}$  diminue peu les perturbations. Avec  $R_{damp} = 3 \text{ } \Omega$ , l’augmentation de  $C_{cm1}$  de 5 nF à 10 nF n’a pas d’effet. Pour  $C_{para} = 1,5 \text{ nF}$ , le niveau des perturbations est globalement supérieur. Une capacité de 5 nF avec une résistance d’amortissement  $R_{damp}$  de 3  $\Omega$  offre le meilleur compromis entre l’atténuation des perturbations et la valeur de capacité. Ces valeurs du couple  $C_{cm1}$  et  $R_{damp}$  présentent aussi un niveau de perturbations assez bas pour  $C_{para} = 200 \text{ pF}$ .

Par rapport à ces résultats, il semble qu’une capacité équivalente en mode commun qui se situe autour de 5 nF soit la valeur optimale pour intégrer des condensateurs de mode commun



**Figure IV.7** – Schéma électrique équivalent du bras d’onduleur et des impédances de mode commun simulé à l’aide du logiciel Saber. Le fichier MAST, définissant le circuit électrique et les valeurs des éléments du circuit, est joint à l’Annexe E, page 287.

au sein du module et qu’un amortissement résistif d’environ  $3 \Omega$  est utile pour la connexion de la masse au point milieu ( $M'$ ) des condensateurs de mode commun intégrés .

Grâce à ces premières conclusions, nous avons construit un modèle circuit plus fin et toujours de manière prédictive. L’objectif est de mieux quantifier le gain en atténuation mais également de voir les interactions lors des commutations, dans un environnement donné. Nous utilisons des modèles de câblage, de composants à semi-conducteurs et d’impédance de mode commun plus réalistes. Le schéma simulé est détaillé à la fig. IV.7. La charge, par rapport au comportement inductif réel d’un actionneur, est considérée ici comme une source de courant.

Le modèle du JFET-*SiC*, d’une puce 1200 V-20 A, est un modèle physique développé au laboratoire Ampère [29]. Le modèle de câblage est basé sur le routage d’un module de puissance utilisant des technologies de packaging et d’interconnexion traditionnelles. A partir du routage, nous avons extrait avec le logiciel INCA3D, une matrice d’impédances qui nous fournit les inductances propres et mutuelles, ainsi que les résistances du module (à 1 MHz). Une vue en trois dimensions de la modélisation du module est jointe à l’Annexe E, page 290. Le filtre discret est modélisé de manière identique au modèle simplifié présenté à la fig. IV.5. L’impédance de mode commun de la charge est partagée entre une ligne de transmission simulant un câble et un condensateur simulant l’actionneur. Les valeurs sont choisies d’après la littérature pour un câble blindé d’environ 5 m et un moteur de quelques kilowatts.

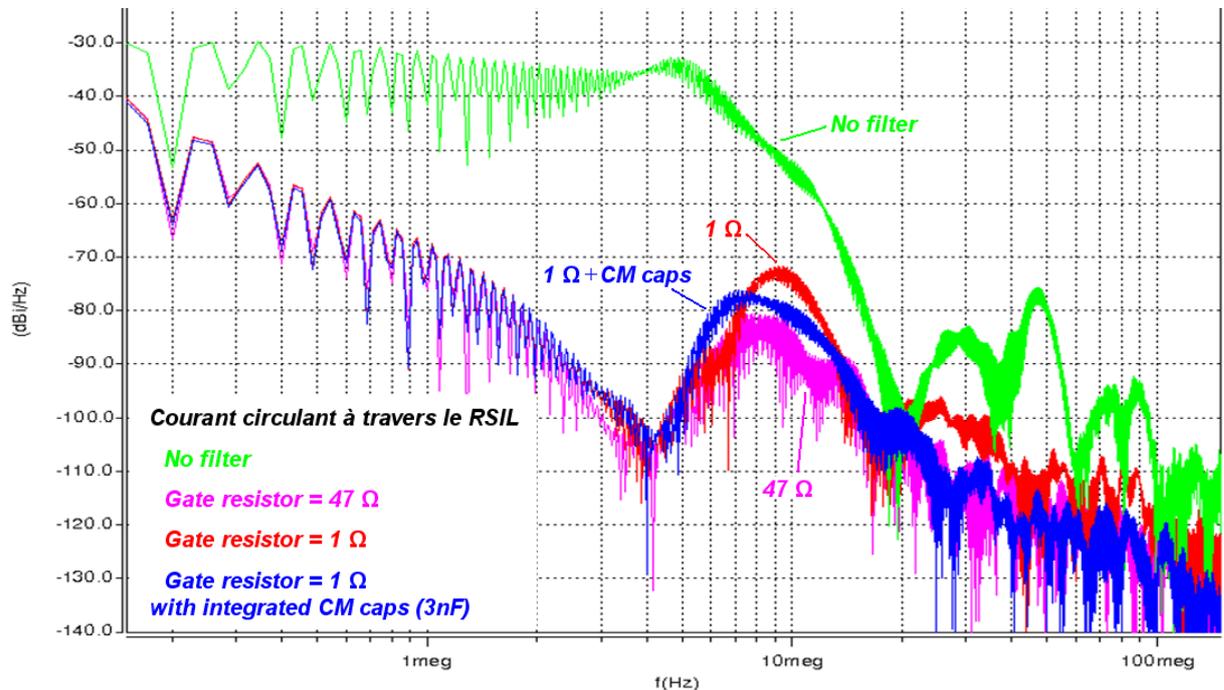
Ce modèle plus réaliste permet d’estimer plus finement le courant de mode commun circulant à travers le RSIL. La fig. IV.8 montre les spectres simulés. Le point de fonctionnement est fixé à 540 V et 6 A pour l’alimentation continue. Le spectre du bras d’onduleur sans filtre discret est calculé pour montrer l’influence du filtre discret, et pour être comparé à l’état de l’art et à nos mesures. Le niveau des perturbations est assez élevé entre -30 dBA et -40 dBA, ce qui

correspond respectivement à  $90 \text{ dB}\mu\text{A}$  et  $80 \text{ dB}\mu\text{A}$ . Par rapport à notre onduleur à IGBT (fig. III.15, page 119), l'allure du spectre des perturbations sans filtre est comparable, mais le niveau est supérieur d'environ  $10 \text{ dB}\mu\text{A}$ . Le niveau de tension légèrement supérieur ( $540 \text{ V}$  au lieu de  $400 \text{ V}$ ) et les vitesses de commutation plus importantes des JFET-*SiC* génèrent des  $dv/dt$  supérieurs qui expliquent cet écart. On peut comparer des spectres de mode commun d'un onduleur à IGBT et à JFET car la forme trapézoïdale des tensions domine l'allure du spectre de mode commun. En revanche, les différences liées au type de composant seront plus marquées à haute fréquence, les JFET ne possédant, par exemple, pas de courant de queue au blocage.

Pour revenir à l'influence des condensateurs de mode commun intégrés au module, il faut comparer les courbes rouge et bleue de la fig. IV.8. La valeur de capacité d'un condensateur entre une phase et la masse est de  $3 \text{ nF}$  (équivalent à une capacité totale de mode commun,  $C_{cm1}=6 \text{ nF}$ , dans le circuit équivalent de mode commun). Le point milieu des condensateurs de mode commun est relié à la masse par une résistance de  $3 \Omega$  selon nos premières simulations simplifiées. On remarque que la réduction des perturbations est efficace pour des fréquences élevées entre  $7 \text{ MHz}$  et  $10 \text{ MHz}$ . Le gain est d'environ  $6 \text{ dB}\mu\text{A}$ , pour la valeur maximale à ces fréquences. L'ajout des condensateurs de mode commun intégrés semble également diminuer l'amplitude des perturbations au-delà de  $20 \text{ MHz}$ , avec une atténuation supplémentaire de  $6 \text{ dB}\mu\text{A}$  à  $10 \text{ dB}\mu\text{A}$  par rapport au filtre discret. On imagine que le filtre, bien que modélisé avec des éléments parasites (*esl* des condensateurs et *epc* de l'inductance de mode commun), fournit une atténuation un peu trop optimiste car les limitations des matériaux et les couplages parasites ne sont pas pris en compte. On pourrait alors supposer que la différence d'atténuation entre un filtre discret unique et un filtre discret avec l'ajout des condensateurs intégrés soit plus importante au-delà de  $10 \text{ MHz}$  ou  $20 \text{ MHz}$ .

Un troisième spectre de perturbations (en violet), avec simplement la présence du filtre discret, montre l'influence de la vitesse de commutation des JFET-*SiC*. Avec une résistance de grille de  $47 \Omega$ , à la place d'une résistance de  $1 \Omega$ , on remarque que le niveau des perturbations est le plus faible. Les vitesses de commutation sont respectivement de l'ordre de  $200 \text{ ns}$  et de  $50 \text{ ns}$ . Cela montre que la solution d'intégrer des condensateurs est plutôt intéressante pour des vitesses de commutation importantes. Une tendance logique lorsque que l'on souhaite réduire les pertes en commutation en tirant partie des qualités des JFET-*SiC*.

En général, on note une atténuation de l'ordre de  $6 \text{ dB}\mu\text{A}$  à  $10 \text{ dB}\mu\text{A}$  dans une plage de fréquences comprises entre  $5 \text{ MHz}$  et  $30 \text{ MHz}$ . On limite nos conclusions à une fréquence de  $30 \text{ MHz}$  car la validité de la simulation est très approximative au-delà de cette fréquence. Ce supplément d'atténuation est de l'ordre de grandeur des dépassements du gabarit de la norme



**Figure IV.8** – FFT du courant de mode commun en  $dBA$  circulant dans le RSIL par une simulation temporelle de type circuit (Saber) du schéma présenté à la fig. IV.7. Abscisse en fréquence, de  $150\text{ kHz}$  à  $200\text{ MHz}$ .

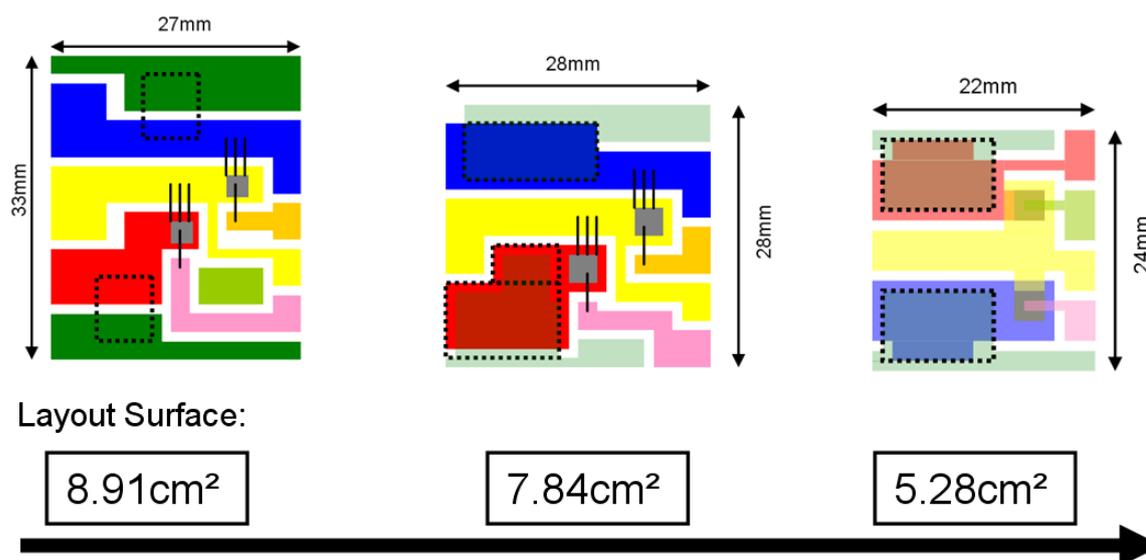
que nous avons mesurés avec notre filtre discret (fig. III.36, page 151). Cela répond bien au besoin d'atténuation à haute fréquence qui manque à un simple filtre discret L-C.

Grâce à ces simulations temporelles, nous constatons également que le fait d'intégrer ces condensateurs de mode commun et une résistance d'amortissement ne modifie pas significativement les formes d'ondes du bras d'onduleur et les pertes par commutation. Cet aspect énergétique, comme le filtrage des perturbations, sera vérifié expérimentalement à la section 3, page 179.

## 2.3 Réalisation du démonstrateur

### Le module de puissance

Grâce aux simulations dans un environnement réaliste et proche de notre cahier des charges, on vérifie a priori la validité de notre solution. Il faut maintenant mettre en œuvre physiquement notre solution pour la tester expérimentalement. Le routage du module doit tenir compte des technologies de packaging et d'interconnexion disponibles. La fig. IV.9 montre les différents routages que nous proposons. Le premier routage utilise des technologies classiques, c'est-à-dire

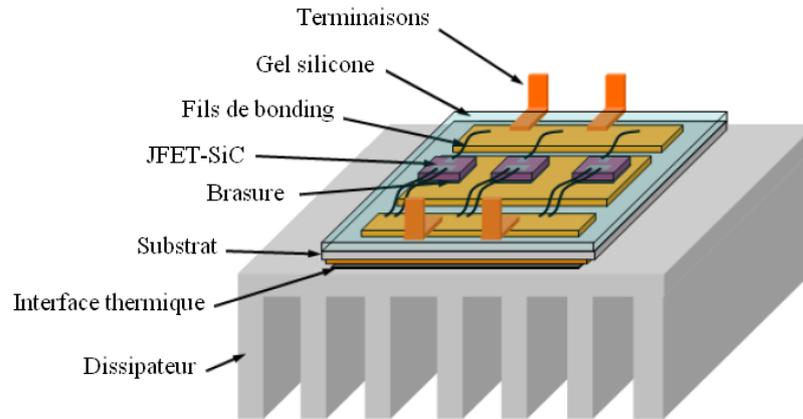


**Figure IV.9** – Estimation des surfaces de module de puissance avec les condensateurs de mode commun intégrés pour différentes technologies de packaging appliquées à un bras d'onduleur à JFET-*SiC*. De gauche à droite : assemblage classique (fils de bonding, DBC et condensateurs discrets), intégration des condensateurs dans le routage du module (fils de bonding, routage et condensateur monocouche LTCC), et suppression des fils de bonding. Les points tillés montre la surface occupée par les condensateurs de mode communs intégrés.

un DBC, des puces brasées, des fils de bonding et des condensateurs discrets montés en surface. Pour la réalisation du démonstrateur nous privilégions ce type d'assemblage car l'objectif est de démontrer l'intérêt qu'apporte notre solution et non de proposer des solutions de packaging innovantes.

Cependant, si l'on imagine une meilleure intégration de ces condensateurs avec des technologies moins conventionnelles mais disponibles en laboratoire, nous pouvons proposer un routage où les condensateurs seraient monocouches et intégrés au routage du module. Au lieu d'avoir un DBC (cuivre co-fritté avec de l'*AlN* ou de l'*Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>*), on pourrait co-fritter un substrat céramique avec un diélectrique et des électrodes déposées par sérigraphie en utilisant des matériaux à basse température de frittage (LTCC). Cette intégration des condensateurs au routage permettrait de réduire les dimensions du module car les terminaisons dédiées aux contacts électriques extérieurs peuvent se monter en surface des condensateurs, et non plus à côté. Le dernier routage proposé à la fig. IV.9, imagine une solution sans fil de bonding pour montrer que la compacité serait davantage améliorée. Pour modérer cette vue prospective, il faut noter qu'il est assez facile de présenter des améliorations du packaging pour augmenter la compacité mais il est difficile de les mettre en œuvre compte-tenu des contraintes technologiques.

Dans le cadre d'une collaboration entre le groupe Safran, le laboratoire Ampère et le labo-

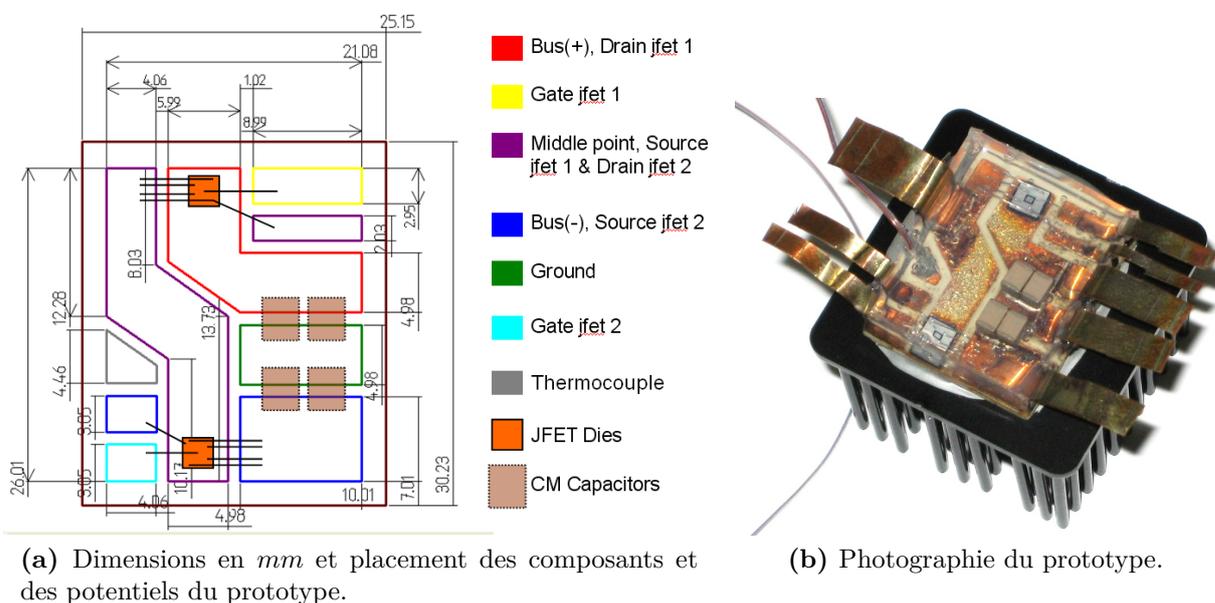


**Figure IV.10** – Vue globale d'un module de puissance et de ses éléments d'assemblage et d'interconnexion [30].

ratoire Center for Power Electronics Systems (CPES, Virginia Polytechnic Institute and State University), nous avons pu mettre en œuvre une technologie classique de packaging mais dont les matériaux supportent une température de jonction jusqu'à  $300\text{ }^{\circ}\text{C}$  pour les interrupteurs de puissance, et des températures ambiantes jusqu'à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  [30, 31]. Le but est de pouvoir exploiter au maximum les performances du JFET-*SiC*. Depuis le dessin industriel du module de puissance, nous avons construit un module de puissance spécifique en utilisant les équipements du CPES. Nous avons effectué toutes les étapes de construction, au cours d'une mission de 4 mois, telles que le routage, les découpes laser, le cycle de brasure, la pose des fils de bonding ou la passivation en silicone. Un point clé, qui a justifié cette mission, est le gain de temps important apporté par la disponibilité de tous les équipements nécessaires à la construction d'un module sur un lieu unique.

Les JFET-*SiC*, fabriqués par SiCED (maintenant intégré à Infineon), sont normalement passants. C'est aujourd'hui les composants les plus matures et les plus robustes pour fonctionner à haute température. Les caractéristiques de base pour situer ces composants sont un calibre en tension de  $1,2\text{ kV}$ , un calibre en courant d'environ  $20\text{ A}$  et une résistance à l'état passant d'environ  $80\text{ m}\Omega$  à  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Les dimensions de la puce sont approximativement de  $4,1 \times 4,1\text{ mm}^2$ . On peut rappeler également que ce composant possède une diode intrinsèque qui est dimensionnée pour être utilisée en tant que diode de roue libre. Nous avons choisi d'utiliser cette diode intrinsèque de type bipolaire, au lieu d'utiliser une diode Schottky-*SiC* en antiparallèle. Le rendement du bras est très légèrement dégradé [32], mais le nombre de puces présentes dans le module est réduit à 2 au lieu de 4 (6 au lieu de 12 pour un onduleur triphasé).

Les éléments d'assemblage et d'interconnexion sont schématisés à la fig. IV.10. Ce type

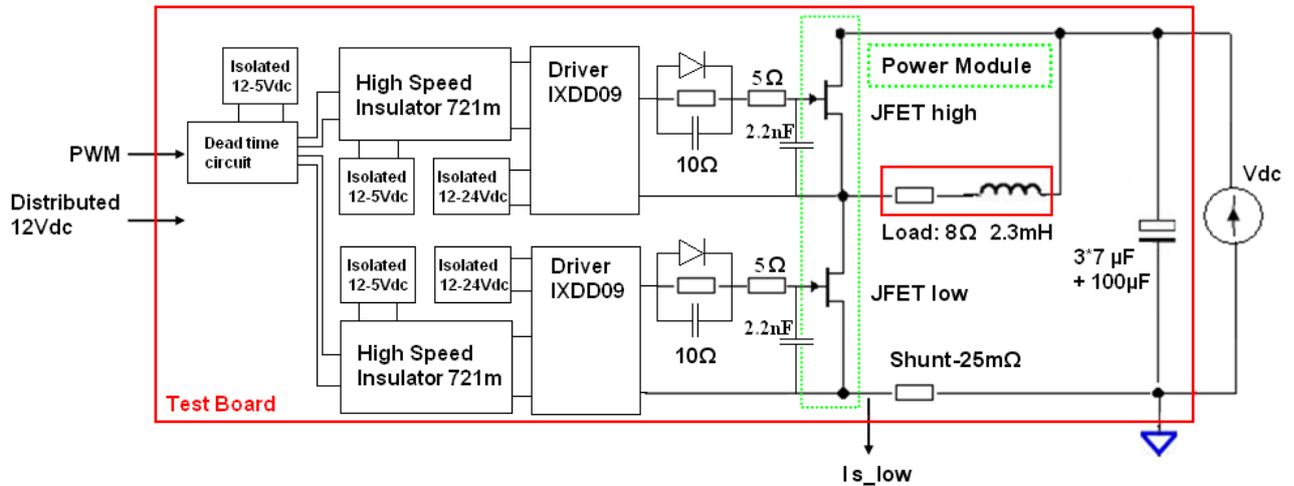


**Figure IV.11** – Description et photographie du prototype de module de puissance intégrant des condensateurs de mode commun pour une fonction de pré-filtrage à haute fréquence.

de technologies de packaging autorise sans problème plusieurs heures de fonctionnement à haute température. Le substrat métallisé est un DBC dont le substrat est de l' $Al_2O_3$ . Les fils de bonding sont en aluminium ( $Al$ ) avec un diamètre relativement grand,  $250 \mu m$ , pour la connexion du contact de source (face supérieure du JFET). Le diamètre est inférieur de moitié pour le contact de grille,  $125 \mu m$ . Le choix le plus important concerne la brasure qui doit rester solide jusqu'à environ  $300 \text{ }^\circ C$ . Nous avons sélectionné la même brasure que pour le report des composants discrets, soit une brasure  $Sn_{10}Pb_{88}Ag_2$ . Un dernier point important à prendre en compte dès la conception du module, est l'insertion d'une sonde thermocouple pour contrôler l'auto-échauffement des composants (cf. fig. IV.11).

Les condensateurs intégrés sont, pour ce premier démonstrateur, des composants discrets montés en surface. Il s'agit de condensateurs céramiques de type  $NPO$  dédiés aux applications haute température, dont la tension nominale est de  $500 V$  et la capacité de  $1,5 nF$ . Pour atteindre la valeur de capacité requise entre une phase et la masse ( $3 nF$ ), nous utilisons deux composants en parallèle. Ces composants sont très stables par rapport à la tension et à la température. Ils présentent des caractéristiques similaires au composant nommé AMC-NP0 qui est étudié au premier chapitre.

Le routage pour la réalisation du module a été amélioré pour réduire les dimensions par rapport à la fig. IV.9. La présence de condensateurs de mode commun au sein du module nous contraint à ajouter un potentiel supplémentaire qui est la masse. La fig. IV.11 (a) détaille le



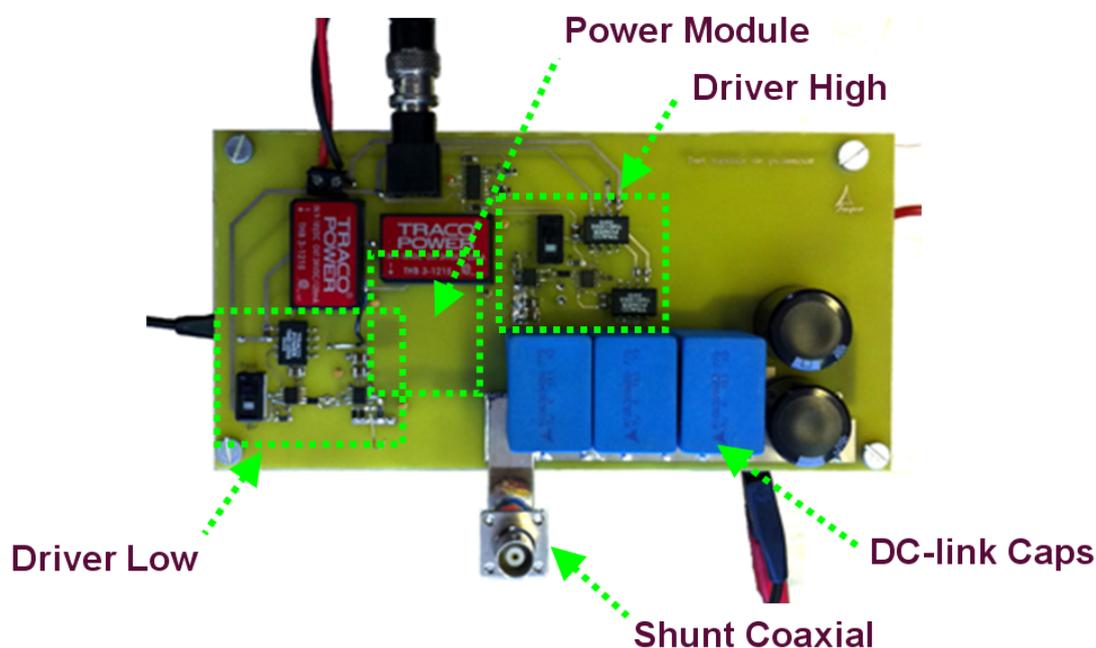
**Figure IV.12** – Schéma de la carte de test utilisée pour l'évaluation des performances du prototype de module de puissance.

positionnement des potentiels et des composants avec les dimensions pour le bras d'onduleur qui est étudié. Le prototype final correspondant à ce routage est montré à la fig. IV.11 (b). On observe la présence des terminaisons qui nous permettra de connecter le module à notre carte de test. Une sonde thermocouple nous fournira une mesure indépendante de la température au sein du module. Le routage pourrait sans doute être encore optimisé, mais on remarque néanmoins que les condensateurs sont placés avec une très grande proximité par rapport aux interrupteurs de puissance. Nous respectons ainsi l'idée initiale d'offrir un chemin de rebouclage (ou "recyclage") du mode commun au plus près de la source de perturbations.

Quatre prototypes, tels qu'ils sont décrits à la fig. IV.11 ont été construits grâce aux équipements du laboratoire CPES. Ces prototypes sont partagés avec deux prototypes sans condensateurs, et deux prototypes avec les condensateurs de mode commun intégrés au module.

### La carte de test

Afin de tester le module de puissance en conditions d'essai réalistes nous avons construit une carte de test. Cette carte intègre la commande rapprochée (alimentations isolées, circuit de temps morts et drivers), les condensateurs de découplage et un shunt coaxial de précision pour la mesure du courant de source pendant les commutations. Le schéma et la réalisation de la carte de test sont affichés respectivement à la fig. IV.12 et à la fig. IV.13. Le routage est adapté pour que le prototype du module de puissance soit monté en surface. Le circuit de grille est inspiré des travaux présentés dans [33], et adapté à notre module pour limiter les interactions puissance-commande. Les JFET-*SiC* possèdent une spécificité par rapport à



**Figure IV.13** – Photographie de la carte de test pour l'évaluation des performances du prototype de module de puissance.

des IGBT ou des MOSFET, ils requièrent une tension de grille négative et dont la tension de blocage est comprise entre  $-18\text{ V}$  et  $-22\text{ V}$  [29]. La tension de commande pour notre circuit de grille est donc comprise entre  $-24\text{ V}$  et  $0\text{ V}$ . Hormis cette spécificité, la commande d'un JFET-*SiC* est comparable à celle d'un MOSFET-*Si* de puissance car les jonctions grille source se comportent de manière identiques en dynamique. Le routage respecte donc quelques règles bien connues en électronique de puissance pour garantir une commutation où les oscillations et les sur-tensions sont limitées.

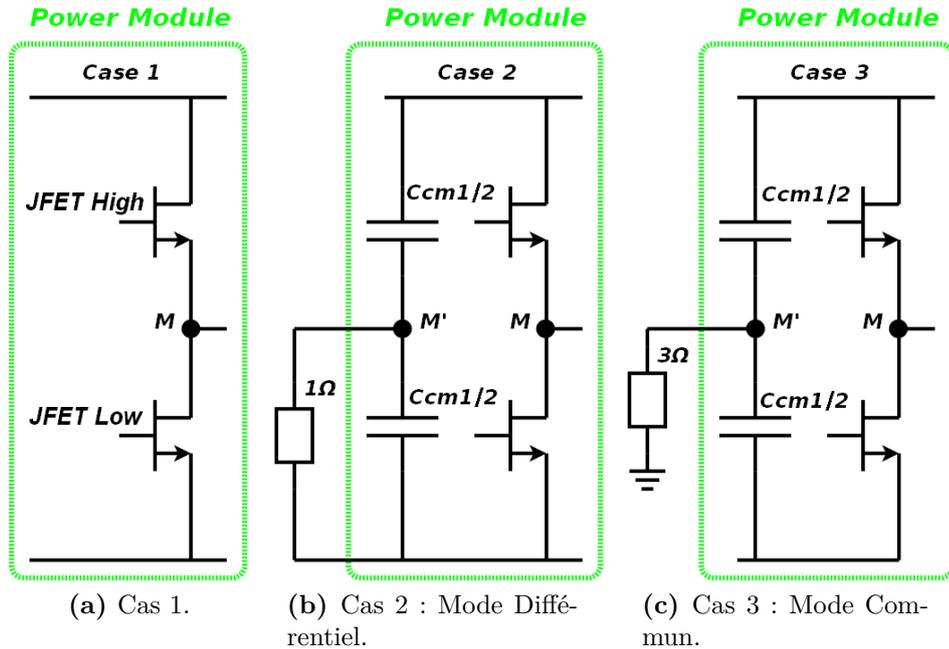
- La boucle du circuit de grille doit être la plus courte possible en sortie du circuit intégré IXDD09 (étage push-pull de sortie du driver). Cela réduit les oscillations entre les inductances des pistes et la jonction grille-source du JFET. On peut essayer de maximiser les inductances mutuelles entre la piste qui mène au potentiel de grille et la piste qui retourne de la source au circuit de driver IXDD09. Une boucle courte réduit aussi la susceptibilité à travers des couplages inductifs (inductances mutuelles) par rapport à la boucle du courant de puissance. Toutefois, pour les JFET-*SiC* dans un onduleur de tension de quelques kilowatts ( $1$  à  $10\text{ kW}$ ), nous avons constaté par l'expérience que les interactions puissance-commande sont plutôt dominées par des couplages capacitifs car les  $dv/dt$  et les capacités grille drain ( $C_{gd}$ ) sont importants. Pour réduire les interactions, mais au détriment de la consommation du circuit de driver, on peut ajouter entre la grille

- et la source un condensateur ( $2,2 \text{ nF}$  sur la fig. IV.12).
- Le circuit de driver doit être bien découplé par des condensateurs pour fournir ou absorber rapidement les charges requises pour le blocage ou la mise en conduction du JFET.
  - Toujours par rapport à la commande rapprochée, à cause des forts  $dv/dt$  l'immunité au mode commun des isolateurs et des alimentations isolées doit être importante (immunité entre  $25 \text{ kV}/\mu\text{s}$  et  $50 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ). Il peut être utile de placer des inductances de mode commun à la sortie des alimentations isolées et de bien les découpler à l'aide de condensateurs de découplage basse tension.
  - Au sein de la boucle de puissance, entre les potentiels "+" et "-", les condensateurs de découplage de puissance (de type films au plus proche du bras, puis électrolytiques) doivent être au plus près du module pour réduire les inductances parasites et ainsi s'approcher d'une source de tension idéale. L'utilisation d'un shunt coaxial (T&M Research) avec une connectique plane limite son inductance parasite dans la boucle de puissance.
  - Une dernière considération est spécifique à des mesures en commutation référencées à la masse (différentes d'une configuration normative pour les essais CEM). Pour limiter les oscillations de courant lors de la fermeture ou l'ouverture d'un transistor, idéalement, la charge de type inductive ne doit pas présenter de comportement capacitif parasite (entre spires et par rapport à la masse). En pratique, pour limiter les éléments capacitifs parasites, on utilise une inductance à air avec un bobinage hélicoïdale monocouche.

En résumé, pour montrer expérimentalement les intérêts et les limitations de la solution de filtrage que nous proposons, nous avons réalisé un prototype et une carte de test. Ce prototype utilise pour l'instant des technologies de packaging traditionnelles et des condensateurs qui sont des composants discrets. Une meilleure intégration pourrait être proposée dans un second temps à l'aide de matériaux à basse température de frittage (LTCC). La carte de test permet de tester le module dans des conditions similaires à celles d'un onduleur de tension pour la commande d'actionneur (en charge et en fonctionnement continu sur une charge inductive). Un soin particulier a été apporté à la réalisation de la carte de test pour exploiter les qualités dynamiques des JFET-SiC.

### 3 Validation expérimentale

Nous souhaitons vérifier expérimentalement une amélioration du filtrage des perturbations conduites dans une disposition normative. Avant de parvenir à ce type de mesures, plusieurs

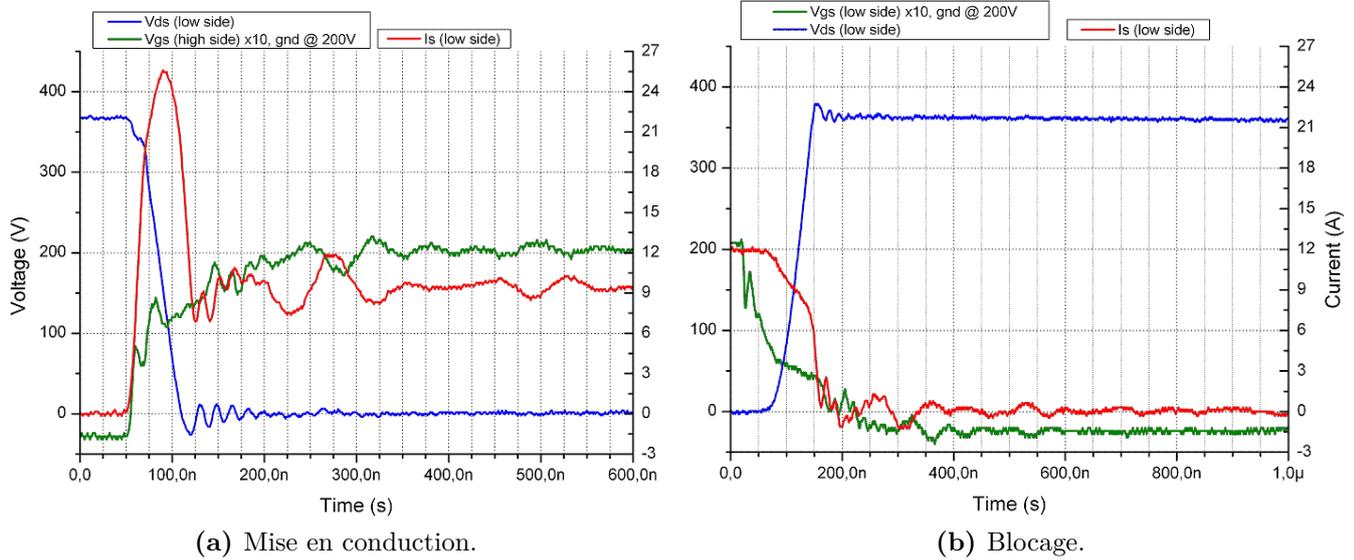


**Figure IV.14** – Configurations de test pour la comparaison des performances de filtrage des condensateurs intégrés au module de puissance.

mesures préliminaires sont requises. Premièrement, des mesures statiques sont réalisées à l'aide d'un traceur Tek371A pour contrôler le réseau de caractéristiques  $V_{ds}(I_s, V_{gs})$  et la tenue en tension des JFET-SiC. L'homogénéité des mesures entre les démonstrateurs a été vérifiée et les caractéristiques sont comparables à celles décrites dans [29]. Dans un second temps, nous avons testé les performances en commutation des modules de puissance. Ces mesures nous obligent à fixer le potentiel de la masse au niveau du shunt coaxial pour la mesure précise du courant de source (JFET-low, fig. IV.12). Enfin, lorsque l'ensemble du système est considéré comme fonctionnel et représentatif des conditions de fonctionnement d'un onduleur, nous testons le module dans une disposition normative décrite dans la norme DO-160-F.

Les résultats seront donc présentés en deux temps, une première partie pour valider les performances en commutation du module, et une seconde partie mieux détaillée et dédiée aux essais CEM.

Trois configurations sont retenues pour évaluer les performances de filtrage. On les retrouve à fig. IV.14. Le premier cas est un module sans condensateur. Le second cas, dont nous avons abordé l'intérêt potentiel au début du chapitre, nous permettra d'évaluer une fonction de découplage en mode différentiel à haute fréquence. Une résistance d'un ohm est placée en parallèle d'un des condensateurs intégrés pour fournir un amortissement et le point milieu  $M'$  n'est pas



**Figure IV.15** – Mesures des signaux de commutation du JFET-low (cf. fig. IV.12) du prototype du bras d’onduleur (Cas 1). Essai dynamique sans RSIL et à température ambiante avec le bras d’onduleur en fonctionnement de type hacheur synchrone sur une charge R-L ( $8\ \Omega$ - $2,3\ mH$ ).

connecté à la masse. Le troisième cas est celui destiné au filtrage de mode commun que nous avons étudié par les simulations. Lorsque tous les paramètres expérimentaux sont fixés (le filtre d’entrée discret, la disposition normative, le point de fonctionnement...), seule la configuration du module de puissance change. Nous pouvons ainsi quantifier et analyser l’impact de l’intégration des condensateurs de manière rigoureuse.

### 3.1 Essais en commutation

Le schéma du système sous test, pour évaluer uniquement les performances en commutation du prototype, est celui de la fig. IV.12, page 177. Le shunt est référencé à la masse. On vérifie à la fig. IV.15 que les formes d’ondes et le fonctionnement de notre dispositif de test sont bien représentatifs d’un onduleur.

Le point de fonctionnement de l’alimentation continue est fixé à environ  $1,5\ kW$  ( $365\ V$ - $4,1\ A$ ). La fréquence de commutation est de  $15\ kHz$ . Le bras est commandé en hacheur synchrone avec des temps mort entre  $1\ \mu s$  et  $1,5\ \mu s$ , et un rapport cyclique de  $36,6\ \%$ .

La mise en conduction est assez propre, les oscillations aux bornes de  $V_{ds}$ , en bleu, ne dépassent pas  $10\ \%$  de la tension d’alimentation ( $365\ V$ ). La tension de grille  $V_{gs}$  ne présente pas d’oscillations parasites. On observe toutefois, pour le courant de source  $I_s$ , en rouge, un pic de courant important qui est provoqué par les charges stockées dans la diode bipolaire en roue

libre de l'autre JFET (JFET-high), et dans les capacités parasites du montage. Les oscillations de courant sont rapidement amorties et d'amplitude modérée. Le temps de mise en conduction est approximativement de  $60\text{ ns}$ . Le blocage montre des signaux très peu perturbés. On retrouve sur la tension de grille, un peu plus l'allure typique d'une charge d'un circuit R-C en présence du plateau Miller. Le temps de blocage est de  $70\text{ ns}$ . Le  $dv/dt$  moyen d'une commutation, compris entre  $5\text{ kV}/\mu\text{s}$  et  $7\text{ kV}/\mu\text{s}$ , sont comparables à celles de composants rapides en silicium. Le rendement mesuré entre l'alimentation continue et la charge R-L est de  $97,2\%$ . Les énergies de commutation à la mise en conduction et au blocage sont respectivement de  $202\ \mu\text{J}$  et  $164\ \mu\text{J}$ . Ces performances sont tout à fait en accord avec l'état de l'art.

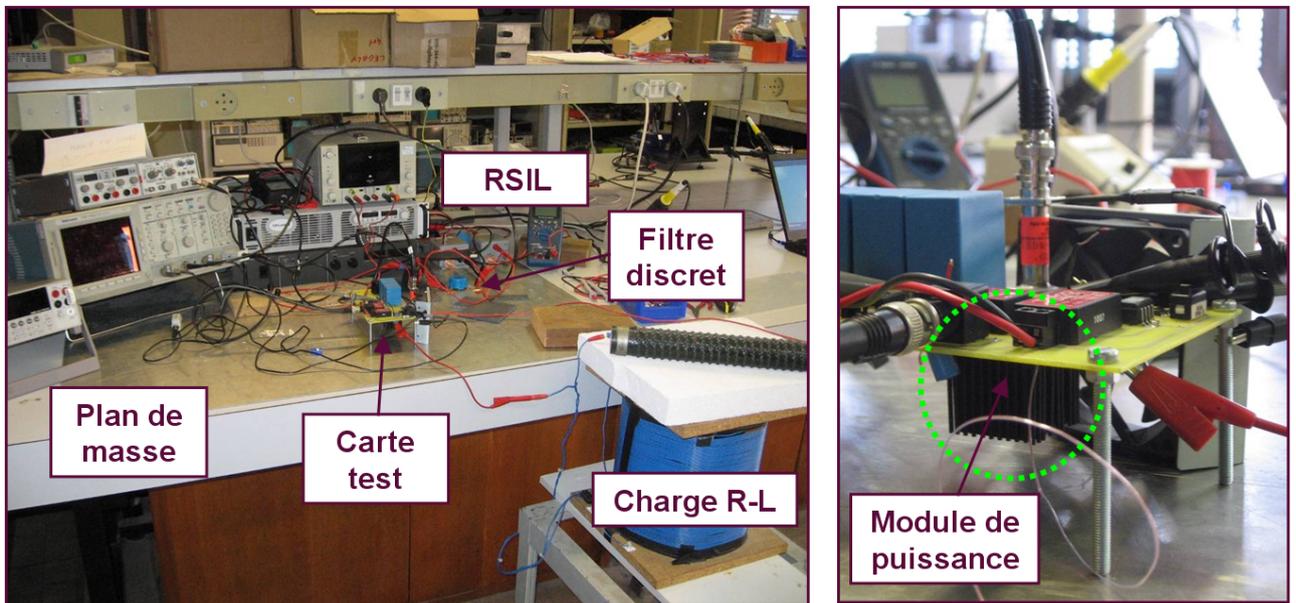
Nous pouvons conclure que les prototypes que nous avons construit sont fonctionnels et offrent de bonnes performances. Nous pouvons à présent nous intéresser à l'impact des condensateurs intégrés.

### 3.2 Essais CEM

Le schéma électrique des mesures des perturbations dans une disposition normative est un peu différente. Il correspond à la fig. IV.4, page 168. Le shunt n'est plus relié à la masse, on perd la mesure précise du courant de source. On ne pourra pas mesurer précisément les énergies de commutation, et indirectement les pertes au sein du module. Cependant, grâce à la sonde thermocouple nous pourrions comparer les élévations de température qui sont mesurées. Par comparaison, nous pourrions savoir si la dissipation de puissance est plus importante ou comparable entre les trois configurations. Les essais sont réalisés à une température ambiante d'environ  $25\text{ }^\circ\text{C}$ . Bien que notre module puisse supporter des températures supérieures, nous évaluons le filtrage CEM avec un fonctionnement à une température ambiante de  $25\text{ }^\circ\text{C}$ .

Un filtre CEM discret est ajouté pour se placer dans le cas d'étude que nous avons défini au début du chapitre et en simulation. Ce filtre discret est composé d'une inductance de mode commun, un composant commercial à base de ferrite (Epcos B82725-J2802-N20), et de condensateurs de mode commun qui sont utilisés dans notre démonstrateur de filtre discret (AMC-NP0,  $500\text{ V}-50\text{ nF}$ ). L'inductance de mode commun est de valeur  $2,7\text{ mH}$  pour un courant crête de  $8\text{ A}$ . Par rapport aux essais en commutation, nous ajoutons également un câble blindé de  $5\text{ m}$  pour augmenter et fixer une impédance de mode commun réaliste. Le blindage du câble est connecté à chaque extrémité au plan de masse. Nous conservons une charge inductive de type R-L de  $8\ \Omega-2,3\text{ mH}$ .

La disposition pour les essais CEM est décrite à la fig. IV.16. Le câble ne figure pas sur la photographie mais il est positionné au-dessus du plan de masse entre la carte de test et la



**Figure IV.16** – Vue générale de la disposition expérimentale et du prototype du module de puissance qui est connecté en face arrière de la carte de test.

charge R-L. Des RSIL (Solar 9403-5-PB-10-BNC), compatibles avec la norme DO-160-F, sont introduits entre l'alimentation continue et le filtre discret d'entrée. La mesure des perturbations CEM est réalisée en temporel et directement aux bornes du RSIL par un oscilloscope à large bande passante (Tektronix TDS744A). L'oscilloscope fournit directement l'impédance  $50 \Omega$  requise par les RSIL. Cette mesure présente une précision en amplitude qui est limitée par le convertisseur analogique/numérique 8 *bit* de l'oscilloscope. Cependant, le "moyennage" (averaging) sur plusieurs périodes réduit le bruit de mesure. L'échantillonnage pour nos mesures est de 2 *ns* et la bande passante des sondes passives est de 300 *MHz* (Tektronix 6139A). Les acquisitions temporelles offrent une excellente bande passante et sont également plus cohérentes avec nos outils de simulations (Saber, Simplorer...). Par rapport à la fig. IV.4 et l'Equation IV.1, les tensions  $V_{lisn_1}$  et  $V_{lisn_2}$  sont définies comme les tensions aux bornes des RSIL qui nous fourniront la tension de mode commun  $V_{cm_{lisn}}$ .

Les RSIL, par le demi-pont capacitif qu'ils créent, fixent les potentiels en sortie de l'alimentation continue isolée (flottante) à environ  $\pm V_{dc}/2$ . Les mesures des signaux concernant le bras d'onduleur ne peuvent plus être référencées à la masse. Cela nous prive de la mesure du courant du shunt coaxial, mais nous oblige aussi à effectuer des mesures de tension différentielles pour les signaux concernant le bras d'onduleur ( $V_{ds}$ ,  $V_{gs}$ ...). Nous avons constaté expérimentalement que les sondes de tension différentielle (Tektronix P5205) fournissent des mesures erronées lorsque l'on souhaite mesurer la tension grille source du JFET-high, qui est référencée par rapport au

potentiel flottant  $M$  et soumis à de forts  $dv/dt$ . Pour résoudre cette difficulté, il est préférable d'utiliser deux sondes passives référencées à la masse pour mesurer une différence de potentiels flottants.

Pour les trois configurations de la fig. IV.14, nous fixons le point de fonctionnement en continu à 365 V-1,7 A (620 W). Ce qui correspondrait à une puissance d'environ 2 kW pour un onduleur triphasé ( $\times 3$ ). Ces conditions d'essai sont assez proches de celles choisies pour notre filtre discret et par notre cahier des charges. On rappelle brièvement les trois configurations :

- Cas 1 : pas de condensateurs intégrés,
- Cas 2 : découplage en mode différentiel,
- Cas 3 : filtrage en mode commun.

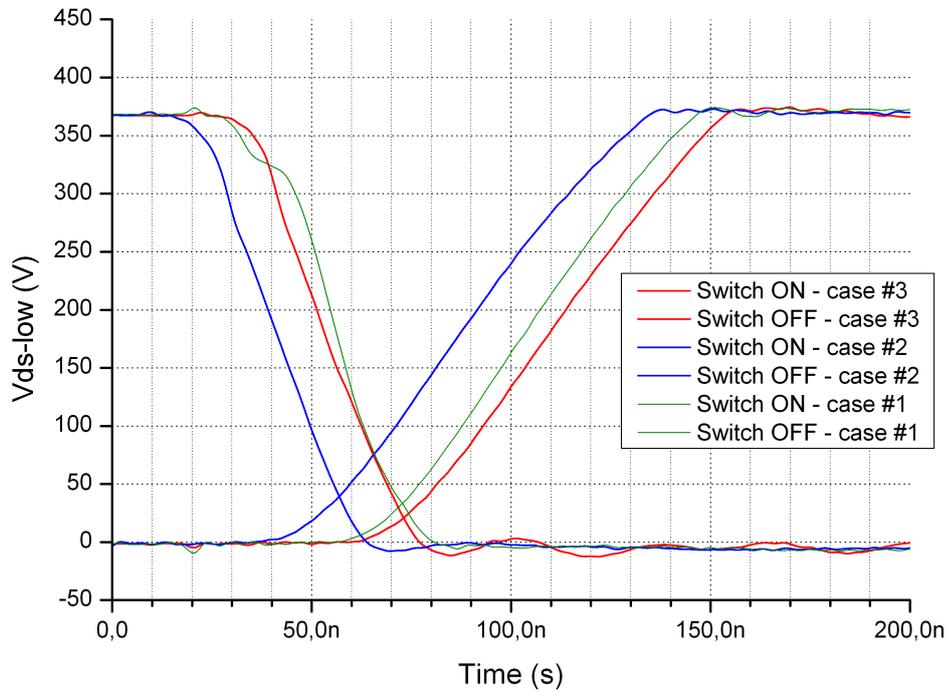
Aux fig. IV.17 et fig. IV.18, on mesure les formes d'onde en commutation (sur le JFET-low) avec les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$  du JFET-low du bras d'onduleur. Les tensions et courants sont artificiellement décalés dans le temps pour être plus lisibles. En général, l'allure des signaux de commutation est propre, et l'ajout de condensateurs au sein du module de puissance ne dégrade pas la tension  $V_{ds}$ . On constate que la mise en conduction est légèrement plus rapide grâce à un meilleur découplage en mode différentiel pour le Cas 2, et aussi pour le Cas 3. Aucune surtension excessive n'est mesurée. En revanche, le blocage est un peu moins rapide par rapport au Cas 1 avec la présence des condensateurs intégrés au module. Pour les signaux de commande,  $V_{gs}$  et  $I_g$ , l'impact des condensateurs intégrés au module est peu perceptible. Le courant de grille pour le Cas 3 présente toutefois un peu plus d'oscillations.

L'impact sur les pertes est mesuré avec la sonde thermocouple qui est intégrée dans chaque prototype de module. Les élévations de température mesurées au niveau de la sonde thermocouple sont présentées au Tableau IV.2. Les températures sont très homogènes pour les trois configurations. L'élévation de température n'est pas importante car nous ne mesurons pas directement la température de jonction, la dissipation thermique du module est assez bonne (ajout d'un ventilateur), et les pertes sont faibles. Le rendement des trois modules est très proche et se situe à environ 98 %.

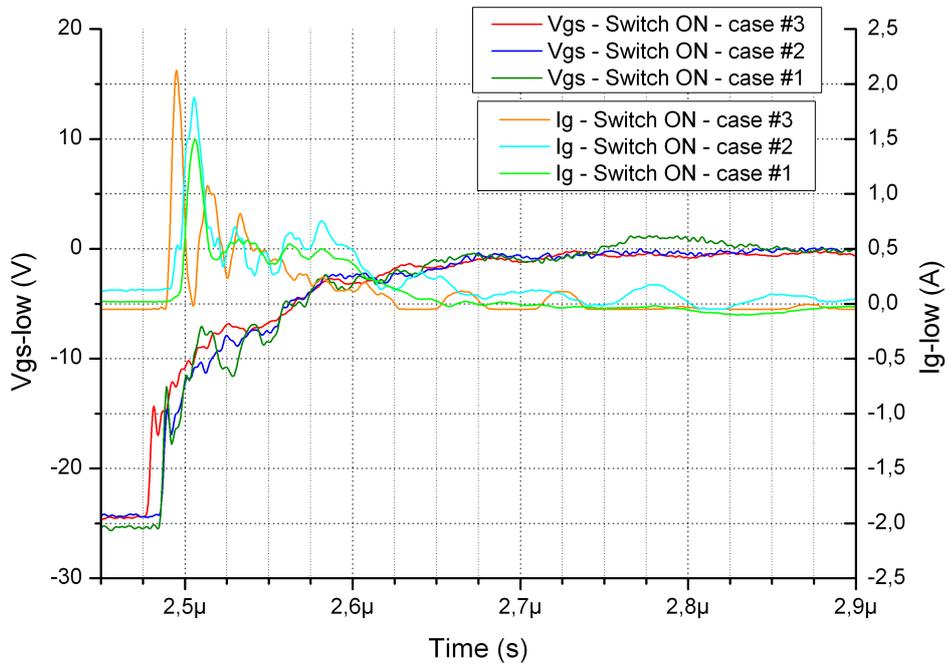
	<i>Ambiant</i>	<i>Cas 1</i>	<i>Cas 2</i>	<i>Cas 3</i>
Températures	23 °C	37.7 °C	36.6 °C	36.2 °C

**Tableau IV.2** – Élévations de température mesurées par la sonde thermocouple placée dans le prototype du module de puissance après 3 minutes.

On conclut que l'impact sur la commutation de puissance de l'intégration de condensateurs au sein du module pour les Cas 2 et 3 est très faible. La commutation est même légèrement plus rapide et mieux découplée mais sans gain significatif sur les pertes. Il faut néanmoins signaler



**Figure IV.17** – Mesures des tensions drain-source,  $V_{ds}$ , du JFET-low à la mise en conduction (Switch ON) et au blocage (Switch OFF).



**Figure IV.18** – Mesures des tensions grille-source,  $V_{gs}$ , du JFET-low à la mise en conduction (Switch ON).

que l'intérêt du Cas 2 par rapport à une amélioration de la commutation est peu visible car la commutation initiale du Cas 1 est déjà très peu perturbée (cf. fig. IV.15, page 181).

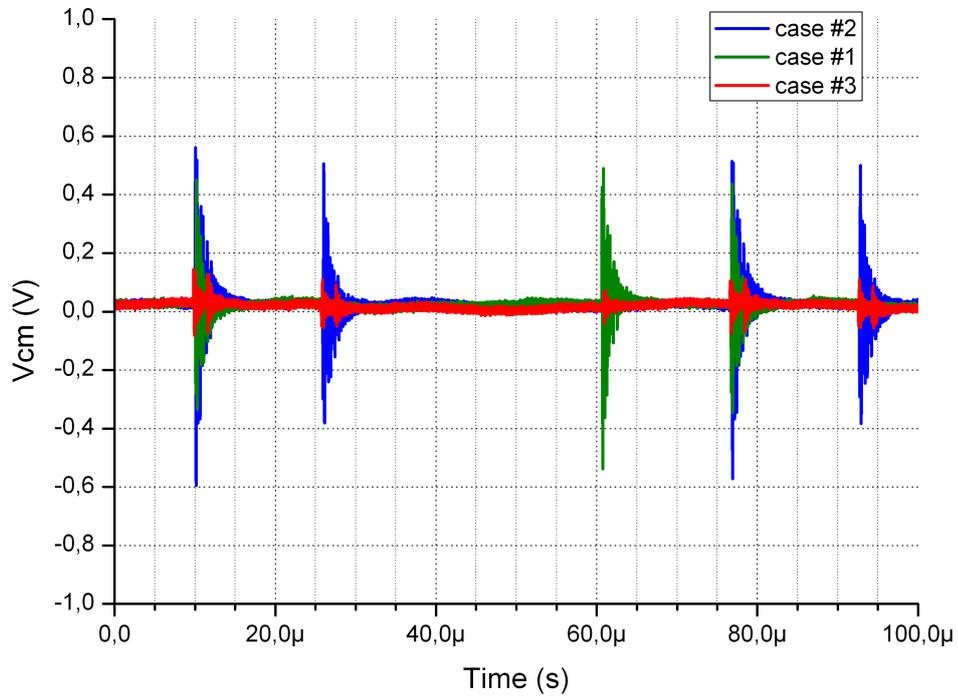
Nous nous intéressons maintenant à la mesure des perturbations conduites. La tension de mode commun,  $V_{cm_{lissn}}$ , aux bornes du RSIL est montrée, en temporel, à la fig. IV.19 sur une période de découpage, et à la fig. IV.20 à l'instant d'une mise en conduction du JFET-low.

On note immédiatement la réduction importante de l'amplitude de la tension de mode commun pour le Cas 3. Le Cas 2 montre, à l'opposé, une amplitude légèrement supérieure car les commutations légèrement plus rapides que nous avons mesurées à la fig. IV.17, impliquent des  $dv/dt$  plus importants. On remarque d'une manière générale que les perturbations de mode commun sont liées à chaque commutation de puissance et que l'allure temporelle est typique d'une réponse impulsionnelle causée par les  $dv/dt$  des interrupteurs de puissance.

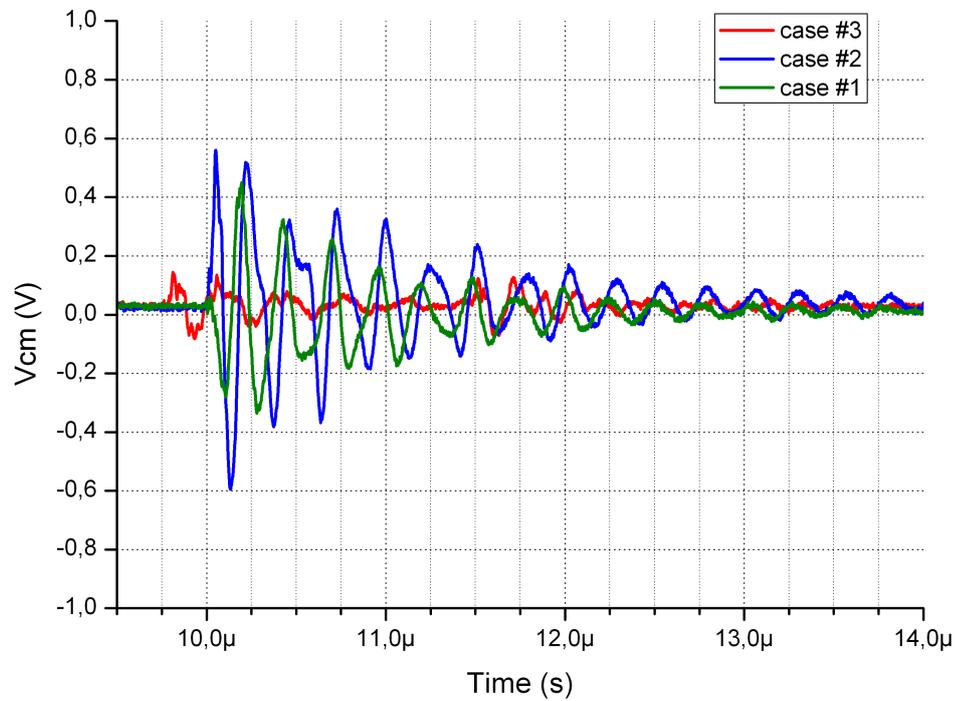
En s'intéressant particulièrement à un instant de commutation, pour la mise en conduction, on distingue en détail les oscillations de la tension de mode commun. L'amplitude des perturbations pour le Cas 3 est 3 à 4 fois inférieure par rapport au Cas 1 de référence. Pour le Cas 1, la fréquence d'oscillation est d'environ 4 MHz, avec des fronts assez raides (environ 10 V/ $\mu$ s). La présence des condensateurs de mode commun intégrés au module, le Cas 3, limite ces fronts de tension et réduit légèrement la fréquence des oscillations aux bornes du RSIL. La fréquence des oscillations est approximativement de 3 MHz.

Les condensateurs intégrés en mode commun semblent apporter un gain significatif d'atténuation à partir des mesures temporelles. La comparaison des FFT associées à ces signaux va permettre de compléter nos observations. Le résultat de cette comparaison est décrit à la fig. IV.21, de 100 kHz à 30 MHz. De manière cohérente avec les relevés temporels, on observe les harmoniques les plus contraignants pour le Cas 1 et 2 à 4 MHz, et à 3 MHz pour le Cas 3. Une réduction de l'amplitude maximale du Cas 1 par rapport au Cas 3 de l'ordre de 10 dB $\mu$ V est mesurée. La diminution des fronts de tension sur les perturbations de mode commun se traduit aussi par une réduction des harmoniques à des fréquences plus élevées. Entre 7 MHz et 20 MHz, l'atténuation des perturbations est significative, on mesure jusqu'à plus de 20 dB $\mu$ V sur cette gamme de fréquences. A basse fréquence, entre 100 kHz et quelques mégahertz, on constate également une atténuation de 6 dB $\mu$ V à 10 dB $\mu$ V qui est apportée par l'effet L-C additionnel (les condensateurs de mode commun associés aux éléments parasites inductifs des conducteurs).

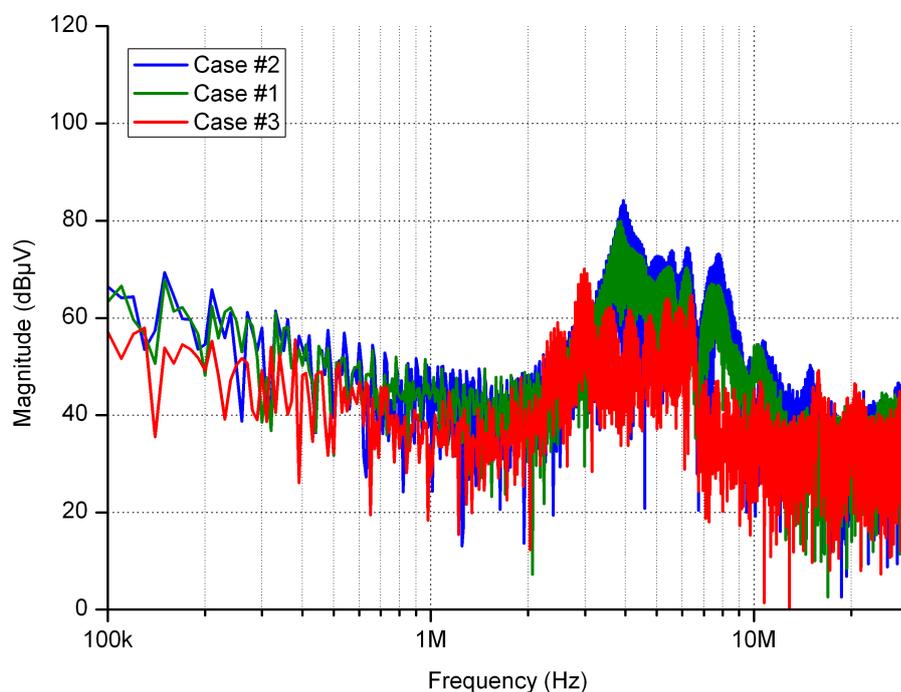
Le gain apporté par les condensateurs intégrés de mode commun qui est mesuré est proche du gain estimé par nos simulations. Cela confirme le choix correct de  $C_{cm1}$  dans notre démarche de conception. Par rapport aux amplitudes des harmoniques estimées avec notre circuit équivalent simplifié de la boucle de mode commun (fig. IV.6, page 170), les amplitudes obtenues sont



**Figure IV.19** – Mesures des tensions de mode commun  $V_{cm_{i\,sn}}$  aux bornes du RSIL pour une période de découpage. Les signaux ne sont pas synchronisés.



**Figure IV.20** – Mesures des tensions de mode commun  $V_{cm_{i\,sn}}$  aux bornes du RSIL à la mise en conduction (Switch ON).



**Figure IV.21** – FFT des tensions de mode commun  $V_{cm,issn}$  mesurées aux bornes du RSIL.

du même ordre de grandeur (une erreur de  $5 \text{ dB}\mu\text{V}$  à  $10 \text{ dB}\mu\text{V}$ ). Les simulations affinées avec des modèles plus réalistes (fig. IV.8, page 173) donnent de meilleurs résultats. L'allure du spectre est similaire, mais le rebond sur le spectre des perturbations mesurées se positionne à une fréquence plus basse car les commutations sont plus lentes en pratique que celles que nous avons simulées. Les amplitudes sont par contre assez justes. Entre  $1 \text{ MHz}$  et  $30 \text{ MHz}$ , l'amplitude maximale simulée du courant de mode commun à travers les RSIL est de  $-77 \text{ dBA}$  ( $42,3 \text{ dB}\mu\text{A}$ ). En considérant des RSIL de  $50 \Omega$ , on retrouve avec la mesure de la fig. IV.21 un harmonique de courant maximal d'environ  $-78 \text{ dBA}$  ( $41 \text{ dB}\mu\text{A}$ ). Ces résultats valident notre démarche prédictive de conception et montrent des résultats satisfaisants. La cohérence entre les simulations et les résultats expérimentaux est vérifiée.

Pour le Cas 3, en mesurant le courant circulant à travers le point milieu des condensateurs de mode commun intégrés (point  $M'$  de la fig. IV.4, page 168) et celui circulant à travers la connexion du blindage en entrée du câble, on peut mesurer le rebouclage (ou "recyclage") des courants de mode commun vers le module de puissance. La connexion à la masse du blindage en entrée du câble est le point où sont collectés la majorité des courants de mode commun. Pour les fréquences élevées une grande partie du courant de mode commun circule à travers le blindage au lieu d'emprunter le plan de masse. D'après la mesure de la fig. IV.22, on observe effectivement qu'une grande partie du courant de mode commun reboucle vers le module de puissance. Les

premières oscillations de fortes amplitudes sont en opposition de phase. La différence des deux courants est majoritairement la part du courant de mode commun qui se reboucle à travers le filtre discret d'entrée et les RSIL.

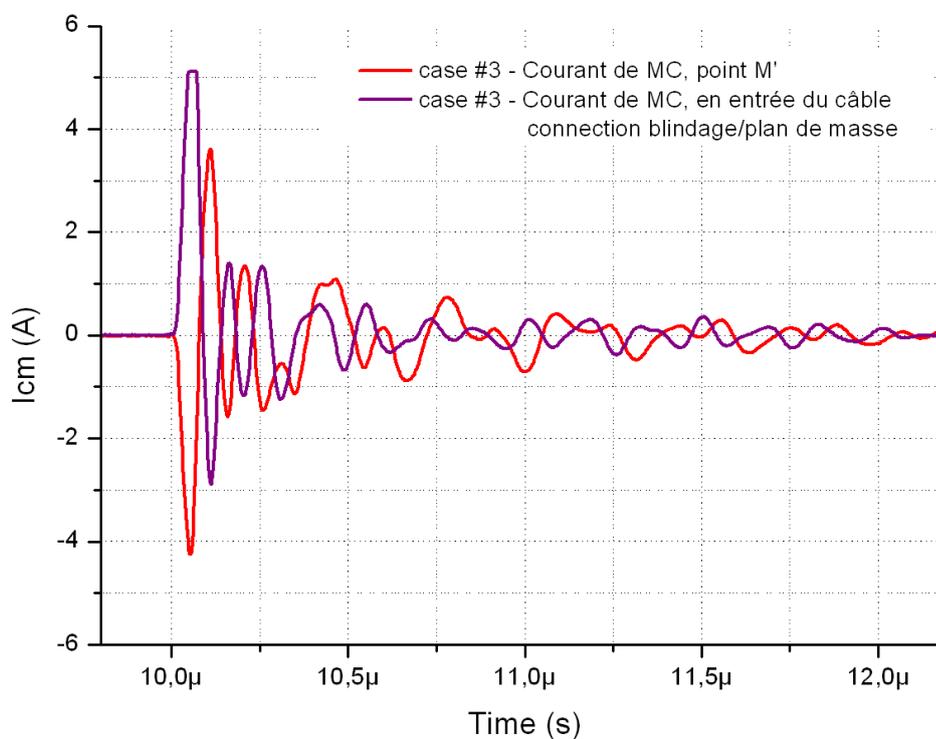
Notre objectif initial de raccourcir la boucle de mode commun est en partie atteint car cette mesure prouve que l'on reboucle une part importante du courant de mode commun avant qu'il ne puisse circuler vers le filtre discret ou les RSIL. En revanche, bien que l'on filtre mieux le courant de mode commun induit à travers le câble par rapport aux RSIL, il n'est pas atténué par rapport au câble. La source de perturbation ( $dv/dt$  de la commutation) et l'impédance de mode commun du câble restent inchangées. Autrement dit, le mode commun reboucle plus facilement vers le module sans perturber le réseau d'alimentation mais il n'est pas atténué du côté de la charge, dans le câble.

Pour confirmer les remarques précédentes, on montre à la fig. IV.23 le courant de mode commun circulant à travers la connexion du blindage à la masse en sortie du câble, pour les trois configurations proposées. Les trois signaux sont assez comparables en amplitude ou en fréquence d'oscillation. En premier lieu, cela montre que pour l'ensemble des cas, et particulièrement pour le Cas 3 détaillé à la fig. IV.22, la majorité du courant de mode commun induit dans le câble se reboucle à travers le blindage et non à travers le plan de masse. Deuxièmement, pour le Cas 3, l'amplitude est légèrement inférieure au Cas 1 et 2, mais globalement les condensateurs intégrés de mode commun ne réduisent pas ou peu les perturbations circulant dans le câble. Un blindage performant est donc toujours nécessaire pour limiter le rayonnement du câble causé par la circulation du courant de mode commun.

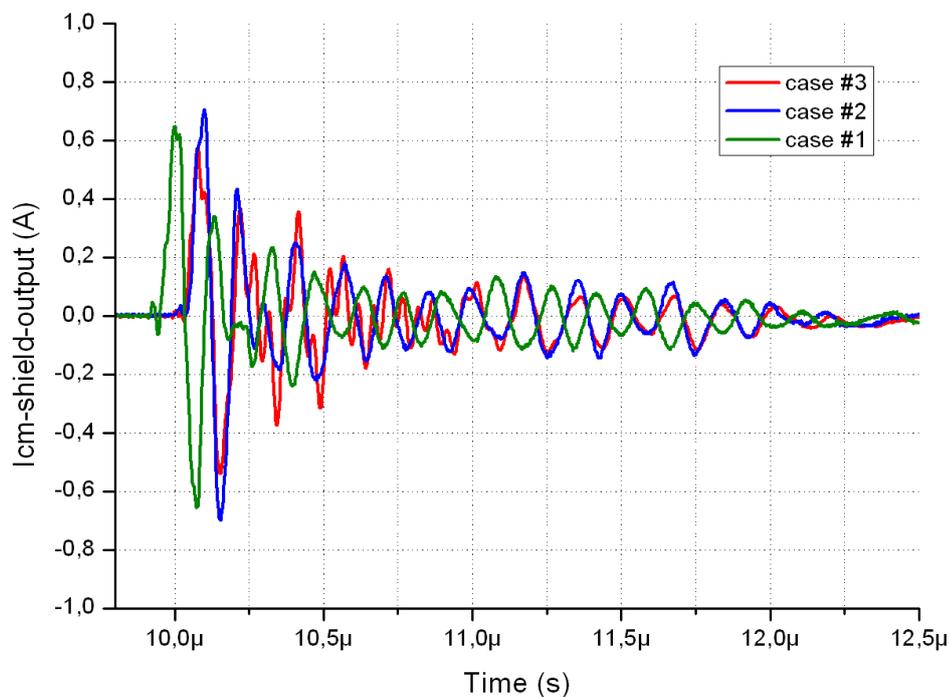
## 4 Conclusion

Pour répondre au besoin de filtrage à haute fréquence d'un onduleur de tension nous avons proposé une intégration au sein du module de puissance de condensateurs pour réaliser une fonction de pré-filtrage en mode commun et en mode différentiel.

Par rapport à l'état de l'art concernant l'intégration des composants passifs en électronique de puissance, cette solution est cohérente avec les travaux menés sur les IPEM. Pour les puissances moyennes (1 kW à 50 kW), les modules de puissances intègrent de plus en plus des fonctions telles que des mesures de courant, des protections ou la commande rapprochée. L'intégration d'une solution de pré-filtrage se positionne dans cette tendance. L'intérêt de cette solution semble assez pertinente pour les convertisseurs à base de composants à semi-conducteurs à grand gap (*GaN* et *SiC*) afin d'exploiter leurs qualités dynamiques en contenant



**Figure IV.22** – Mesures et comparaison du courant de mode commun circulant à travers le point milieu des condensateurs de mode commun intégrés (point  $M'$  de la fig. IV.4, page 168) et à travers la connexion du blindage à la masse en entrée du câble.



**Figure IV.23** – Mesures et comparaison du courant de mode commun circulant à travers à travers la connexion du blindage à la masse en sortie du câble. Le signaux ne sont pas synchronisés.

les perturbations conduites.

Nous avons concentré nos efforts sur le filtrage du mode commun et limité le cas d'étude à un bras d'onduleur à JFET-*SiC*. Une démarche prédictive de conception, avec des schémas équivalents simplifiés, puis affinés, a été présentée. Les résultats montrent que les tendances et les valeurs estimées sont relativement proches des résultats expérimentaux. Cependant, il apparaît que pour obtenir de bons résultats en simulation, la commutation, à l'origine des perturbations conduites, doit être fidèlement représentée. Une partie importante des différences entre les spectres simulés et mesurés est liée à la vitesse de commutation et à la forme d'onde de la commutation. Les impédances des différents éléments du convertisseur (routage du module, filtre, câble...) doivent aussi être précises. Pour cela, une amélioration importante pourrait être apportée par des modèles de matériaux magnétiques qui tiennent compte des non-linéarités du cycle  $B\{H\}$  et de leur comportement dynamique.

Les simulations ont montré qu'une valeur de capacité en mode commun ( $C_{cm1}$ ) d'environ  $5\text{ nF}$  associée à une résistance amortissement de  $3\ \Omega$ , offre un compromis satisfaisant entre l'atténuation des perturbation et la valeur de la capacité, indirectement le volume du composant et la surface d'empreintes dans le module. D'une manière générale, un amortissement est nécessaire pour ne pas introduire un circuit oscillant accordé à la même fréquence que la fréquence équivalente liée aux fronts de commutations des interrupteurs de puissance.

Basés sur les simulations, nous avons dimensionné et testé un prototype de module de puissance qui intègre les condensateurs de mode commun. Les technologies de packaging sont classiques et les condensateurs intégrés restent des composants discrets. On pourrait néanmoins envisager un démonstrateur plus avancé pour intégrer ces condensateurs de mode commun directement dans le routage du module grâce à des matériaux à basse température de frittage (LTCC). Une meilleure intégration amènerait à un module plus compact et une réduction des éléments parasites tels que l'inductance série des condensateurs. La bande passante du filtrage intégré serait améliorée.

Les essais expérimentaux ont validé notre approche. A des fréquences élevées, de quelques mégahertz à  $30\text{ MHz}$ , les perturbations de mode commun sont réduites d'environ  $10\text{ dB}\mu\text{V}$  pour l'amplitude maximale des perturbations mesurées aux bornes du RSIL. Pour des fréquences proches de  $10\text{ MHz}$ , le gain est parfois supérieur à  $20\text{ dB}\mu\text{V}$ . Les perturbations à haute fréquence sont donc mieux filtrées au niveau du RSIL. Les condensateurs intégrés rebouclent (ou "recyclent") une part importante du courant de mode qui est induit par les  $dv/dt$  de la commutation. En revanche, cette solution ne modifie pas ou peu la propagation du mode commun vers le câble et la charge.

Le découplage en mode différentiel montre effectivement une amélioration lors de la com-

mutation de puissance sur la tension  $V_{ds}$  du JFET-low. Le gain par rapport à un module sans condensateur (Cas 1) est limité. Toutefois, nous avons pris un grand nombre de précautions pour s'assurer d'une commutation propre. Probablement que pour un routage moins soigné de la carte de test (valeur d'inductance plus élevée dans la cellule de commutation), l'intérêt des condensateurs intégrés en mode différentiel aurait été plus visible. Par ailleurs, on peut aussi penser, selon nos mesures, que les condensateurs de mode commun contribuent aussi au découplage en mode différentiel lorsqu'ils sont intégrés au module.

Pour un bras d'onduleur, le module avec les condensateurs intégrés présente une surface environ 30 % supérieure à un module sans condensateur. C'est le cas le plus défavorable. Avec des puces de taille supérieure pour des puissances plus fortes, ou pour un onduleur triphasé (3 bras), le besoin de filtrage du mode commun qui dépend des  $dv/dt$ , ne nécessitera pas de condensateur supplémentaire. L'impact de cette solution sur la dimension du module serait donc plus faible pour des puissances supérieures ou avec un plus grand nombre de puces. Parallèlement, le filtre discret ne nécessiterait pas d'étage de filtrage supplémentaire pour passer la norme. L'inductance de mode commun serait également moins contrainte par le courant de mode commun qui est mieux atténué. L'élévation de température au sein de l'inductance serait ainsi réduite.

En perspectives, il serait alors intéressant de quantifier le gain en volume/masse que peut apporter notre solution pour un onduleur triphasé de quelques kilowatts. D'autres aspects à propos d'une analyse plus fine des pertes et des perturbations grâce à des simulations seraient à approfondir. Enfin, il serait également intéressant de proposer une nouvelle version du démonstrateur avec une meilleure intégration des condensateurs de filtrage.

---

## Références bibliographiques

- [1] F. C. LEE, J. D. VAN WYK, D. BOROYEVICH, G. Q. LU, Z. LIANG, AND P. BARBOSA. *Technology trends toward a system-in-a-module in power electronics*. IEEE Circuits and Systems Magazine, Volume 2, Numéro 4, p4-22 (2002). 162, 209
- [2] R. CHEN, Y. LIANG, , AND J. D. VAN WYK. *Integrated transmission line emi filter*. IEEE 4th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS) (2006). 162
- [3] T. DE OLIVEIRA, S. MANDRAY, J.-M. GUICHON, J.-L. SCHANEN, AND A. PERREGAUX. *Reduction of conducted emc using busbar stray elements*. IEEE Twenty-Fourth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2009). 162
- [4] Y. LEMBEYE, P. GOUBIER, AND J. P. FERRIEUX. *Integrated planar lct component : design, characterization and experimental efficiency analysis*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 20, Numéro 3, p593-599 (2005). 162
- [5] R. CHEN. *Integrated emi filters for switch mode power supplies*. Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University (2004). 163
- [6] D. XU, Z. WEN, X. WU, Y. OKUMA, AND K. MINO. *Entirely integrated emi filter based on a flexible multi-layer strip material*. Brevet US 2010/0245008 déposé par Fuji Electric Systems Co. LTD. (2010). 163
- [7] X. WU, D. XU, Z. WEN, Y. OKUMA, AND K. MINO. *Design, modeling, and improvement of integrated emi filter with flexible multilayer foils*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 26, Numéro 5, p1344-1354 (2011). 163
- [8] M. PAVLOVSKY, S. DE HAAN, AND J. A. FERREIRA. *Reaching high power density in multikilowatt dc-dc converters with galvanic isolation*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 24, Numéro 3, p603-612 (2009). 163
- [9] C. BUTTAY, J. RASHID, C. M. JOHNSON, F. UDREA, G. AMARATUNGA, P. IRELAND, AND R. K. MALHAN. *Compact inverter designed for high-temperature operation*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) (2007). 163

## Références bibliographiques

---

- [10] M. GERBER, J. A. FERREIRA, I. W. HOFSAJER, AND N. SELIGER. *High density packaging of the passive components in an automotive dc/dc converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 20, Numéro 2, p268-275 (2005). 163
- [11] B. LU. *Investigation of high-density integrated solution for ac/dc conversion of a distributed power system*. Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University (2006). 163, 209
- [12] E. WAFFENSCHMIDT, B. ACKERMANN, AND J. A. FERREIRA. *Design method and material technologies for passives in printed circuit board embedded circuits*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 20, Numéro 3, p576-584 (2005). 163
- [13] B. VALLET. *Investigation of high-density integrated solution for ac/dc conversion of a distributed power system*. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier (2007). 163
- [14] CPES. *Cpes 10 years progress report*. Rapport technique, Center for Power Electronics Systems (2010). 164
- [15] SEMIKRON. *Semikron skin technology*. Présentation technique en ligne, <http://www.semikron.com/skin/skin-technology.htm>, le 1 Octobre 2011 (2011). 164
- [16] J. POPOVIC AND J. A. FERREIRA. *An approach to deal with packaging in power electronics*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 20, Numéro 3, p550-557 (2005). 164
- [17] B. GERBER. *The electrical, thermal and spatial integration of a converter in a power electronic module*. Thèse de doctorat, Technische Universiteit Delft (2005). 164
- [18] X. MI AND S. UEDA. *Integrated passives for high-frequency applications*. Rapport technique, ISBN 978-953-307-087-2, Fujitsu Laboratories Ltd. (2010). 164
- [19] A. KERIM, J. P. FERRIEUX, J. ROUDET, S. CATELLANI, AND H. BENQASSMI. *An improved design of a dc-dc converter using an integrated magnetic component*. IEEE Twenty-Third Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2008). 165
- [20] U. BADSTUEBNER, J. BIELA, B. FAESSLER, D. HOESLI, AND J. W. KOLAR. *An optimized 5 kw, 147 w/in<sup>3</sup> telecom phase-shift dc-dc converter with magnetically integrated current doubler*. IEEE Twenty-Fourth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2009). 165
- [21] Y. JIANG, W. LIU, Y. LIANG, J. D. VAN WYK, AND F. C. LEE. *A high-power-density integrated electronic ballast for low wattage hid lamps*. IEEE Twenty Second Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2007). 165
- [22] W. LIU, Y. JIANG, Y. LIANG, AND J. D. VAN WYK. *High-power-density igniter with integrated lc resonator for low-wattage hid ballast*. IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 46, Numéro 4, p1653-1660 (2010). 165

- [23] F. LUO, R. ROBUTEL, S. WANG, F. WANG, AND D. BOROYEVICH. *Integrated input emi filter for a 2 kw dc-fed 3-phase motor drive*. IEEE Twenty-Fourth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2009). 165
- [24] J. BIELA, A. WIRTHMUELLER, R. WAESPE, M. L. HELDWEIN, J. W. KOLAR, AND E. WAFFENSCHMIDT. *Passive and active hybrid integrated emi filters*. IEEE Twenty-First Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (2006). 165
- [25] S. WANG, Y. MAILLET, F. WANG, D. BOROYEVICH, AND R. BURGOS. *Investigation of hybrid emi filters for common-mode emi suppression in a motor drive system*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 25, Numéro 4, p1034-1045 (2010). 165
- [26] J. L. SCHANEN AND J. ROUDET. *Built-in emc for integrated power electronics systems*. IEEE 5th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS) (2008). 165, 166
- [27] S. MANDRAY. *Optimisation des convertisseurs d'électronique de puissance selon des critères thermiques et cem application aux dispositifs dédiés à l'aéronautique*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (2009). 165
- [28] R. BURGOS, Z. CHEN, D. BOROYEVICH, AND F. WANG. *Design considerations of a fast 0-ohm gate-drive circuit for 1.2 kv sic jfet devices in phase-leg configuration*. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (2009). 167
- [29] H. MOREL, Y. HAMIEH, D. TOURNIER, R. ROBUTEL, F. DUBOIS, D. RISALETTO, C. MARTIN, D. BERGOGNE, C. BUTTAY, AND R. MEURET. *A multi-physics model of the vjjet with a lateral channel*. 14th European Conference on Power Electronics and Applications and Exhibition (EPE) (2011). 171, 178, 180
- [30] P. NING, R. LAI, D. HUFF, F. WANG, K. D.T . NGO, V. D. IMMANUEL, AND K. J. KARIMI. *Sic wirebond multichip phase-leg module packaging design and testing for harsh environment*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 25, Numéro 1, p16-23 (2010). 175, 210
- [31] R. ROBUTEL. *Sic jfet power module with integrated cm capacitors safran project - cpes/ampere lab activity report : March 2010 - july 2010*. Rapport d'activité, Hispano-Suiza (2010). 175
- [32] D. JIANG, R. BURGOS, F. WANG, AND D. BOROYEVICH. *Temperature dependent characteristics of sic devices : Performance evaluation and loss calculation*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 26, à paraitre (2011). 175
- [33] S. ROUND, M. HELDWEIN, J. KOLAR, I. HOFSAJER, AND P. FRIEDRICH. *A sic jfet driver for a 5 kw, 150 khz three-phase pwm converter*. IEEE Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, Volume 1, p410-416 (2005). 177



---

# Conclusion générale et perspectives

## 1 Conclusion générale

Au cours des deux premiers chapitres, nous avons sélectionné et caractérisé des condensateurs et des matériaux magnétiques. Il apparaît que les propriétés électriques de ces composants et matériaux à plus de 200 °C sont satisfaisantes. Les dépendances en fonction de la température sont parfois fortes mais ne remettent pas en cause leur utilisation. On remarque que les plus performants, à l'image des condensateurs céramiques ferroélectriques à base de  $BaTiO_3$  ou des matériaux magnétiques nanocristallins de type Finemet, sont déjà industrialisés. Il existe donc des composants passifs disponibles pour l'électronique de puissance à haute température.

Pour les condensateurs de découplage de puissance, bien que les performances soient jugées satisfaisantes, une grande compacité est requise. Des progrès sur cet aspect seraient souhaitables car ce sont ces condensateurs qui impactent le plus sur la masse et le volume parmi l'ensemble des composants passifs d'un variateur de vitesse. Spécifiquement pour la haute température, et contrairement au développement initial des condensateurs céramiques à base de  $BaTiO_3$ , de nouvelles céramiques à base de  $Bi_{0.5}Na_{0.5}TiO_3$  sont en cours d'industrialisation et les travaux sur les films plastiques métallisés sont nombreux. Des améliorations devraient ainsi voir le jour à court et moyen termes. Toutefois, nous avons souligné à plusieurs reprises que malgré des performances qui autorisent un fonctionnement à 200 °C ambiants, les contraintes supplémentaires liées à un environnement sévère (cyclage thermique, vibrations, humidité...) posent des problèmes importants de durée de vie et de fiabilité. Ces problèmes sont des verrous par rapport aux applications aéronautiques.

Au troisième chapitre, le dimensionnement d'un filtre CEM d'entrée pour un onduleur de tension d'environ 2 kW a montré qu'avec un choix de condensateurs et de matériaux magné-

tiques approprié, l'impact de la température ambiante entre 25 °C et 200 °C sur le filtrage des perturbations conduites est modéré. La différence maximale d'amplitude des perturbations qui a été mesurée est de l'ordre de 6  $dB\mu A$  dans une disposition imposée par la norme DO-160F, soit la marge de sécurité sur l'atténuation qui est habituellement dimensionnée dans une application industrielle. Le fonctionnement en charge et à 200 °C ambiants a également validé notre conception, ainsi que nos choix de composants et de matériaux.

La limite d'utilisation en température des condensateurs céramiques, et particulièrement pour ceux de type ferroélectrique (X7R) qui sont utilisés pour le découplage de puissance, est principalement imposée par la résistance d'isolement qui chute de manière quasi-exponentielle à partir d'environ 150 °C. Pour les composants que nous avons sélectionnés, une limite raisonnable d'utilisation se situerait vers 220 °C ambiants. Ce chiffre est assez proche de la température ambiante maximale (200 °C) qui nous est imposée mais ce n'est pas une limite absolue. L'évolution de la résistivité du diélectrique avec la température imposera, en revanche, des compromis par rapport à la compacité du composant si l'on souhaite repousser cette limite. L'épaisseur du diélectrique devra être augmentée, et le volume et la masse d'un condensateur seront pénalisés.

La faisabilité à haute température d'un filtre CEM pour un convertisseur de puissance a donc été démontrée pour son fonctionnement électrique. Pour un filtre complet comme pour un composant discret, les contraintes liées à un environnement sévère (fatigue thermo-mécanique, vieillissement...) imposeront un effort important sur le packaging pour parvenir à la maturité requise en aéronautique.

Les problématiques de CEM s'appliquent à l'ensemble du système de conversion électromécanique (convertisseur et actionneur), et particulièrement pour les perturbations conduites de mode commun. Une réflexion à l'échelle du système de conversion électromécanique nous a conduit à proposer l'intégration de condensateurs de mode commun au sein d'un module de puissance. Les résultats montrent une réduction significative de l'amplitude des perturbations à des fréquences élevées, sans pénaliser fortement le volume du module de puissance. Cette solution de filtrage est une alternative à la complexification de la structure du filtre CEM d'entrée, et répond assez bien à une éventuelle augmentation des niveaux de perturbations à haute fréquence causée par l'augmentation des vitesses de commutation ( $dv/dt$ ) des JFET-*SiC* par rapport aux IGBT. Les résultats expérimentaux ont également montré que la présence de ces condensateurs, au plus près des interrupteurs de puissance, n'induisent pas d'échauffement supplémentaire au sein du module, ni de perturbations sur les signaux de puissance et de commande. Les relevés temporels indiquent que l'hypothèse initiale d'un meilleur rebouclage (ou recyclage) des courants de mode commun est vérifiée. Une part importante du courant de mode commun est contenue par rapport au réseau d'alimentation (RSIL). Ce premier démonstrateur

réalisé avec des composants discrets permet d'envisager des réalisations plus innovantes pour l'intégration de composants passifs au sein d'un module de puissance, et notamment pour des fonctions de filtrage ou de découplage. Notre démarche de conception, basée sur des simulations simplifiées puis affinées, a fourni des estimations cohérentes avec nos résultats. Néanmoins, c'est n'est pas une approche prédictive très fine qui, aujourd'hui, requerrait un travail beaucoup plus important.

## 2 Perspectives

En perspective nous pouvons lister certains points qu'il serait intéressant d'approfondir :

- **Les modes de défaillance des condensateurs céramiques de grande dimension lorsqu'ils sont soumis à des contraintes environnementales sévères et à des températures élevées.** Nous avons souvent indiqué que nous manquons de données sur ce sujet. Une mise en évidence et une analyse des principaux modes de défaillance de ces composants et de leurs modes de report permettrait d'améliorer la fiabilité en établissant des règles de conception adaptées aux applications haute température et aéronautiques. Il faut noter que des travaux sont actuellement en cours dans le projet européen Thor (programme CATRENE).
- **La vérification expérimentale de l'emballage thermique des condensateurs céramiques ferroélectriques de type X7R.** Les pertes ont été calculées par rapport à des caractérisations et les résistances thermiques équivalentes par rapport à des simulations à éléments finis en deux dimensions. Il pourrait être intéressant de valider expérimentalement les limitations thermiques des condensateurs céramiques utilisés pour le découplage de puissance à haute température.
- **Les mécanismes de vieillissement des matériaux magnétiques nanocristallins.** Nous avons constaté un vieillissement provoqué par une température ambiante élevée (200 °C). Les conséquences de ce vieillissement sont assez modérées mais le mécanisme est peu ou pas étudié à notre connaissance. Par des travaux complémentaires de vieillissement à différentes températures, on pourrait dans un premier temps établir une loi empirique de type Arrhénius pouvant nous fournir l'évolution de la perméabilité relative en fonction du temps et de la température.

- **Le comportement à long terme des encapsulants/enrobages ou boîtiers que nous avons sélectionnés pour les noyaux nanocristallins lorsqu'ils sont soumis à des contraintes environnementales sévères et à des températures élevées.** Sur le long terme, nous avons constaté que les encapsulants/enrobages sont défaillants pour les poudres de fer, et n'existent pas pour les rubans nanocristallins. Des travaux plus approfondis basés sur nos premiers essais d'encapsulants seraient nécessaires. Une collaboration avec des partenaires spécialistes de ce type de matériaux seraient également un plus car les grandeurs et les mécanismes mis en jeu ne sont plus simplement d'ordre électrique.
- **La mesure précise de l'auto-échauffement des composants du filtre CEM à haute température.** Nous n'avons constaté aucun échauffement excessif, ni de comportement anormal de la part du filtre CEM en charge et à 200 °C. De plus, le comportement du filtre est cohérent avec les caractéristiques des composants et des matériaux en fonction de la température. Cependant, les mesures fournies par les sondes thermocouples étaient insuffisantes pour connaître avec précision la température des points chauds. Il pourrait être intéressant de prévoir une mesure plus fine de l'auto-échauffement des éléments du filtre.
- **Quantifier par la simulation le gain en volume ou en masse que peut apporter l'intégration de condensateurs de mode commun au sein du module de puissance pour un onduleur triphasé à JFET-SiC.** Les expérimentations nous ont montré que la solution que nous avons proposée donne des résultats satisfaisants. Grâce à des simulations, il serait possible de comparer cette solution avec une solution traditionnelle où le filtre d'entrée serait plus complexe, par exemple deux L-C en cascade. Un autre moyen de réduire les courants de mode commun est l'augmentation de l'impédance de mode commun en sortie de l'onduleur. On pourrait également étudier l'impact d'un filtre de sortie, du côté AC de l'onduleur de tension. Un autre moyen de réduire les courants de mode commun est l'augmentation de l'impédance de mode commun en sortie de l'onduleur.

Un point important qui contribuerait à l'amélioration des résultats de simulations est la validité des modèles de composants passifs, et indirectement des modèles de matériaux. Il serait utile de développer et d'améliorer ces modèles pour mieux prendre en compte les pertes, les non-linéarités et leur comportement dynamique. La compatibilité des modèles avec une implémentation dans les simulateurs de type circuit serait aussi un pas important

dans une démarche de CAO pour l'électronique de puissance.

### 3 Contributions scientifiques

#### en Revue internationale

*Design of a High Temperature EMI Input Filter for a 2 kW HVDC-Fed Inverter*, R. Robutel, C. Martin, H. Morel, C. Buttay, N. Gazel et D. Bergogne, Journal of Microelectronics and Electronic Packaging, Vol. 8, No. 1, 1st Qtr 2011.

*High Temperature Inverter for Aerospace Application*, F. Dubois, D. Risaletto, R. Robutel, H. Morel, R. Meuret et D. Bergogne, Advancing Microelectronics, Vol. 38, No. 4, July/August 2011.

(en projet pour une revue internationale)

*Design and Implementation of Integrated Common Mode Capacitors for SiC JFET Inverters*, R. Robutel, C. Martin, H. Morel, P. Mattavelli, D. Boroyevich, R. Meuret et N. Gazel. IEEE Transactions on Power Electronics.

*High Temperature Ageing of Fe-based Nanocrystalline Ribbons*, R. Robutel, C. Buttay, C. Martin, F. Sixdenier, P. Bevilacqua, H. Morel et R. Meuret. Elsevier Journal of Magnetism and Magnetic Materials.

#### en Conférence internationale

*Higher temperature power electronics for larger-scale mechatronic integration*, B. Allard, C. Buttay, D. Tournier, R. Robutel, J.-F. Mignotte, P. Lamelot, B. Morillon, Ph. Godignon, D. Bergogne, C. Martin, H. Morel, Automotive Power Electronics Conference and Exhibition (APE) 2011, Montigny Le Bretonneux, France.

*A Multi-Physics Model of the VJFET With a Lateral Channel*, H. Morel, Y. Hamieh, D. Tournier, R. Robutel, F. Dubois, D. Risaletto, C. Martin, D. Bergogne, C. Buttay et R. Meuret, 14th European Conference on Power Electronics and Applications and Exhibition (EPE'2011), Birmingham, UK.

*Integrated Common Mode Capacitors for SiC JFET Inverters*, R. Robutel, C. Martin, H. Morel, P. Mattavelli, D. Boroyevich, R. Meuret et N. Gazel. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2011, Fort Worth, Texas, USA.

*Design of High Temperature EMI Input Filter for a 2 kW HVDC-fed Inverter*, R. Robutel, C. Martin, H. Morel, C. Buttay, D. Bergogne et N. Gazel. IMAPS High Temperature Electronic Conference (HiTEC) 2010, Albuquerque, Nouveau Mexique, USA. “Outstanding Student Paper Award”.

*Effect of High Temperature Ageing on Active and Passive Power Devices*, C. Buttay, R. Robutel, C. Martin, C. Raynaud, S. Dampieni, D. Bergogne et T. Chailloux. IMAPS High Temperature Electronic Conference (HiTEC) 2010, Albuquerque, Nouveau Mexique, USA.

*High Temperature Inverter for Airborne Application*, F. Dubois, D. Bergogne, D. Risaletto, R. Robutel, H. Morel, R. Meuret et S. Dhokkar. IMAPS High Temperature Electronic Conference (HiTEC) 2010, Albuquerque, Nouveau Mexique, USA. “Best Student Paper Award”.

## **en Conférence nationale**

*Caractérisation des non-linéarités dans les condensateurs céramiques haute température*, R. Robutel, C. Martin, C. Buttay, H. Morel et R. Meuret. Electronique de Puissance du Futur (EPF) 2010, St-Nazaire, France.

*High Temperature EMI Filter Design*, R. Robutel, H. Morel, C. Martin, N. Gazel et R. Meuret. Symposium Safran Power Electronics Center (SPEC'2009), Evry, France.

*Présentation de la problématique de Conception d'un filtre CEM pour la haute température et les environnements sévères*, R. Robutel. Journée des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE) 2009, Compiègne, France.

---

# Table des figures

1	Limite théorique de l’emballement thermique d’une jonction PN plane et infinie en fonction de la tension inverse. (C. Raynaud et al., "Comparison of high voltage and high temperature performances of wide bandgap semiconductors for vertical power devices", <i>Diamond and Related Materials</i> , vol. 19, no. 1, p1-6, 2010). A titre indicatif, les températures de fusion du <i>Si</i> et du <i>C</i> sont respectivement de 1414 °C et 3827 °C, la sublimation du <i>SiC</i> débute autour de 1800 °C. . . . .	2
2	Convertisseur haute température DC-DC 28 V/5 V-25 W. (Bradley A. Reese et al., "High-Temperature SOI/SiC-Based DC-DC Converter Suite", <i>International Journal of Power Management Electronics</i> , vol. 2008) . . . . .	4
3	Exemples d’actionneurs électromécaniques en remplacement d’actionneurs hydrauliques pour des applications aéronautiques. . . . .	6
4	Structure simplifiée du réseau de bord en présence d’un bus HVDC local. . . .	6
I.1	Géométries de condensateurs élémentaires : cylindrique et plan, et schéma électrique. . . . .	10
I.2	Cycle $D\{E\}$ typique d’un matériau ferroélectrique et cycle $D(E)$ typique d’un matériau paraélectrique. . . . .	11
I.3	Illustration du parcours d’un cycle ferroélectrique $D\{E\}$ . . . . .	12
I.4	Schéma équivalent électrique et diagramme de Fresnel d’un condensateur. . .	15
I.5	Analyse Fonctionnelle d’un condensateur de découplage pour un onduleur de tension triphasé (FP : Fonction Principale, FC : Fonction Contrainte, M : Moteur, Source : société Hispano-Suiza). . . . .	17

I.6	Courant et tension typiques appliqués à un condensateur de découplage. . . .	18
I.7	Simulation à l'aide du logiciel Saber du spectre du courant (FFT) en entrée d'un onduleur de tension triphasé sur une charge R-L pilotée par une commande vectorielle en asservissement de courant. $F_{pwm} = 15 \text{ kHz}$ , $F_{ac} = 66 \text{ Hz}$ , $V_{dc} = 540 \text{ V}$ , $P_{ac} = 2 \text{ kW}$ , $\cos(\varphi) = 0,8$ . . . . .	19
I.8	Impédance complexe d'un condensateur de filtrage de type céramique (cf. page 32, condensateur AMC-NP0). . . . .	20
I.9	Module Diode et Condensateur de Cornell Dubilier dédié à l'aide à la commutation pour les modules à IGBT 600 V (SCM series Single/Dual IGBT Snubber Capacitor Modules). . . . .	21
I.10	Comparaison des technologies de condensateurs à "haute température" et des besoins dans le plan $V = f(C)$ . Données issues des documentations des constructeurs et de la bibliographie. Les symboles signalent les composants caractérisés au cours de nos travaux ou présentés dans cet ouvrage. . . . .	22
I.11	Comparaison de la densité volumique d'énergie stockée entre une céramique de type X7R et un film PEI à 200 °C. Les points de fonctionnement sont : $E_{X7R} = 10 \text{ kV/mm}$ , $\varepsilon_{r-X7R} = 500$ , $E_{PEI} = 100 \text{ kV/mm}$ , $\varepsilon_{r-PEI} = 3$ . Mise à l'échelle sur la figure : $E_{PEI}/10$ en abscisse et $D_{PEI} \times 10$ en ordonnée. . . . .	25
I.12	Taux de dissolution (en $\mu\text{m/s}$ ) de différents métaux dans une brasure 60Sn-40Pb en fonction de la température (W. G. Bader, Weld. J. Res. Suppl., vol. 28 , no. 12, p551-557, 1969). . . . .	28
I.13	Schéma électrique d'un onduleur triphasé. Fonctions typiques réalisées par des condensateurs : <i>Cdc-link</i> , condensateur de découplage de puissance, <i>Cdriver</i> , condensateur de découplage basse tension, <i>Ccm</i> , condensateur de filtrage de code commun. . . . .	31
I.14	Dispositif de mesure d'impédance en fonction de la température. . . . .	33
I.15	Circuit électrique de l'interface nécessaire à la mesure d'impédance sous polarisation continue. EST : Equipement Sous Test. . . . .	34
I.16	Comparaison et validation des mesures d'impédance sous polarisation continue [27]. . . . .	36
I.17	Schéma et formes d'ondes du dispositif de mesure en commutation R-C [27]. . .	37
I.18	Impédance complexe. Condensateur à film métallisé PTFE (EFD-PTFE). . .	39

I.19	Variation du facteur de pertes (symboles ronds) et variation relative de la capacité (symboles carrés) en fonction de la température (à 10 $kHz$ , données issues des mesures d'impédance complexe). Condensateur à film métallisé PPS (EFD-PPS). . . . .	40
I.20	Variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation et de la température (à 10 $kHz$ ). Condensateur céramique de type X7R (PCI-X7R). . .	41
I.21	Variation relative de la capacité en fonction de la température (référence à 25 °C, données issues des mesures d'impédance complexe à 10 $kHz$ ). Comparaison entre un condensateur céramique de type BNT (NOV-H) et de type X7R (PCI-X7R). . . . .	42
I.22	Cycles d'hystérésis ferroélectriques quasi-statiques à différentes températures d'un condensateur céramique de type X7R (PCI-X7R). Mesure réalisée sur le dispositif de mesure en demi-pont, $R_{série} = 4.7 k\Omega$ , $f_{exc} = 4 Hz$ . . . . .	42
I.23	Synthèse et comparaison des performances des composants sélectionnés à 200 °C.	45
II.1	Cycles $B\{H\}$ et $J\{H\}$ typiques d'un matériau ferromagnétique. . . . .	54
II.2	Polarisation à saturation en fonction de la température d'un matériau ferromagnétique. $T_c$ la température de Curie. . . . .	55
II.3	Illustration de la modification des domaines magnétiques et du déplacement des parois de domaines en fonction du champ externe $H_x$ et du cycle $B\{H\}$ . $W$ est l'énergie volumique fournie au matériau. . . . .	57
II.4	Illustrations d'un circuit magnétique élémentaire et d'un circuit magnétique à deux enroulements. . . . .	58
II.5	Circuit équivalent série et diagramme de Fresnel utilisés pour définir la perméabilité complexe. . . . .	61
II.6	Cycles $B\{H\}$ pour différents types d'excitations de composants inductifs. . . .	62
II.7	Vue générale des matériaux magnétiques doux pour les moyennes fréquences dans un diagramme $B_s - \mu_r$ [6]. . . . .	64
II.8	Schéma de principe de la mesure du cycle $B\{H\}$ à l'hystérésigraphe. . . . .	71
II.9	Schéma de principe de la mesure de perméabilité complexe en fonction de la polarisation continue. $L_p$ , $L_c$ , $H_p$ et $H_c$ sont les terminaux de la mesure 4 points de l'analyseur d'impédance. $L_{dc}$ et $R_{shunt}$ sont respectivement l'inductance "bouchon" (entre 500 $\mu H$ et 1 $mH$ ) et le shunt de précision (1,5 $\Omega$ ) du circuit de polarisation continue. . . . .	73

II.10	Cycles $B\{H\}$ à différentes températures de l'échantillon Nanophy N14N1 (matériau nanocristallins de type Finemet). Mesures à l'hystérésigraphe, excitation à 10 $kHz$ en champ magnétique sinusoïdal imposé. . . . .	75
II.11	Polarisation à saturation en fonction de la température. Comparaison des résultats expérimentaux (issus de mesures à l'hystérésigraphe) de l'échantillon Nanophy N14N1 et de la loi comportementale décrite à l'Equation II.29 (avec $J_{s0K}=1,275 T$ ). . . . .	76
II.12	Pertes massiques en fonction de l'induction maximale à différentes températures de l'échantillon Nanophy N14N1 (matériau nanocristallins de type Finemet) pour une excitation sinusoïdale (issues de mesures à l'hystérésigraphe). . . . .	77
II.13	Perméabilité relative complexe en fonction de la fréquence à 40 °C et 250 °C de l'échantillon Nanophy N14N1 (issues de mesures d'impédances complexes). . . . .	78
II.14	Cycles $B\{H\}$ à différentes températures des échantillons K $\mu$ K44N200 (matériau nanocristallins de type Finemet) et HighFlux 58204A2 (poudre de $FeNi$ ). Mesures à l'hystérésigraphe, excitation à 10 $kHz$ pour $B_{max}=0,8 T$ en champ magnétique sinusoïdale imposé. . . . .	79
II.15	Variation de la perméabilité relative en fonction du champ magnétique continu pour des échantillons de matériau nanocristallin de type Finemet à basse perméabilité (dont K $\mu$ K44N200) et HighFlux 58204A2 (poudre de $FeNi$ ). Caractérisations issues de mesures de la perméabilité complexe sous polarisation à 10 $kHz$ . . . . .	80
II.16	Pertes massiques en fonction de l'induction maximale à différentes températures pour une excitation sinusoïdale (issues de mesures à l'hystérésigraphe). Échantillons K $\mu$ K44N200 (matériau nanocristallins de type Finemet) et HighFlux 58204A2 (poudre de $FeNi$ ). . . . .	81
II.17	Perméabilité relative complexe en fonction de la fréquence à 40 °C et 240 °C des échantillons K $\mu$ K44N200 (matériau nanocristallins de type Finemet) et HighFlux 58204A2 (poudre de $FeNi$ ). Caractérisations issues de mesures d'impédance complexe. . . . .	82
II.18	Perméabilité relative en fonction du temps à 100 °C [15]. Comparaison entre un matériau nanocristallin à haute perméabilité de type Finemet et un matériau amorphe de base cobalt. . . . .	84
II.19	Évolution de la perméabilité relative en fonction du temps pour un vieillissement à 200 °C. Les mesures sont issues d'une mesure de perméabilité relative complexe réalisée périodiquement à 25 °C. . . . .	87

II.20	Comparaison entre un matériau non vieilli et vieilli à 200 °C durant 1300 heures. (a) et (b) : mesures de perméabilité relative complexe à 25 °C. (c) et (d) : mesures de cycles majeurs d'hystérésis $B\{H\}$ en champ magnétique sinusoïdal imposé, à 25 °C et 200 °C. . . . .	89
III.1	Illustration de la propagation pour une onde plane progressive sinusoïdale (ou monochromatique) pour $x=0$ et $x=\lambda/4$ . Avec, en référence à l'Equation III.3, l'amplitude $A$ , la période $T$ , la longueur d'onde $\lambda$ , et le déphasage $\varphi=0$ . . . .	100
III.2	Schéma électrique équivalent et impédance en fonction de la fréquence d'un condensateur de filtrage. Extrapolation de la mesure initiale avec différentes valeurs d'inductance mutuelle entre le condensateur et une inductance [13]. . .	104
III.3	Modélisation PEEC en trois dimensions. Maillages pour la modélisation inductive et capacitive d'un variateur de vitesse industriel [16]. . . . .	104
III.4	Schéma-bloc des différents éléments d'une chaîne de conversion électromécanique raccordée à un bus HVDC. . . . .	106
III.5	Disposition normative imposée par la norme DO-160F. . . . .	107
III.6	Niveaux maximaux des émissions de perturbations conduites autorisées selon les réglages et la disposition (fig III.5) imposés par la norme DO-160F. . . .	108
III.7	Impédance en fonction de la fréquence (a), et schéma électrique du RSIL (b). . . .	109
III.8	Illustration de la boucle de mode différentiel dans un schéma simplifié d'une cellule de commutation. . . . .	110
III.9	Illustration de la boucle de mode commun dans un schéma simplifié d'une cellule de commutation. $Z_{cm}$ est l'impédance équivalente de mode commun vue par les perturbations, $I_{cm}$ le courant de mode commun. . . . .	111
III.10	Schéma de principe des sources et des impédances de mode différentiel et de mode commun d'un convertisseur de puissance. $Z_{dm}$ et $Z_{cm}$ sont respectivement les impédances équivalentes de mode différentiel et de mode commun. . . .	112
III.11	Circuit simplifié des éléments autour du filtre pour définir l'atténuation en courant d'un filtre CEM d'entrée. . . . .	113
III.12	Schéma électrique de l'onduleur triphasé "haute température" à JFETs en <i>SiC</i> . . . .	114
III.13	Disposition des différents éléments du convertisseur et de son environnement permettant de décrire les conditions aux limites thermiques. . . . .	116
III.14	Procédure de dimensionnement suivie pour le démonstrateur de filtre CEM haute température. . . . .	117

III.15	Mesure des perturbations conduites selon la norme DO-160F sur le courant de ligne en entrée de l'onduleur (à 400 V-4 A). . . . .	119
III.16	Schéma bloc d'un onduleur de tension raccordé à un bus HVDC. $Z_{in}$ est l'impédance équivalente de l'onduleur et de l'actionneur vue par le réseau et le filtre CEM d'entrée. $Z_{out}$ est l'impédance équivalente du réseau et du filtre CEM d'entrée vue par l'onduleur et l'actionneur. . . . .	120
III.17	Schéma bloc d'un onduleur de tension raccordé à un bus HVDC. Le bus HVDC est représenté par un redresseur associé à un filtre de sortie dont l'impédance équivalente vue par le filtre CEM d'entrée et notée $Z_{res}$ . . . . .	121
III.18	Module de l'impédance complexe d'un RSIL (en rouge, points tillés) et d'un filtre de sortie du redresseur alimentant le bus HVDC ( $Z_{res}$ , en violet). Pour le filtre de sortie du redresseur les valeurs suivantes sont utilisées : $L_{res}=10 \mu H$ , $C_{res}=1 mF$ , $R_{res}=100 m\Omega$ . . . . .	121
III.19	Structures de filtre autour d'une structure initiale L-C. (a) Structure L-C initiale ( $L=200 \mu H$ , $C=10 \mu F$ ) (b) Structure L-C avec une branche d'amortissement sur le condensateur C ( $L=200 \mu H$ , $C=2 \mu F$ , $Cd=8 \mu F$ , $Rd=5 \Omega$ ) (c) Structure L-C avec une branche d'amortissement sur l'inductance L ( $L=200 \mu H$ , $C=10 \mu F$ , $Ld=50 \mu H$ , $Rd=5 \Omega$ ) . . . . .	122
III.20	Module de l'impédance complexe de sortie des filtres présentées à la fig. III.19.	123
III.21	Module de l'atténuation des filtres présentées à la fig. III.19. . . . .	124
III.22	Structure retenue du pour le démonstrateur du filtre CEM haute température.	125
III.23	Descriptif des paramètres géométriques d'un tore. . . . .	127
III.24	Schéma de principe d'une inductance couplée de mode commun. . . . .	129
III.25	Sections du condensateur céramique PCI-X7R. . . . .	136
III.26	Géométrie, maillage et conditions aux limites de la simulation thermique à éléments finis 2D. . . . .	137
III.27	Répartition de la température calculée par la simulation thermique à éléments finis 2D (en °K). Cas à $T_{amb}=25 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	138
III.28	Répartition du flux de chaleur calculée par la simulation thermique à éléments finis 2D (en $W/m^2$ ). Cas à $T_{amb}=25 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	138
III.29	Illustration des conditions d'équilibre et d'emballage thermique. . . . .	141
III.30	Illustration des conditions d'équilibre et d'emballage thermique du condensateur PCI-X7R pour le point de fonctionnement le plus contraignant fixé par le cahier des charges. Les pertes $P_c$ sont calculées à partir de l'Equation III.36, page 135. . . . .	141

III.31	Encapsulants testés pour la protection des noyaux en rubans nanocristallins à haute température. Les diamètres extérieurs des échantillons présentés ci-dessus sont compris entre 16 et 45 <i>mm</i> . . . . .	145
III.32	Démonstrateur du filtre CEM d'entrée "haute température". . . . .	147
III.33	Schéma électrique du filtre CEM à haute température. Les éléments à l'intérieur du cadre en points tillés (rouges) sont placés dans le conditionneur de température. . . . .	147
III.34	Photographies du banc d'essai expérimental. . . . .	149
III.35	Mesure des fonctions de transfert d'atténuation du filtre CEM à haute température. . . . .	150
III.36	Mesures des émissions conduites selon la norme DO-160-F sur le courant de ligne en entrée du filtre CEM. Le matériau HighFlux 160 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel. . . . .	151
III.37	Mesures des émissions conduites selon la norme DO-160-F sur le courant de ligne en entrée du filtre CEM. Le matériau $K\mu$ 200 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel. . . . .	151
III.38	Mesures de l'atténuation du filtre en mode commun à l'analyseur de réseau 50 $\Omega$ /50 $\Omega$ . Le matériau HighFlux 160 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel. . . . .	154
III.39	Mesures de l'atténuation du filtre en mode différentiel à l'analyseur de réseau 50 $\Omega$ /50 $\Omega$ . Le matériau HighFlux 160 est utilisé pour l'inductance de mode différentiel. . . . .	154
IV.1	Fonctions fondamentales en électronique de puissance [1]. . . . .	162
IV.2	Comparaison d'un convertisseur en demi-pont redressé 230 <i>Vac</i> /48 <i>Vdc</i> 1 <i>kW</i> , $F_{pwm}=200$ <i>kHz</i> . (a) Technologie traditionnelle, (b) Amélioration de l'intégration pour le filtre CEM d'entrée (L-C intégré), le transformateur L-C-T, le bras d'onduleur du demi-pont (IPEM avec la commande rapprochée) [11]. . .	163
IV.3	Schéma électrique d'un onduleur triphasé à JFET- <i>SiC</i> avec les chemins de mode commun et le positionnement des condensateurs de filtrage intégrés au module de puissance. . . . .	166
IV.4	Schéma électrique du système étudié. . . . .	168
IV.5	Schéma électrique équivalent de la boucle de mode commun. . . . .	169

IV.6	Comparaison des amplitudes maximales de la FFT de $V_{cm_{issn}}$ entre 1 $MHz$ et 30 $MHz$ . Les résultats sont issus d'une simulation temporelle de type circuit du schéma équivalent de la fig. IV.5 avec les paramètres du Tableau IV.1. . . . .	170
IV.7	Schéma électrique équivalent du bras d'onduleur et des impédances de mode commun simulé à l'aide du logiciel Saber. Le fichier MAST, définissant le circuit électrique et les valeurs des éléments du circuit, est joint à l'Annexe E, page 287. . . . .	171
IV.8	FFT du courant de mode commun en $dB A$ circulant dans le RSIL par une simulation temporelle de type circuit (Saber) du schéma présenté à la fig. IV.7. Abscisse en fréquence, de 150 $kHz$ à 200 $MHz$ . . . . .	173
IV.9	Estimation des surfaces de module de puissance avec les condensateurs de mode commun intégrés pour différentes technologies de packaging appliquées à un bras d'onduleur à JFET- $SiC$ . De gauche à droite : assemblage classique (fils de bonding, DBC et condensateurs discrets), intégration des condensateurs dans le routage du module (fils de bonding, routage et condensateur monocouche LTCC), et suppression des fils de bonding. Les points tillés montre la surface occupée par les condensateurs de mode communs intégrés. . . . .	174
IV.10	Vue globale d'un module de puissance et de ses éléments d'assemblage et d'interconnexion [30]. . . . .	175
IV.11	Description et photographie du prototype de module de puissance intégrant des condensateurs de mode commun pour une fonction de pré-filtrage à haute fréquence. . . . .	176
IV.12	Schéma de la carte de test utilisée pour l'évaluation des performances du prototype de module de puissance. . . . .	177
IV.13	Photographie de la carte de test pour l'évaluation des performances du prototype de module de puissance. . . . .	178
IV.14	Configurations de test pour la comparaison des performances de filtrage des condensateurs intégrés au module de puissance. . . . .	180
IV.15	Mesures des signaux de commutation du JFET-low (cf. fig. IV.12) du prototype du bras d'onduleur (Cas 1). Essai dynamique sans RSIL et à température ambiante avec le bras d'onduleur en fonctionnement de type hacheur synchrone sur une charge R-L (8 $\Omega$ -2,3 $mH$ ). . . . .	181
IV.16	Vue générale de la disposition expérimentale et du prototype du module de puissance qui est connecté en face arrière de la carte de test. . . . .	183

IV.17	Mesures des tensions drain-source, $V_{ds}$ , du JFET-low à la mise en conduction (Switch ON) et au blocage (Switch OFF). . . . .	185
IV.18	Mesures des tensions grille-source, $V_{gs}$ , du JFET-low à la mise en conduction (Switch ON). . . . .	185
IV.19	Mesures des tensions de mode commun $V_{cm_{lissn}}$ aux bornes du RSIL pour une période de découpage. Les signaux ne sont pas synchronisés. . . . .	187
IV.20	Mesures des tensions de mode commun $V_{cm_{lissn}}$ aux bornes du RSIL à la mise en conduction (Switch ON). . . . .	187
IV.21	FFT des tensions de mode commun $V_{cm_{lissn}}$ mesurées aux bornes du RSIL. . . . .	188
IV.22	Mesures et comparaison du courant de mode commun circulant à travers le point milieu des condensateurs de mode commun intégrés (point $M'$ de la fig. IV.4, page 168) et à travers la connexion du blindage à la masse en entrée du câble. . . . .	190
IV.23	Mesures et comparaison du courant de mode commun circulant à travers à travers la connexion du blindage à la masse en sortie du câble. Le signaux ne sont pas synchronisés. . . . .	190
A.1	Comparaison de la variation relative de la capacité en fonction de la température (référence à 25 °C, données issues des mesures d'impédance complexe à 10 kHz). . . . .	215
A.2	Comparaison de la variation du facteur de pertes en fonction de la température (à 10 kHz, données issues des mesures d'impédance complexe). . . . .	216
A.3	Comparaison de la variation de la résistance d'isolement en fonction de la température. . . . .	216
A.4	Impédance complexe. Condensateur à film métallisé PTFE (EFD-PTFE). . . . .	217
A.5	Impédance complexe. Condensateur à film métallisé PPS (EFD-PPS). . . . .	217
A.6	Impédance complexe. Condensateur céramique de type X7R (PCI-X7R). . . . .	218
A.7	Impédance complexe. Condensateur céramique de type BNT (NOV-H). . . . .	218
A.8	Impédance complexe. Condensateur à film métallisé Mica (EFD-Mica). . . . .	219
A.9	Impédance complexe. Condensateur céramique de type I-NP0 (AMC-NP0). . . . .	219
A.10	Impédance complexe. Condensateur céramique de type BS-PMN-PT (TRS-HT300). . . . .	220
A.11	Variation relative de la capacité en fonction de la température (référence à 25 °C, données issues des mesures d'impédance complexe). Condensateur céramique de type BS-PMN-PT (TRS-HT300). . . . .	220

A.12	Variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation et de la température (à 10 $kHz$ ). Condensateur céramique de type BS-PMN-PT (TRS-HT300). . . . .	221
B.1	Comparaison des technologies de condensateur "haute température" et des besoins dans le plan $V = f(C)$ . Données issues des documentations constructeurs et de la bibliographie. Les symboles signalent les composants caractérisés au cours des travaux présentés dans ce manuscrit. . . . .	224
B.2	Structures et géométries de condensateurs Mica. . . . .	225
B.3	Gamme de condensateurs Mica "haute température" Custom Electronics. . . .	226
B.4	Représentation schématique des variations de propriétés physiques des polymères en fonction de la température (échelle de température arbitraire). $T_g$ , la température de transition vitreuse, $T_f$ , la température de fusion, $T_{flu}$ , la température de fluidification, et $T_d$ , la température de dégradation. . . . .	228
B.5	Structures et géométries de condensateurs à films plastiques métallisés, bobineau élémentaire. . . . .	229
B.6	Géométrie et composant multicouche à film plastique (MLP, Multiple Layer Polymer). . . . .	230
B.7	Intégration de condensateurs multicouches à film plastique dans un convertisseur et/ou une carte de contrôle [19]. . . . .	231
B.8	Influence de l'insertion d'une couche mince isolante entre la métallisation et le film PEI sur la rigidité diélectrique moyenne [25]. Les rectangles représentent en ordonnée la dispersion du champ disruptif. . . . .	232
B.9	Variation de la capacité et du facteur de pertes à 10 $kHz$ en fonction de la température de condensateurs à films plastiques métallisés de types FPE, FDAPE et 6F-Co-PBO [28]. . . . .	233
B.10	Prototypes de condensateurs "haute température" à film métallisé FPE. . . .	235
B.11	Différentes formes allotropiques du carbone. Illustration de la forme amorphe utilisée dans les films métallisés de type "DLC" (source : Michael Ströck, 7 février 2006, Wikipédia). . . . .	236
B.12	Comparaison de densité volumique d'énergie stockée en fonction de l'épaisseur du diélectrique. Mise en évidence de l'influence de l'épaisseur du substrat de type PET [34]. ( $J/CC$ équivalent à $J/cm^3$ ) . . . . .	237
B.13	Schéma et photographie d'une vue en coupe d'un condensateur céramique multicouche. . . . .	239

B.14	Comparaison de performances entre deux condensateurs de type I composés de $CaZrO_3$ , 10 nF-25 V. Un composant dit "PME" (Precious Metal Electrode) et "BME" (Base-Metal Electrode) [41]. . . . .	240
B.15	Maille élémentaire de $BaTiO_3$ dans les 4 phases [45]. (a) Rhomboédrique, stable en-dessous de -100 °C. (b) Orthorhombique, stable entre -100 °C et 10 °C. (c) Quadratique (ou tétragonal), stable entre 10 °C et 130 °C ( $T_c$ , la température de Curie). (d) Cubique, au-dessus de 130 °C. En pointillés la une maille cubique, $P_s$ est la polarisation spontanée. . . . .	242
B.16	Permittivité relative du $BaTiO_3$ en fonction de la température [46]. . . . .	243
B.17	Comparaison de permittivité, facteur de pertes (DF, en %), et constante de temps d'un diélectrique de type II (X7R) à base de $BaTiO_3$ (A) et un diélectrique à base $Bi_{0.5}Na_{0.5}TiO_3$ (B) [52]. . . . .	244
B.18	Impédance complexe d'un condensateur HT300-500 V-20 nF de TRS Technologies. . . . .	245
B.19	Circuit intégré 3D multicouche utilisant la technologie LTCC (Kyocera). . . . .	246
B.20	Vue en perspective d'un condensateur "haute température" tantale à électrolyte solide pour un montage en surface (Kemet). . . . .	247
C.1	Cycles $B\{H\}$ quasi-statiques d'un alliage $FeCoV$ (Alliage AFK 502 d'Arcelor) à différents temps d'exposition à 550 °C [1]. Courbes à droite, mesures réalisées à 25 °C, courbes à gauche mesures réalisées à 550 °C. . . . .	258
C.2	Facteur de performance $f \times B_{max}$ en fonction de la fréquence à pertes et température constantes (500 mW/cm <sup>3</sup> et 100 °C). Comparaison entre des ferrites Ferroxcube, un alliage nanocristallin Finemet (en bleu) et un alliage nanocristallin Finemet Recuit Sous Contrainte (R.S.C. en rouge) [5]. . . . .	259
C.3	Variation de la perméabilité relative initiale en fonction de la température. . . . .	260
C.4	Pertes volumiques en fonction de la température d'un ferrite $MnZn$ 3C92 [5]. . . . .	262
C.5	Procédé de fabrication et illustration de la structure de matériaux magnétiques nanocristallins [14]. . . . .	264
C.6	Champ coercitif ( $H_c$ ) et perméabilité relative initiale ( $\mu_i$ ) en fonction de la taille de grain moyenne d'alliages nanocristallins de base fer [15]. . . . .	265
C.7	Cycles d'hystérésis $B\{H\}$ de matériaux nanocristallins de type Finemet recuits sous champs [14]. (a) Champ longitudinal (normal à la section du tore), matériau Metglas FT-3H. (b) Champ transverse (normal à la hauteur du tore), matériau Metglas FT-3L. . . . .	266

C.8	Variation de la perméabilité relative en fonction de la fréquence et de la température d'un matériau nanocristallin de type Finemet. (a) Matériau FT-3M de Metglas [14]. (b) Comparaison entre un Nanophy d'Arcelor et un ferrite $MnZn$ T38 d'Epcos [20]. . . . .	267
C.9	Champ coercitif ( $H_c$ ) en fonction de la température d'alliages nanocristallins [26].	268
C.10	Caractéristiques d'un matériau nanocristallin de type Hitperm recuit à 600 °C pendant une heure [28]. . . . .	269
C.11	Induction à saturation en fonction de la température d'alliages nanocristallins de type Finemet modifiés par l'ajout de cobalt [26]. . . . .	270
C.12	Vue générale des matériaux magnétiques doux pour les moyennes fréquences dans un diagramme $B_s - \mu_r$ [8]. . . . .	272
E.1	Vue en trois dimensions de la géométrie et du maillage du modèle PEEC modélisé à l'aide du logiciel INCA3D à partir du module illustré à la fig. IV.11, page 176. . . . .	290

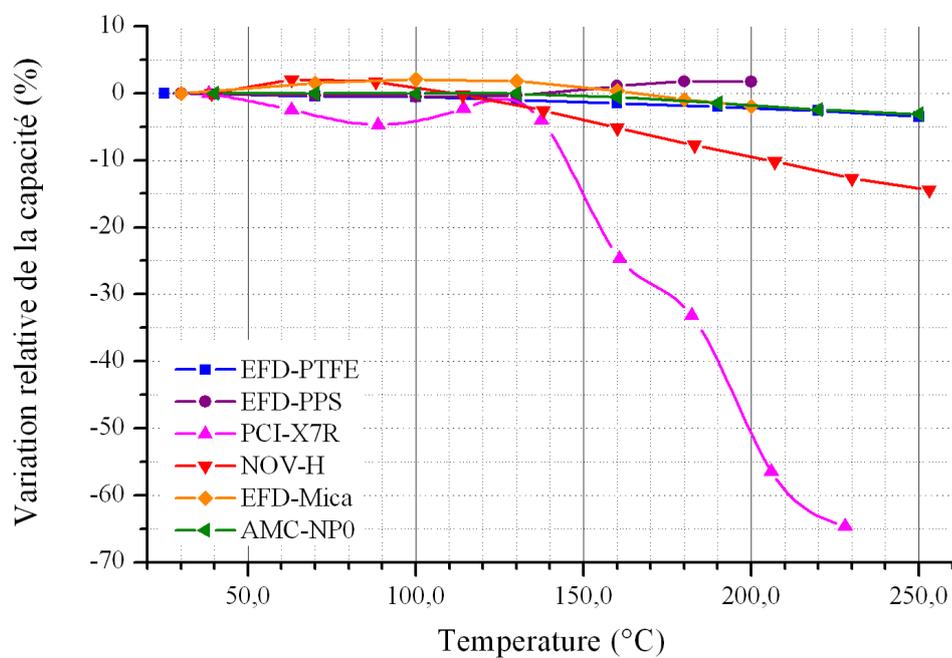
---

---

# Annexe A

---

## Annexe : Condensateurs - Résultats de mesures



**Figure A.1** – Comparaison de la variation relative de la capacité en fonction de la température (référence à 25 °C, données issues des mesures d'impédance complexe à 10 kHz).

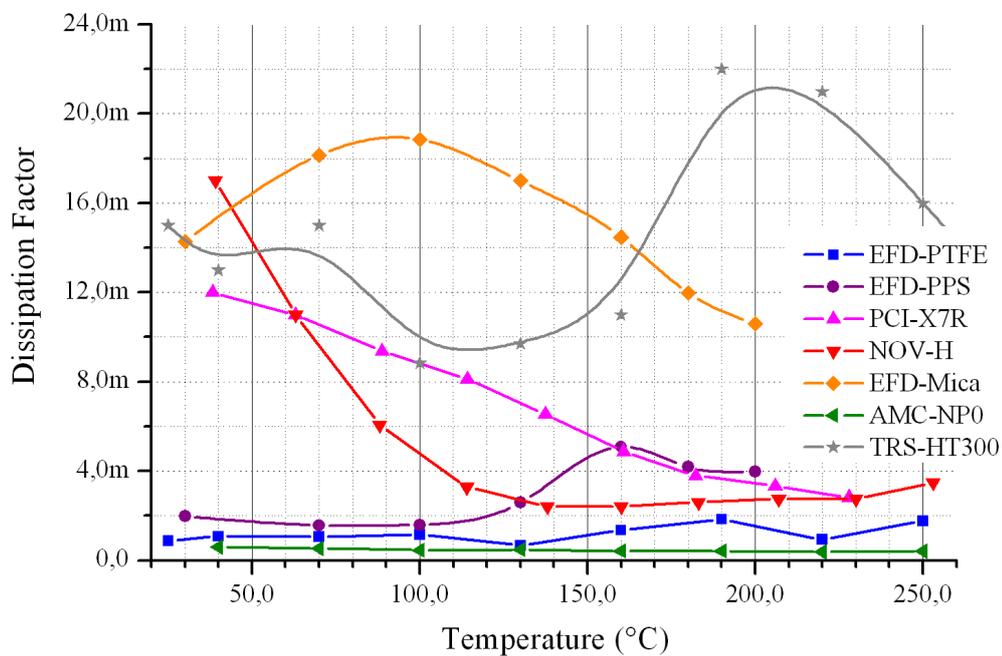


Figure A.2 – Comparaison de la variation du facteur de pertes en fonction de la température (à 10 kHz, données issues des mesures d'impédance complexe).

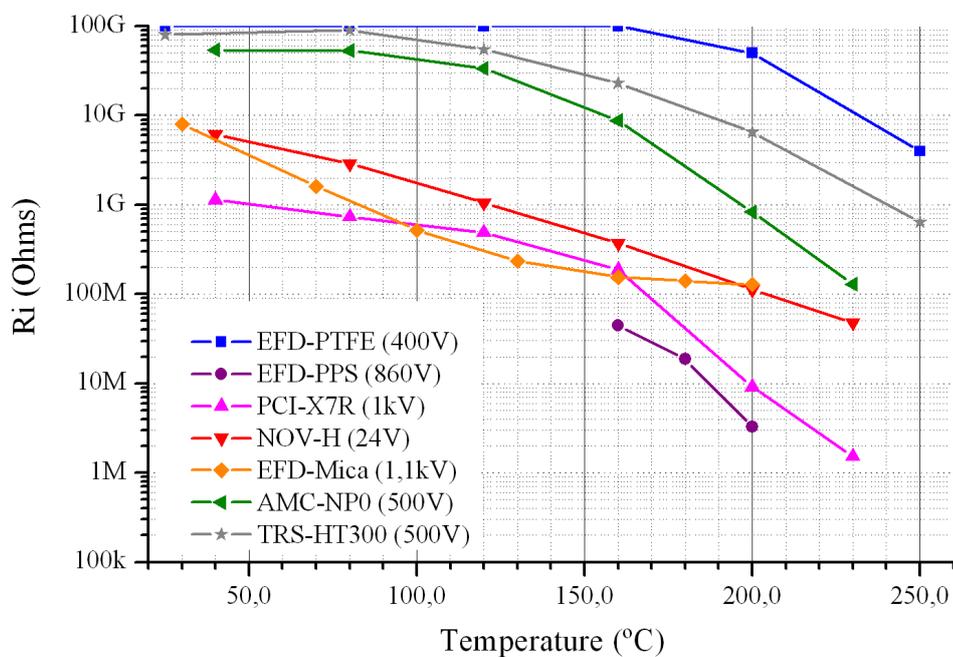
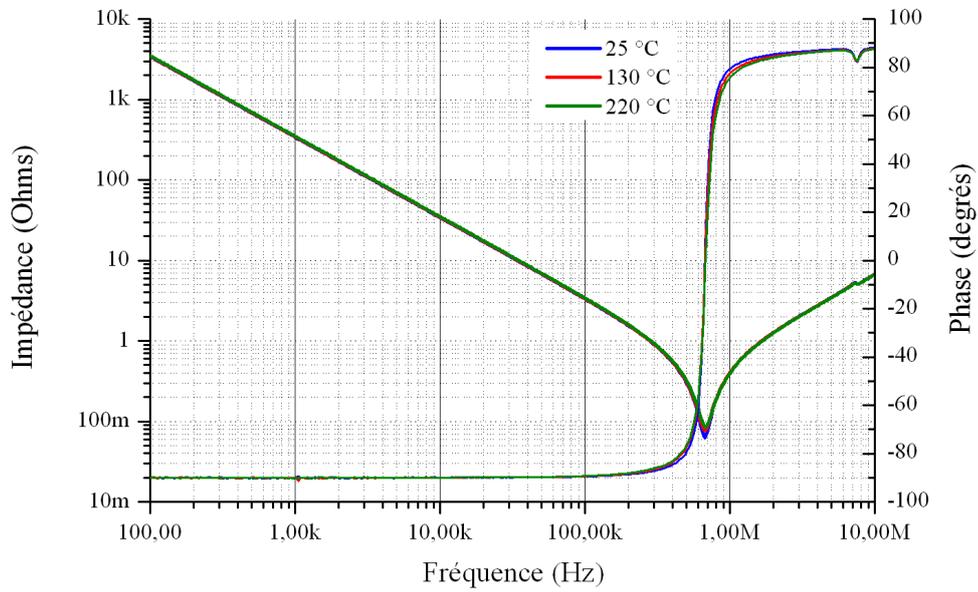
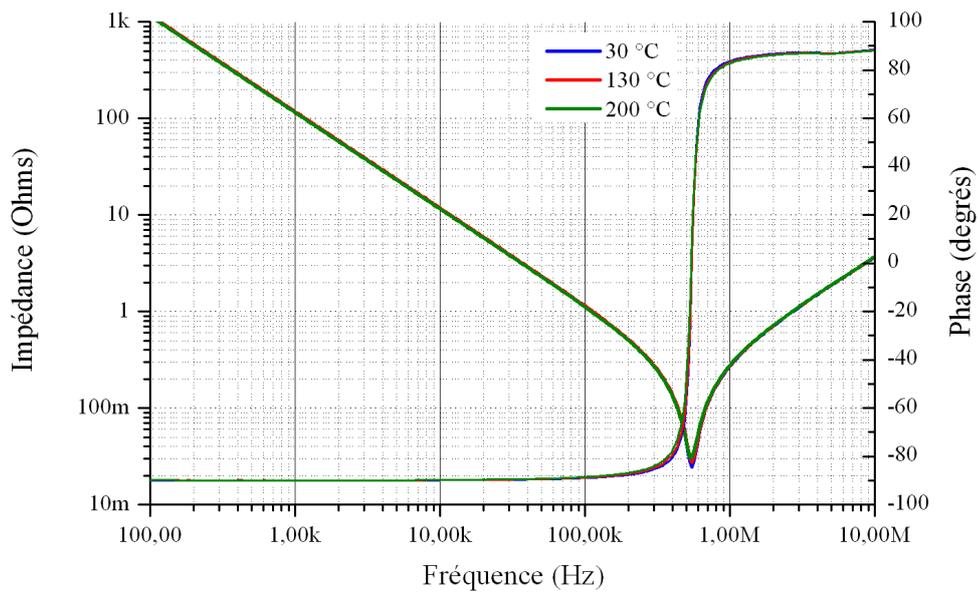


Figure A.3 – Comparaison de la variation de la résistance d'isolement en fonction de la température.



**Figure A.4** – Impédance complexe. Condensateur à film métallisé PTFE (EFD-PTFE).



**Figure A.5** – Impédance complexe. Condensateur à film métallisé PPS (EFD-PPS).

## Annexe : Condensateurs - Résultats de mesures

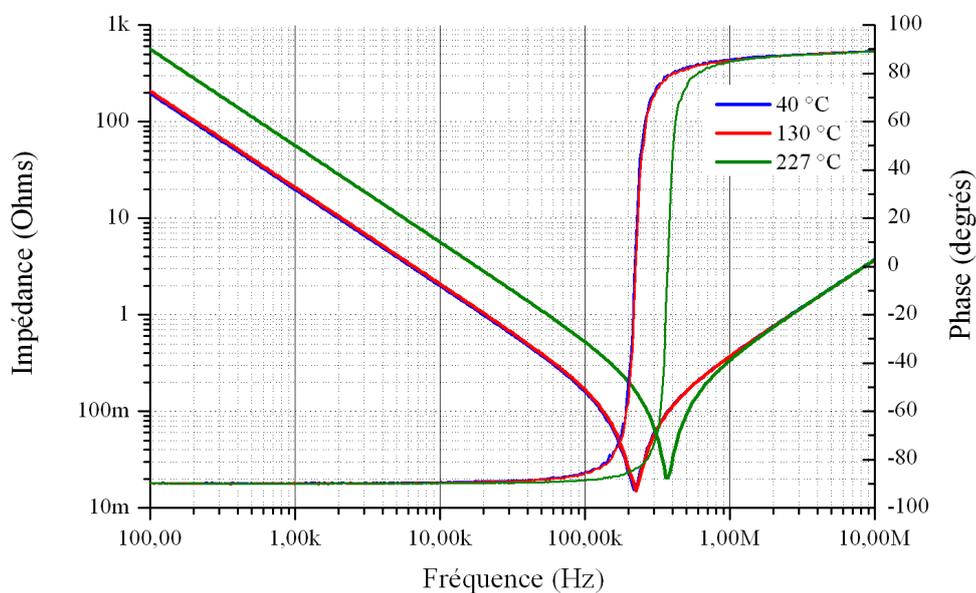


Figure A.6 – Impédance complexe. Condensateur céramique de type X7R (PCI-X7R).

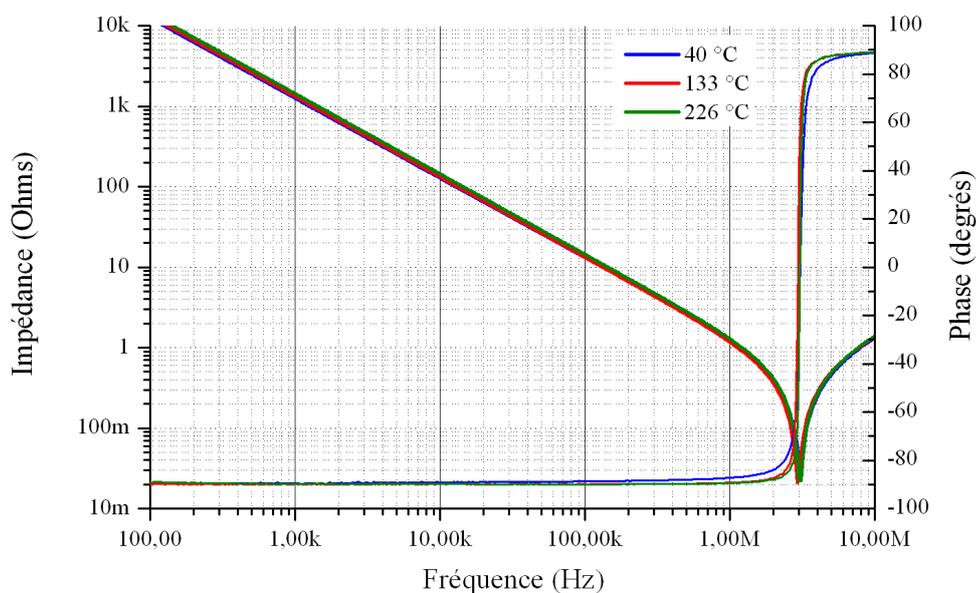
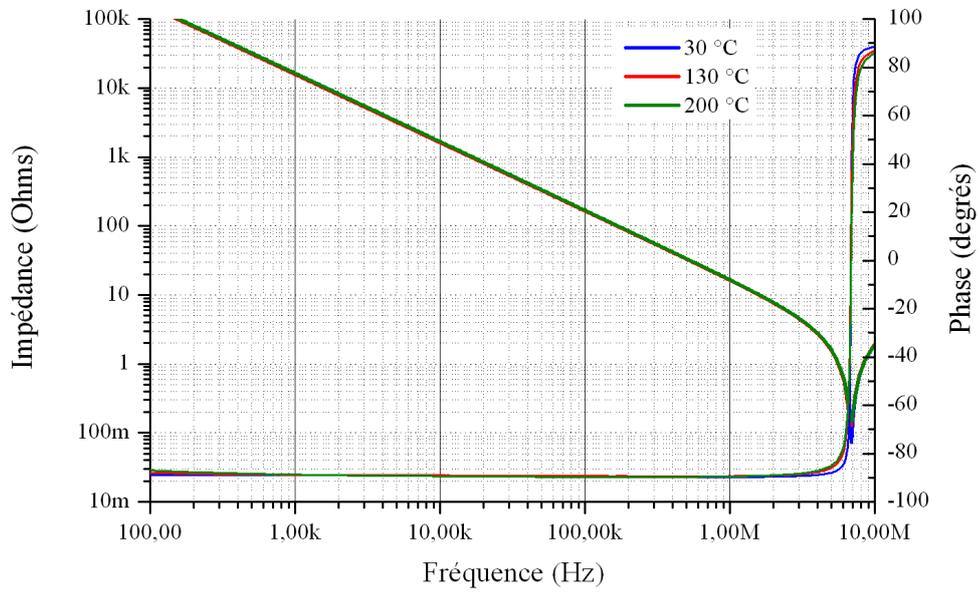
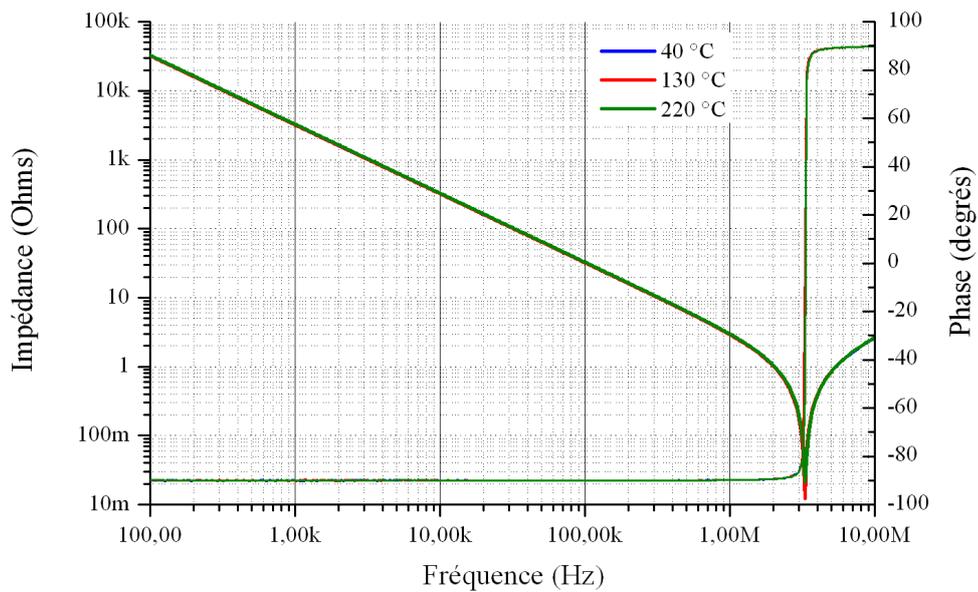


Figure A.7 – Impédance complexe. Condensateur céramique de type BNT (NOV-H).



**Figure A.8** – Impédance complexe. Condensateur à film métallisé Mica (EFD-Mica).



**Figure A.9** – Impédance complexe. Condensateur céramique de type I-NP0 (AMC-NP0).

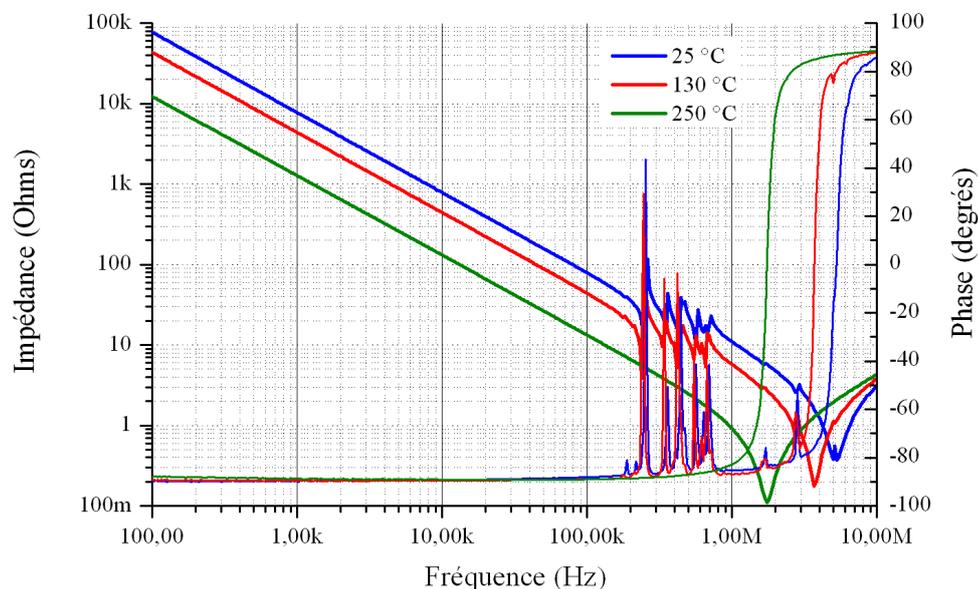


Figure A.10 – Impédance complexe. Condensateur céramique de type BS-PMN-PT (TRS-HT300).

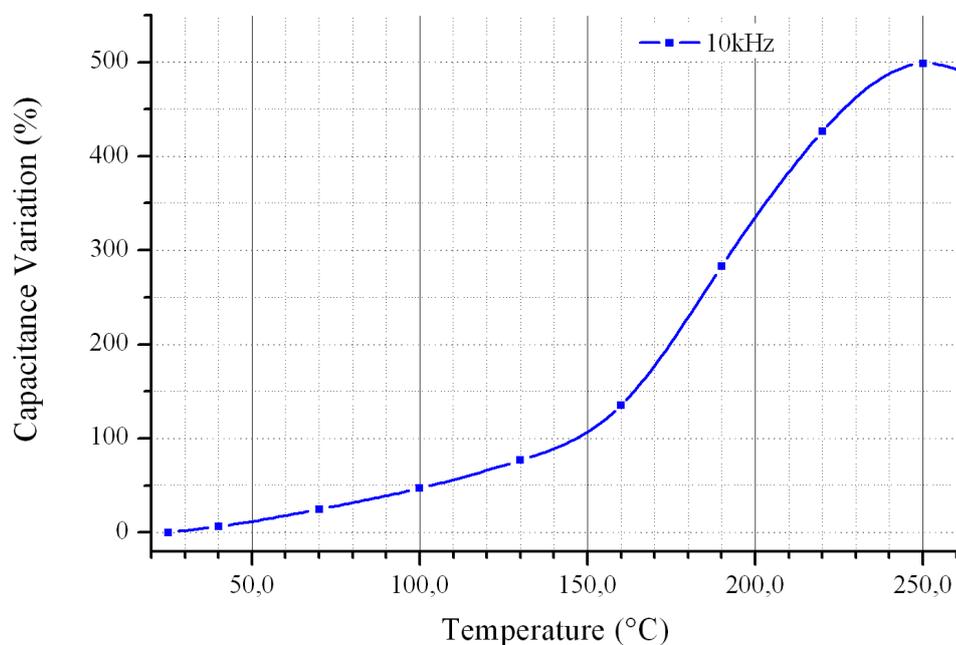
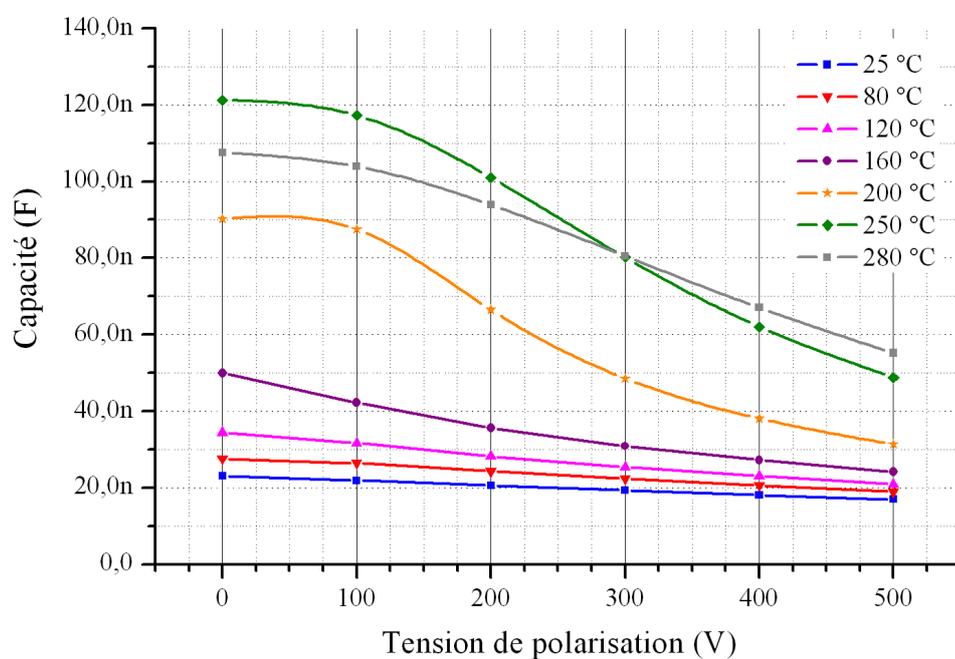


Figure A.11 – Variation relative de la capacité en fonction de la température (référence à 25 °C, données issues des mesures d'impédance complexe). Condensateur céramique de type BS-PMN-PT (TRS-HT300).



**Figure A.12** – Variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation et de la température (à 10 kHz). Condensateur céramique de type BS-PMN-PT (TRS-HT300).



---

---

# Annexe B

---

## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"

Les technologies de condensateurs sont nombreuses [1], mais pour un fonctionnement à des températures ambiantes autour de 200 °C, les choix sont plus restreints. La figure B.1 (a) synthétise les grandes familles de technologies, en fonction de la tension d'utilisation et de la capacité, qui sont disponibles aujourd'hui pour un fonctionnement à 200 °C. On peut remarquer que malgré le marché de niches que constituent les applications "haute température", l'offre est assez fournie.

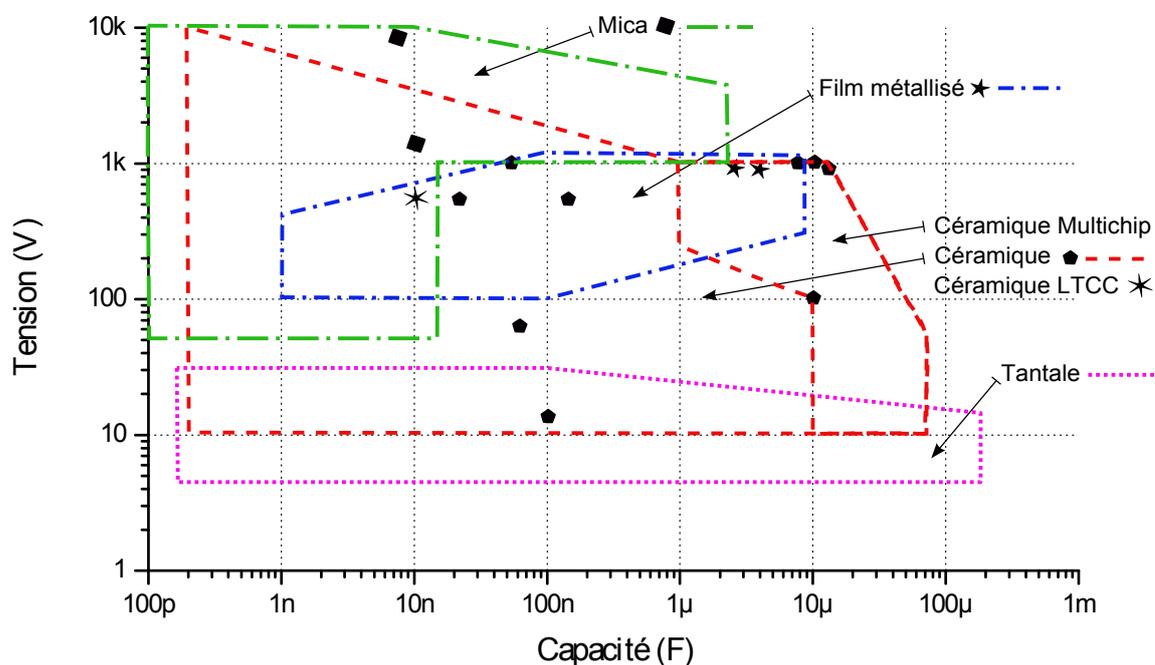
Si l'on oppose cette offre aux différents condensateurs nécessaires au fonctionnement d'un onduleur triphasé "haute température", fig. B.1 (b), le besoin est quasiment couvert. Cependant, l'existence de ces composants ne signifie pas qu'ils sont suffisamment matures pour être utilisés dans des applications où la fiabilité et la durée de vie sont des paramètres importants. Les performances et les limitations de ces technologies sont discutées dans cette section. Les caractéristiques électriques de l'ensemble des films plastiques décrits dans cette section pour des applications "haute température" sont synthétisées à la Table B.2, page 249.

### 1 Condensateurs à films métallisés

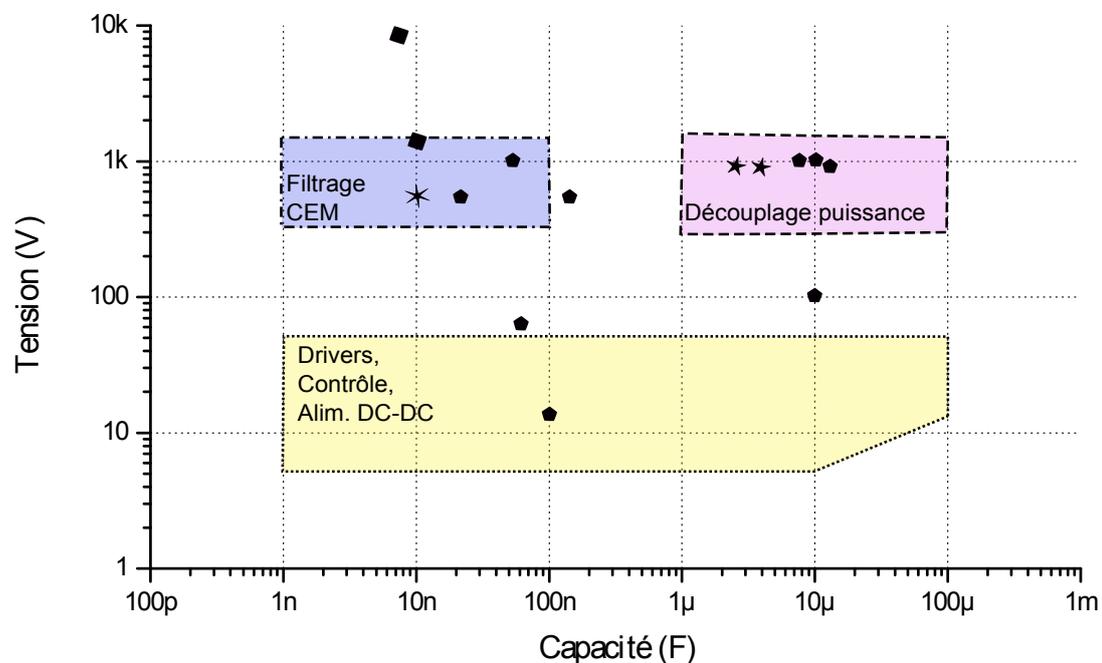
Pour les convertisseurs d'électronique de puissance, les films métallisés sont considérés usuellement comme des films plastiques métallisés. Il existe également d'autres grandes familles de films métallisés comme les composites à base de papier de cellulose ou de papier de Mica.

Les composites à base de papier sont principalement des mélanges de diélectriques, par exemple du papier imprégné d'un diélectrique liquide ou assemblé avec un plastique. L'imprégnation est également possible avec des diélectriques solides à travers des procédés industriels qui sont le cœur du métier des fabricants de condensateurs. Pour ce type de diélectrique, les

## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"



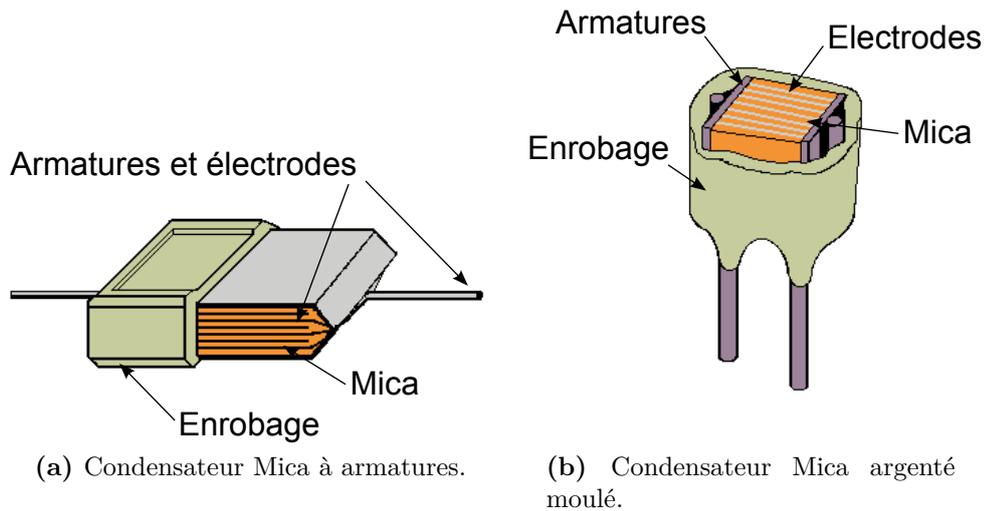
(a) Gammes de capacité et de tension pour les différentes technologies de condensateurs disponibles à 200 °C ambiants.



(b) Gammes de capacité et de tension requises pour un onduleur de tension triphasé "haute température" (200 °C) de puissance moyenne (1 kW à 100 kW).

**Figure B.1** – Comparaison des technologies de condensateur "haute température" et des besoins dans le plan  $V = f(C)$ . Données issues des documentations constructeurs et de la bibliographie. Les symboles signalent les composants caractérisés au cours des travaux présentés dans ce manuscrit.

applications sont plutôt la haute tension ou les fortes puissances. La faible compacité des composants disponibles et leurs mauvaises caractéristiques en température nous amènent à ne pas les étudier.



**Figure B.2** – Structures et géométries de condensateurs Mica.

Contrairement aux composites à base de papier, le Mica est un excellent candidat pour les applications "haute température". Ce diélectrique est un minéral (appartenant au groupe des phyllosilicates) composé en grande partie de  $SiO_2$  et de  $Al_2O_3$  et de quelques oxydes ( $Fe_2O_3$  et  $K_2O$ ). Sa variante la plus utilisée dans les condensateurs est le Mica muscovite de composition  $KAl_2Si_3O_{10}(OH)_2$ . Sa permittivité relative se situe intrinsèquement entre 6 et 8 [2], mais peut être affectée par sa mise en œuvre, notamment s'il est imprégné. La permittivité est dans ce cas autour de 4,5. Cette permittivité est très stable en température et en fréquence (jusqu'à plusieurs  $MHz$ ), et le matériau (sans métallisations) peut supporter facilement jusqu'à  $600\text{ }^\circ C$  [3, 4]. Les pertes diélectriques dans le mica de type muscovite sont assez faibles, les valeurs de  $\tan \delta$  se situent entre  $5 \times 10^{-4}$  et  $2 \times 10^{-3}$ . Cependant, pour un assemblage complet tel qu'un condensateur, ces valeurs peuvent augmenter jusqu'à environ  $2 \times 10^{-2}$  [5]. Sa rigidité diélectrique est relativement élevée, entre  $60\text{ }kV/mm$  et  $240\text{ }kV/mm$ . La rigidité a tendance à augmenter avec la diminution de l'épaisseur du diélectrique. Pour les condensateurs, où les épaisseurs sont de quelques dizaines de micromètres, on se situe autour de  $200\text{ }kV/mm$ .

La mise en œuvre est assez robuste, des grains de petite taille sont imprégnés et/ou laminés pour reconstituer des films minces qui sont métallisés. Les métallisations sont composées d'Aluminium ( $Al$ ) ou de Cuivre ( $Cu$ ) pour les armatures, et d'Argent ( $Ag$ ) pour le Mica imprégné reconstitué. Différentes géométries et structures de composants existent. Deux des plus cou-



**Figure B.3** – Gamme de condensateurs Mica "haute température" Custom Electronics.

rantes sont présentées à la figure B.2. La première (a) conviendra pour des applications "haute tension" et à très fort courant impulsionnel. La seconde, (b), présentera une densité volumique d'énergie stockée supérieure.

Les condensateurs Mica exploitent bien les qualités de ce diélectrique, notamment pour des applications "haute tension", impulsionnelles et également "haute fiabilité". Une grande qualité du Mica est sa robustesse grâce, notamment, à son faible coefficient de dilatation ( $9-12 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ) et à sa faible sensibilité au vieillissement. Ses propriétés à  $200^{\circ}\text{C}$  sont peu différentes de celles mesurées à  $25^{\circ}\text{C}$ , hormis une augmentation du courant fuite, mais qui reste acceptable. Les applications "haute température" utilisent donc cette technologie que l'on peut qualifier comme l'une des rares technologies de condensateurs fiables et matures à  $200^{\circ}\text{C}$ . Les condensateurs Mica peuvent aujourd'hui fonctionner dans des environnements sévères où la température ambiante atteint jusqu'à  $250^{\circ}\text{C}$ . L'enrobage, traditionnellement une résine époxyde, est dans ce cas remplacé par des films mieux adaptés comme par exemple du polyimide (Kapton® chez DuPont). Les principaux fabricants sont, par exemple, Cornell Dubilier, Custom Electronics et en France, Eurofarad (fig. B.3).

Cette technologie est principalement limitée par l'épaisseur minimale du diélectrique qu'il est possible d'utiliser dans les procédés industriels de fabrication. Cette épaisseur est de l'ordre de la dizaine de micromètres. En considérant une rigidité diélectrique d'environ  $200 \text{ kV}/\text{mm}$ ,

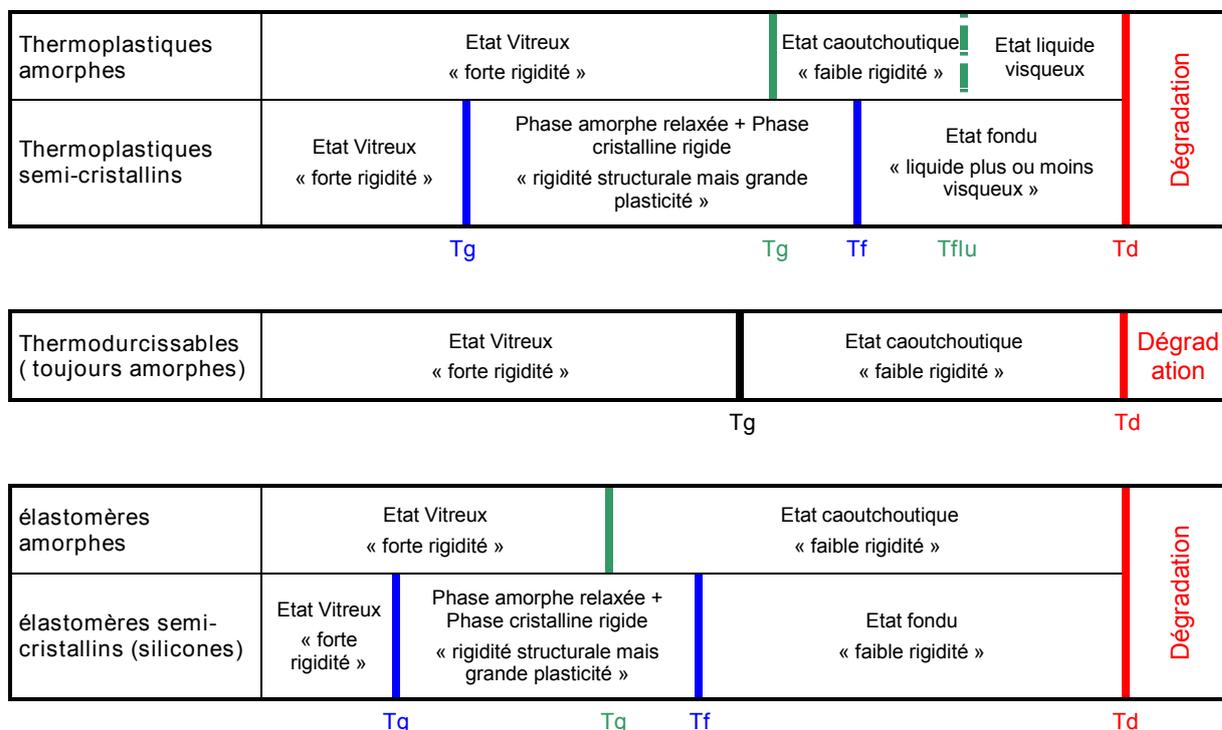
on arrive à une tenue en tension de  $2\text{ kV}$ . Cela est surdimensionné par rapport à nos besoins (fig. B.1 (b)), et malgré une permittivité supérieure à celle des films plastiques, mais bien moindre que celles des céramiques, la densité volumique d'énergie stockée est fortement pénalisée. De plus, ses propriétés mécaniques le rendent difficilement "bobinable". Le coût, par rapport aux films plastiques mais surtout par rapport aux céramiques "single-chip" montées en surface (SMT), est également une limitation à l'utilisation de ces composants. Cela les limite à des marchés de niches cités précédemment. Cependant, pour nos besoins en filtrage CEM, leur usage est intéressant.

De nombreux films plastiques métallisés existent aujourd'hui. Le procédé de fabrication de chaque film est assez comparable. A partir d'un film mince, de quelques micromètres à la douzaine de micromètres, le diélectrique est métallisé, découpé et bobiné [1]. Le condensateur élémentaire est appelé un bobineau. On obtient facilement plusieurs microfarads pour un bobineau. Les métaux d'électrodes sont en général composés d'Aluminium (Al) ou de Zinc (Zn), voire d'un alliage Aluminium-Zinc (AlZn) [6, 7]. Ensuite vient l'étape de schoopage qui consiste, dans la géométrie présentée à la fig. B.5 (b), à connecter le bobineau à l'extrémité des électrodes. Il existe également des géométries de type "empilé" (stacked), comparables à celles des condensateurs céramiques, qui requièrent de la même manière un schoopage. Cette étape est assez délicate, et plusieurs bobineaux peuvent être connectés en parallèle pour augmenter la valeur de la capacité du condensateur. Le composant est ensuite protégé par un boîtier. De même que dans l'industrie des semi-conducteurs, la maîtrise de chaque étape technologique est essentielle pour obtenir des composants performants qui exploitent au mieux les qualités intrinsèques des matériaux.

Pour les plastiques (ou polymères), on définit une température de transition vitreuse  $T_g$ . Cette température, dans la plupart des cas, indique un changement de phase de second ordre. Le matériau reste solide mais ses propriétés changent, et parfois brusquement. La figure B.4 montre les différents états de plusieurs types de polymères en fonction de la température. Selon le type de polymère, l'élasticité augmente ainsi que les pertes diélectriques au-dessus de la température de transition vitreuse. La majorité des polymères qui sont utilisés pour les condensateurs est de type thermoplastiques (amorphe ou semi-cristallin) [2].

Les plus courants sont le polyéthylène téréphtalate (PET, un type de polyester), le polyéthylène naphtalate (PEN), le polycarbonate (PC) et le polypropylène (PP, variante BOPP, Biaxially Oriented PolyPropylène). Leurs températures d'utilisation ne dépassent pas  $125\text{ °C}$  pour les meilleurs d'entre eux avec des effets importants sur la durée de vie du condensateur [8]. Cependant certains travaux ont été menés pour étendre leur utilisation dans des applications automobiles ou de télécommunications [9, 10]. Dans [11], il est montré que le polypropylène

## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"

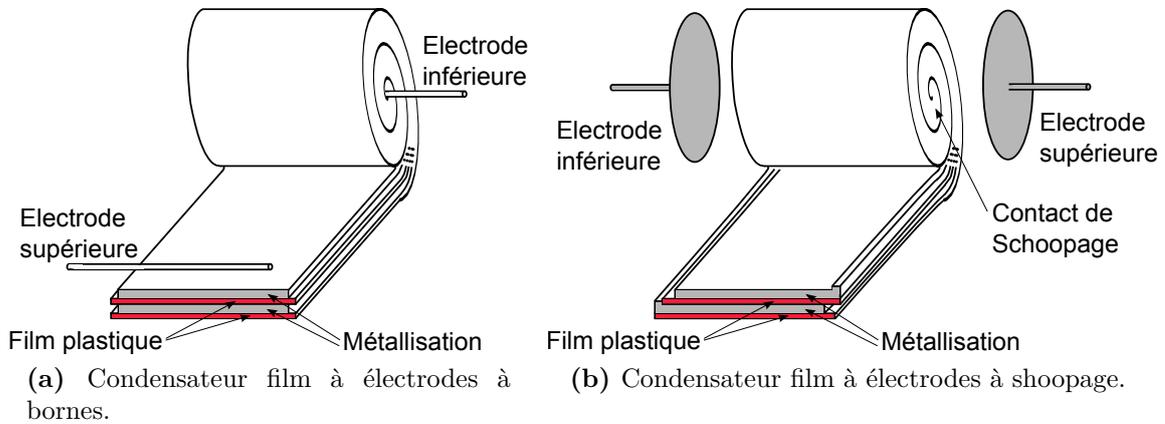


**Figure B.4** – Représentation schématique des variations de propriétés physiques des polymères en fonction de la température (échelle de température arbitraire).  $T_g$ , la température de transition vitreuse,  $T_f$ , la température de fusion,  $T_{flu}$ , la température de fluidification, et  $T_d$ , la température de dégradation.

peut fonctionner correctement jusqu'à  $125\text{ }^\circ\text{C}$  avec des pointes ponctuelles à  $180\text{ }^\circ\text{C}$ .

Actuellement, pour les applications nécessitant des composants capables de fonctionner dans une plage de températures étendue, typiquement de  $-55\text{ }^\circ\text{C}$  à  $125\text{ }^\circ\text{C}$ , avec une excellente fiabilité, les films utilisés sont de type polycarbonate ou polysulfure de phénylène (PPS) [12]. Ces films présentent des bonnes performances diélectriques et possèdent également des propriétés d'auto-cicatrisation (self-healing).

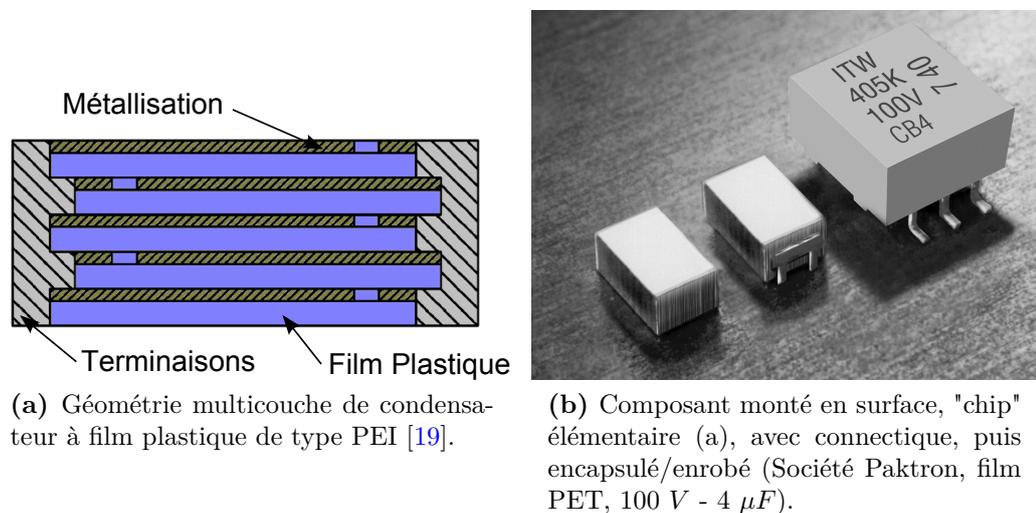
Pour des applications "haute température" ( $200\text{ }^\circ\text{C}$  ambiants), la seule technologie de condensateurs à film plastique, industrialisée et disponible, utilise le polytétrafluoroéthylène (PTFE, Téflon® chez DuPont). Sa permittivité relative est assez faible ( $2.1$ ) et sa rigidité diélectrique est modérée par rapport aux films cités précédemment ( $160\text{ kV/mm}$ ). Le facteur de perte à  $25\text{ }^\circ\text{C}$  se situe entre  $1 \times 10^{-3}$  et  $1 \times 10^{-2}$ , et augmente avec la température [13]. De plus, de très faibles épaisseurs ne sont pas disponibles ( $>6\text{ }\mu\text{m}$ ) et les films PTFE sont difficiles à métalliser [14], de part leurs propriétés hautement anti-adhésives. Les gammes de tensions et de capacités sont donc assez réduites et la densité volumique d'énergie stockée est faible. On trouvera des condensateurs pour des tensions nominales de quelques centaines de volts et ne dépassant pas le microfarad [15]. Le coût est également très important, ce qui limite son uti-



**Figure B.5** – Structures et géométries de condensateurs à films plastiques métallisés, bobineau élémentaire.

lisation à des applications militaires ou nécessitant une excellente fiabilité. Certains fabricants proposent des composants capables de fonctionner à  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ , cependant les tensions nominales sont réduites pour limiter le courant de fuite élevé, ce qui pénalise davantage le volume ainsi que la durée de vie. Le film polymère de type PPS fonctionne très bien jusqu'à  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Il a beaucoup été étudié pour étendre sa plage de fonctionnement en température, d'abord à  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  avec succès, et ensuite à  $175/200\text{ }^{\circ}\text{C}$  [14, 16, 17]. Il possède des caractéristiques électriques légèrement meilleures que les films plastiques plus courants comme le PET, le PP ou le PEN mais il est peu utilisé à cause de son coût plus élevé. Sa permittivité relative est de 3.1 et sa rigidité diélectrique est comprise entre 300 et  $500\text{ kV/mm}$  [6]. Son aptitude à être métallisé est très bonne, et les épaisseurs de films métallisés sont disponibles jusqu'à quelques micromètres. Il présente également des pertes dynamiques faibles, typiquement entre  $5 \times 10^{-4}$  et  $2 \times 10^{-3}$ . Ce type de film, combinant une bonne tenue diélectrique, une permittivité relative correcte, des épaisseurs de film faibles et des pertes faibles, est actuellement parmi les meilleurs candidats pour atteindre des densités volumiques d'énergie stockée élevées. Comme la majorité des films plastiques, ses performances sont stables en température, sous polarisation (dépendance en fonction de la tension) et en fréquence.

Cependant pour un usage permanent à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  le PPS n'est pas adapté. Sa conductivité électrique est élevée à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  et ses propriétés thermo-mécaniques rendent difficile la tenue à long terme de la métallisation. Un usage permanent jusqu'à  $170\text{ }^{\circ}\text{C}$  est possible avec des excursions brèves à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  [14]. Pour des applications où une température de  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  est atteinte uniquement pendant des modes de fonctionnement extrêmes et une courte durée (faible fréquence et transitoire rapide, quelques minutes), le PPS reste un très bon choix. Les condensateurs utili-

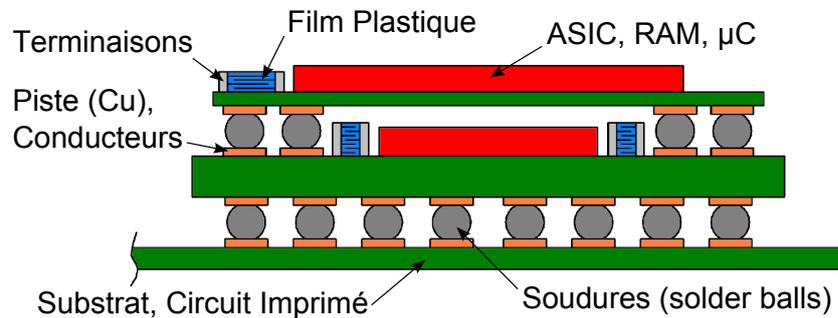


**Figure B.6** – Géométrie et composant multicouche à film plastique (MLP, Multiple Layer Polymer).

sant le PPS sont également appréciés pour leur légèreté (densité d'environ  $1,35g/cm^3$ ) dans les systèmes embarqués. On peut nommer deux fabricants de ces condensateurs, Dearborn (USA) et Eurofarad (Fr), ainsi qu'un des principaux fournisseurs de films PPS métallisés, le japonais Toray.

Nous avons à présent balayé les technologies de films métallisés qui sont les plus matures. Toujours en se référant à la figure B.1 (b), on constate qu'avec les films métallisés, les besoins sont partiellement couverts. Le filtrage CEM peut être réalisé par des condensateurs Mica mais pour les basses tensions (inférieures à 50 V), ces technologies à 200 °C présentent une capacité trop faible à cause de leur faible permittivité relative et des épaisseurs de diélectrique trop importantes. Le PPS pourrait couvrir ce besoin ainsi que celui concernant le découplage de puissance, mais il ne peut que fonctionner temporairement à 200 °C. Les industriels des transports (ferroviaire, aéronautique, automobile) et les militaires utilisent beaucoup les condensateurs à films plastiques pour leur légèreté, leur fiabilité et leur propriété d'autocicatrisation (ce qui conduit à un mode de défaillance majoritairement en circuit ouvert [18]). Naturellement, ce secteur tente de trouver des solutions pour utiliser des films plastiques métallisés à des températures plus élevées. Il existe ainsi des travaux assez récents qui expérimentent avec plus ou moins de succès de nouveaux films métallisés.

Beaucoup utilisés comme isolants, et pouvant fonctionner jusqu'à 300 °C, les polyimides (PI) de type Kapton® ont été étudiés. Les films métallisés de type PI présentent des pertes acceptables à 200 °C ( $6 \times 10^{-3}$ ) mais une rigidité diélectrique assez faible (entre 40 et 50 kV/mm) [20]. L'apparition de décharges brusques et destructives, qui sont favorisées par des conditions de

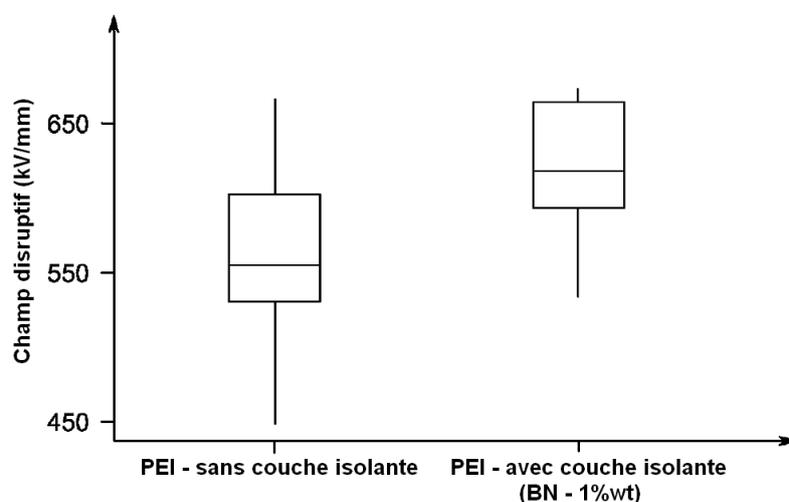


**Figure B.7** – Intégration de condensateurs multicouches à film plastique dans un convertisseur et/ou une carte de contrôle [19].

fonctionnement en environnement sévère (température et humidité), réduit fortement leur attractivité. Ce type de film est également difficile à métalliser et coûteux. Outre, ces inconvénients, un dernier point est souvent mis en avant, c'est la non disponibilité de films PI métallisables avec de faibles épaisseurs, l'empêchant ainsi d'être un bon candidat pour des condensateurs compacts.

D'autres travaux [17, 21, 22], sont dédiés au polyetherimide (PEI). Ces travaux sont menés principalement par General Electric et soutenus par le Department of Energy américain (DOE). Il semble en cours d'industrialisation pour des applications d'électronique de puissance embarquées [19]. Le PEI présente des caractéristiques électriques très proches de celles du PPS, avec un facteur de pertes légèrement supérieur compris entre  $1 \times 10^{-3}$  et  $3 \times 10^{-3}$ , mais une résistivité à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  supérieure. Une des principales propriétés le différenciant du PPS est sa température de transition vitreuse ( $218\text{ }^{\circ}\text{C}$  pour le PEI,  $92\text{ }^{\circ}\text{C}$  pour le PPS) qui permet à ce film de garder ses propriétés mécaniques et thermiques stables jusqu'à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Cela lui autorise un fonctionnement permanent à cette température. Les épaisseurs de films métallisés sont accessibles à partir de  $0,6\text{ }\mu\text{m}$  ( $5\text{ }\mu\text{m}$  pour une tension nominale de  $1\text{ kV}$ ), ce qui permet, contrairement au PPS, d'envisager des composants compétitifs pour des tensions plus faibles (inférieures à  $100\text{ V}$ ). Selon l'assemblage proposé dans [19], les géométries sont de type "Multiple Layer Polymer" (MLP, fig. B.6), ce qui augmente le foisonnement (usuellement entre 0,65 et 0,75 pour des condensateurs bobinés) du composant par rapport à son encombrement, et permet une meilleure intégration dans l'ensemble du convertisseur à l'instar des condensateurs céramiques, fig. B.7. Les dimensions de ce type de composants peuvent être d'environ  $5\text{ mm}$  à plusieurs centimètres, et pour la hauteur, de  $300\text{ }\mu\text{m}$  à plusieurs centimètres. L'assemblage complet du composant devrait tenir  $300\text{ }^{\circ}\text{C}$  en pointe pour être compatible avec les procédés de brasures industriels (fusion du PEI à partir de  $338\text{ }^{\circ}\text{C}$  [22]).

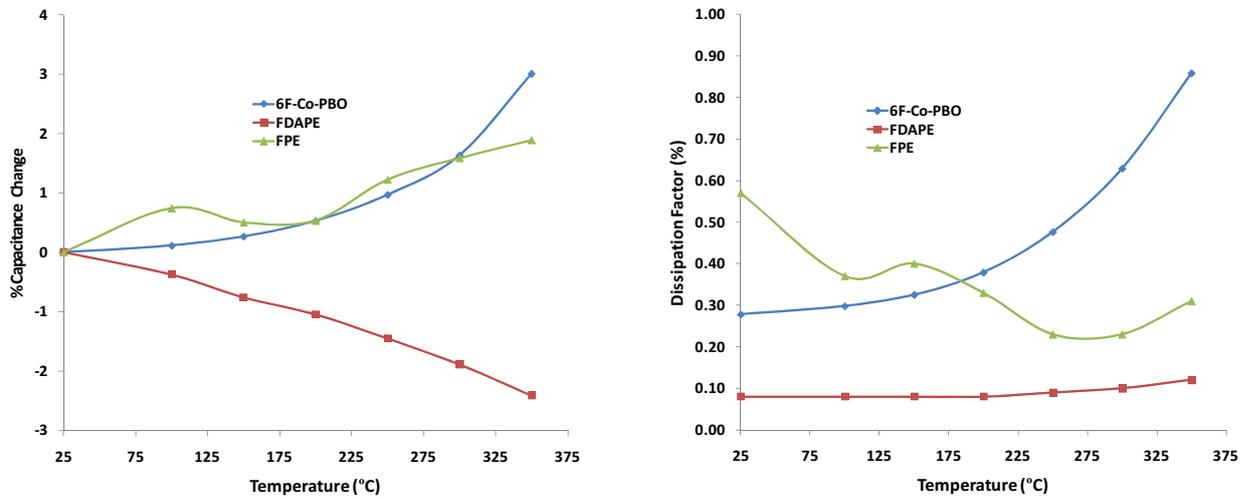
Un autre aspect intéressant abordé dans ces travaux est le "dopage" du PEI par divers



**Figure B.8** – Influence de l'insertion d'une couche mince isolante entre la métallisation et le film PEI sur la rigidité diélectrique moyenne [25]. Les rectangles représentent en ordonnée la dispersion du champ disruptif.

composés tels que des nanoparticules de  $TiO_2$  [23] ou  $SiO_2$  [24]. Le film est considéré alors comme un polymère composite. Dans ces travaux [23], sa permittivité relative augmente, de 3 à 3.5 avec seulement 3 % de la masse composée de nanoparticules, et en conservant une rigidité diélectrique d'environ  $300 \text{ kV/mm}$ . En augmentant la proportion de particules dans le PEI, la permittivité relative peut atteindre 12. La rigidité diélectrique décroît ( $100 \text{ kV/mm}$ ) mais pour des composants basse tension, où les procédés sont limités par des épaisseurs minimales ( $0.6 \mu\text{m}$  -  $1 \mu\text{m}$ ), le gain de densité volumique d'énergie stockée serait significatif (meilleure compacité). Outre la concentration des particules ajoutées, leur taille est étudiée dans [24] pour limiter la perte de rigidité diélectrique. Une taille nanométrique ( $10 \text{ nm}$ ) des particules semble être meilleure qu'une taille de l'ordre du micromètre. Pour améliorer la rigidité diélectrique du PEI, et par la suite du PEI "composite", des travaux complémentaires ont été réalisés [25]. L'idée est d'insérer une couche mince d'un autre isolant dont la permittivité et la rigidité diélectrique sont supérieures. On peut citer l'alumine ( $Al_2O_3$ ) ou le nitrure de Bore ( $BN$ ) comme isolant. Les résultats montrent fig. B.8 l'amélioration de la rigidité diélectrique avec du  $BN$ . Il est aussi précisé que la durée de vie du film est améliorée car il subit moins de contraintes électriques. Cependant, bien que le PEI "composite" supporte les températures élevées, ces derniers travaux ne présentent pas de résultats à  $200 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Un autre film, le polyétheréthercétone (PEEK® de Victrex), aux caractéristiques électriques proches du PEI, est potentiellement intéressant pour des condensateurs "haute température" [17, 26]. Il est couramment utilisé pour des applications aéronautiques ou automobiles comme isolant



**Figure B.9** – Variation de la capacité et du facteur de pertes à 10  $kHz$  en fonction de la température de condensateurs à films plastiques métallisés de types FPE, FDAPE et 6F-Co-PBO [28].

ou enrobage, et supporte facilement 200 °C. Sa rigidité diélectrique est un peu moins bonne (300  $kV/mm$ ), mais sa température de transition vitreuse est autour de 143 °C [27], ce qui lui donne potentiellement des possibilités de fonctionnement à 200 °C. Les travaux concernant ce film métallisé sont un peu moins avancés que pour le PEI. Des efforts restent nécessaires pour améliorer la métallisation et les traitements thermiques pour que le film soit compatible avec la construction d'un composant industrialisable (bobiné ou empilé). A ce jour, aucun démonstrateur de condensateur est connu.

Le fluorene polyester (FPE) est un film initialement développé par 3M et qui est particulièrement étudié par les laboratoires de l'armée américaine et notamment l'AFRL (Air Force Research Laboratory) [28, 29]. Les applications visées sont principalement des applications aéronautiques militaires "haute température" et des applications militaires impulsives. Ce film plastique métallisé présente de bonnes performances électriques, fig. B.9, très comparables à celles du PEI, avec légèrement plus de pertes ( $\tan \delta$  entre  $0,4 \times 10^{-2}$  et  $1 \times 10^{-2}$ ). Sa résistance d'isolement semble par contre un peu moins bonne que le PPS mais cette mesure n'est pas publiée à 200 °C [29]. Ce film possède une température de transition vitreuse élevée, environ 330 °C, qui permet de conserver des caractéristiques mécaniques et thermiques stables à 200 °C. Les épaisseurs de film minimales disponibles sont autour de 2  $\mu m$ , ce qui autorise la conception de condensateurs avec des tensions nominales minimales d'environ 250 V. Des prototypes de condensateurs ont été fabriqués par Dearborn, dont le composant présenté à la figure B.10 (a). Il a été testé en charge dans un convertisseur de type "Boost entrelacé" de 10 kW (100 V/270 V,  $F_{sw} = 75 kHz$ ) et également en vieillissement pendant 250 heures à

## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"

---

200 °C et 250 V sans défaillance. Une partie de ces études tente aussi d'optimiser la géométrie du composant pour limiter l'auto-échauffement et les inductances parasites (*ESL*). Ces essais démontrent une faisabilité avancée de ce type de condensateur pour des applications d'électronique de puissance "haute température".

De la même manière que pour le PEI "composite", des travaux complémentaires ont été menés pour améliorer la densité volumique d'énergie stockée en "dopant" le film plastique par des nanoparticules [30]. Dans ces travaux, les particules sont des composés de type titanate (typiquement  $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$ ,  $SrTiO_3$ ,  $BaTiO_3$  et des dopants) dérivés des formulations classiques employées dans les condensateurs céramiques (fig. B.10 (c) et (d)). La taille des particules est de l'ordre de 50 nm mais la concentration n'est pas indiquée. Les résultats montrent une augmentation de la permittivité relative qui atteint 10 dans le prototype décrit à la figure B.10 (b). Le film perd légèrement sa rigidité diélectrique mais conserve une valeur correcte d'environ 295 kV/mm. La capacité et le facteur de pertes du prototype sont caractérisés de -50 °C à 300 °C, et ces mesures démontrent des performances comparables au FPE classique. En général, l'ajout de titanate ou d'alumine comme pour le PEI, améliore sensiblement la conductivité thermique du film et réduit son coefficient de dilatation (CTE). Il n'y a pas de travaux connus à ce jour ayant étudié la robustesse et la fiabilité de condensateurs utilisant ces films "composites". Leur utilisation devrait néanmoins améliorer la fiabilité des assemblages, surtout pour la tenue au cyclage thermique de la métallisation. La souplesse du film serait par contre légèrement réduite, reportant probablement un peu plus de contraintes sur les terminaisons ou le shoopage. Hormis ces gains potentiels, il existe un point négatif concernant ce film plastique "composite" qui est sa mise en œuvre difficile.

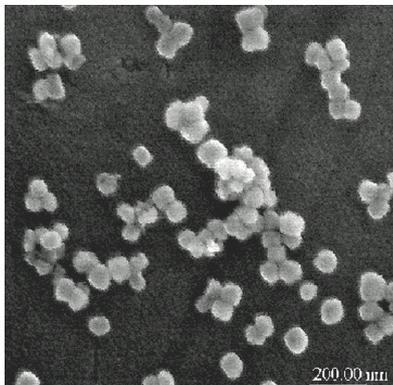
Toujours soutenus par la défense américaine [28], d'autres films à haute température de transition vitreuse ( $T_g > 300$  °C) sont investigués pour répondre à ce besoin de forte compacité à "haute température". Ces films sont entre autres : un fluorenyl polyester modifié avec un matériau de type "diamond-like hydrocarbon" [31] qui est nommé FDAPE, le 6F-Co-PBO qui est un copolymère composé à 50 % de 6F-polybenzoxazole et 12F-polybenzoxazole, le PI-ADE, un polyimide fluoré modifié, ainsi que le polyphényl-quinoxaline (PPQ). On peut remarquer que le PPQ a aussi été étudié à la fin des années 80 par Thomson-CSF pour des condensateurs films "haute température" [32]. Ces travaux montrent des performances comparables à celle du FPE (fig. B.9). Les films 6F-Co-PBO et FDAPE semblent les plus intéressants, ils montrent cependant des rigidités diélectriques modérées, de l'ordre 240 kV/mm, à comparer à 440 kV/mm pour le FPE. Toutefois, ces résultats sont très dépendants de la mise en œuvre qui peut être améliorée. Ces deux derniers films sont moins sensibles à un fonctionnement sous polarisation que le PFE. Le facteur de pertes est peu affecté. Le FDAPE se distingue du 6F-Co-PBO par



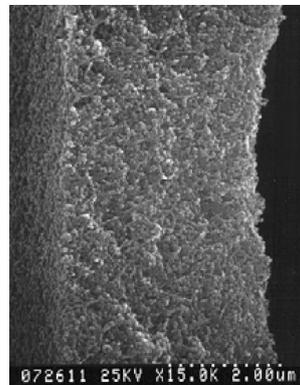
(a) Fabrication Dearborn, condensateur  $10 \mu F$  -  $250 V$  [29].



(b) fabrication TLP Inc., condensateur  $6.8 nF$  -  $800 V$  [30].

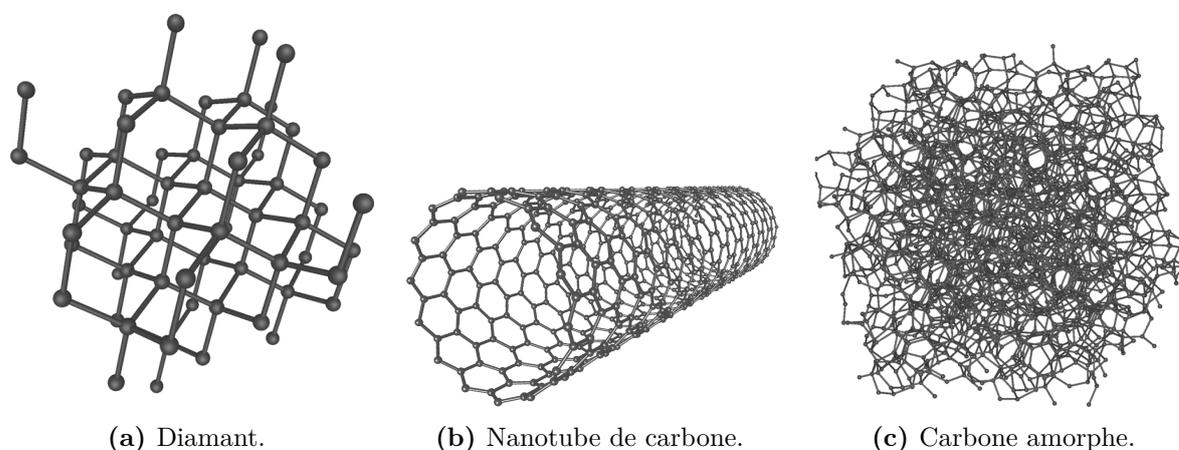


(c) Photographie au microscope de nanoparticules de  $BaTiO_3$  ( $50 nm$ ) insérées dans le film FPE [30].



(d) Photographie au microscope de film FPE "composite" (épaisseur  $4 \mu m$ ) [30].

**Figure B.10** – Prototypes de condensateurs "haute température" à film métallisé FPE.



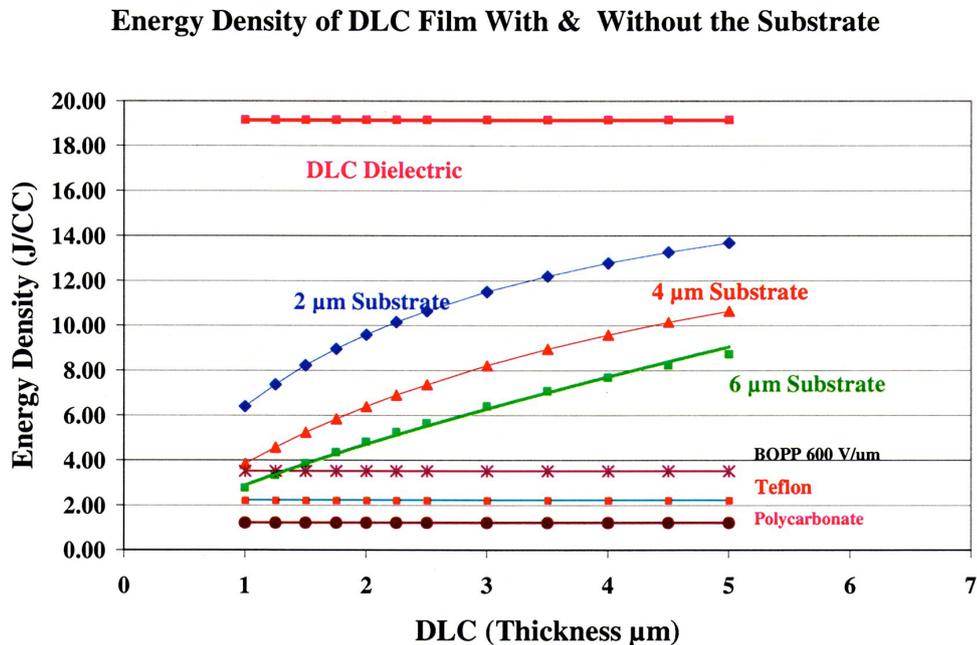
**Figure B.11** – Différentes formes allotropiques du carbone. Illustration de la forme amorphe utilisée dans les films métallisés de type "DLC" (source : Michael Ströck, 7 février 2006, Wikipédia).

un facteur de pertes nettement inférieur (fig. B.9), une résistivité supérieure ( $10^{17} \Omega.cm$  par rapport à  $10^{15} \Omega.cm$ ) et constante sur une plage de températures très large ( $25^\circ C$  à  $350^\circ C$ ). Le FDAPE présente donc de bonnes qualités pour de futurs travaux et les auteurs proposent également d'étudier un FDAPE "composite".

Les films de type "Diamond-like Carbon" (DLC) [31, 33] ont été récemment mis en avant en tant que films métallisés [34]. C'est un type matériau métastable<sup>1</sup> composé de carbone amorphe ou de carbone hydrogéné amorphe (a-C ou a-C:H). L'élaboration de cet état est rendu possible par des procédés de dépôts de couches minces de type PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition). On voit fig. B.11 (c) l'illustration de sa forme amorphe. Les DLC possèdent notamment des qualités mécaniques très intéressantes et ajustables qui font de ce type de matériau un revêtement apprécié [35]. Sa dureté peut être modulée et par exemple devenir supérieure à celle du *SiC*. En tant que diélectrique, sa permittivité relative est comprise entre 2.7 et 3.8. Sa rigidité diélectrique est comprise entre  $600 kV/mm$  et  $970 kV/mm$ . L'utilisation comme diélectrique unique dans un condensateur est aujourd'hui impossible mais des procédés permettent de le déposer sur un substrat plastique [36, 37]. Le foisonnement est alors dégradé mais ses performances en densité volumique d'énergie stockée, fig. B.12 sont toutefois remarquables par rapport aux films plus conventionnels (entre 2 et  $3 J/cm^3$  au maximum pour le PPS, PEI ou le PFE). L'adhésion du dépôt de matériau DLC est excellente sur les substrats plastiques tels que le PET. Dans une phase de pré-industrialisation, un prototype d'un condensateur  $14 \mu F$  -  $100 V$ , conçu par K-system et assemblé par Dearborn, a été testé. L'épaisseur de film DLC

---

1. Un système métastable est un système instable mais qui n'évolue pas parce que la vitesse de transformation est très lente en raison de l'absence ou la rareté d'un catalyseur



**Figure B.12** – Comparaison de densité volumique d'énergie stockée en fonction de l'épaisseur du diélectrique. Mise en évidence de l'influence de l'épaisseur du substrat de type PET [34]. (J/CC équivalent à  $J/cm^3$ )

est de  $0,5 \mu m$ , déposé sur un film PET de  $12 \mu m$ . A cause de ce substrat plastique, les tests ont été effectués seulement de  $-50 \text{ }^\circ C$  à  $170 \text{ }^\circ C$ . La stabilité des performances est très bonne y compris après quelques heures de vieillissement sous la tension nominale. Pour ce prototype, les courants de fuites sont également très faibles mais les facteurs de pertes mesurés sont toutefois assez élevés (entre  $1 \times 10^{-2}$  et  $3 \times 10^{-2}$ ). Ce type de diélectriques est donc potentiellement intéressant pour des condensateurs de puissance "haute température", des efforts restent à faire principalement sur l'épaisseur du substrat plastique et sur les pertes diélectriques.

Les épaisseurs du film DLC pouvant être très fines, des condensateurs multicouches "empilés" ont été testés sur un wafer de silicium pour des applications de microélectronique. Les mesures électriques à  $200 \text{ }^\circ C$  montrent de bons résultats [34].

En utilisant la même approche qu'avec les films DLC, des oxydes sont déposés sur un substrat plastique pour être bobiné. Plusieurs oxydes sont étudiés notamment le  $SiO_2$ , le  $TiO_2$ , le  $ZrO_2$  ou le  $HfO_2$ <sup>2</sup>. Comme le DLC, le principal avantage réside dans une augmentation de la densité volumique d'énergie stockée par une meilleure permittivité relative. Le meilleur candidat semble être le  $SiO_2$  qui présente une permittivité relative de 4,9 et une rigidité diélectrique d'environ  $800 \text{ kV/mm}$  [38, 39]. Le  $HfO_2$  pourrait également être intéressant car malgré une

2. Oxyde d'Hafnium, concurrence actuellement le  $SiO_2$  comme oxyde grille

rigidité diélectrique plus faible que le  $SiO_2$  ( $400\text{ kV/mm}$ ), sa permittivité relative est nettement supérieure ( $\varepsilon_r=25$ ). Le procédé décrit dans [39] utilise cette fois un substrat plastique de type PI métallisé de  $13\ \mu\text{m}$ . La couche de  $SiO_2$  déposée est de  $0,35\ \mu\text{m}$ . La rigidité diélectrique de leurs prototypes, bobinés et construits par Dearborn, est d'environ  $400\text{ kV/mm}$ . Le facteur de pertes est comparable à celui obtenu avec le DLC, et leurs essais en vieillissement à  $200\text{ }^\circ\text{C}$  ne montrent pas de défaillance ni de variation significative sur les paramètres électriques. Comme pour le DLC, ces premiers essais montrent la compatibilité du  $SiO_2$  avec un procédé de fabrication de condensateurs à film métallisé. Des efforts sont maintenant attendus pour améliorer la densité volumique d'énergie stockée ainsi que les pertes.

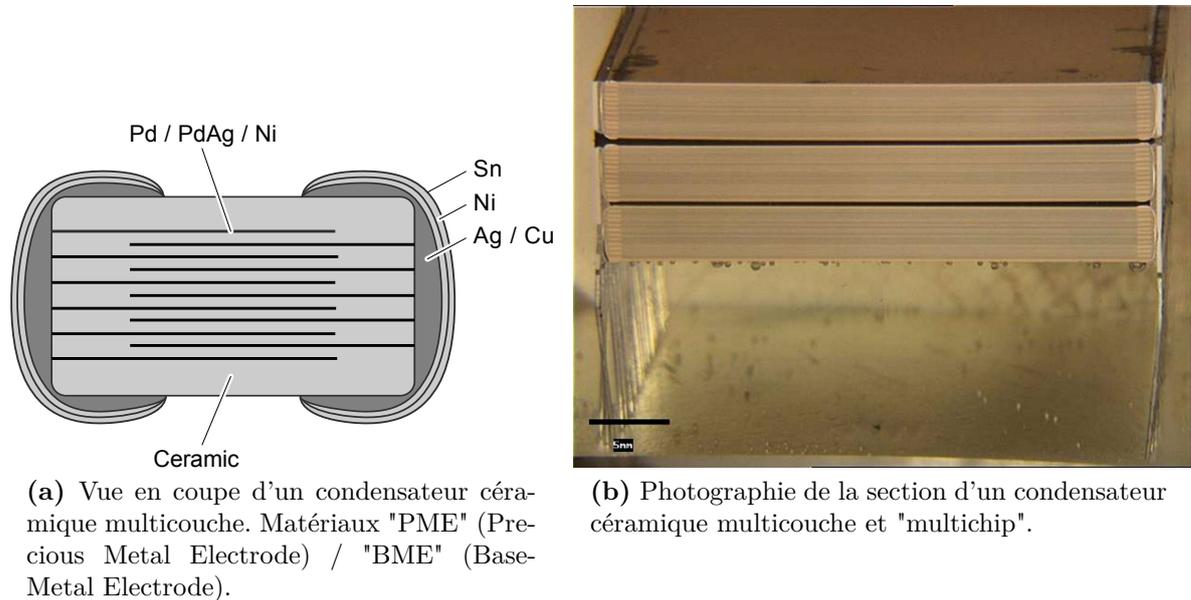
Des travaux plus anecdotiques concernent des condensateurs multicouches où le diélectrique est de l'oxynitride d'aluminium ( $AlON$ ) [40], ou bien des condensateurs multicouches à film plastique métallisé de type dipropylène glycol diacrylate (DPGDA) [29]. Ce dernier qui affiche une perméabilité de 4.8 montre des performances relativement mauvaises avec un facteur de pertes supérieur à  $1 \times 10^{-2}$ . En amont de ces travaux, de nombreux laboratoires étudient l'association d'un film plastique avec des nanoparticules et notamment avec des particules utilisées pour les condensateurs céramiques pour augmenter la permittivité. Cependant la plupart de ces travaux n'étudient que le film et restent très éloignés d'un prototype de condensateur.

## 2 Condensateurs céramiques

Un condensateur céramique est parfois simple couche, et souvent multicouche (MLCC, MultiLayer Ceramic Capacitor dans la terminologie anglo-saxonne). La géométrie multicouche, fig. B.13 (a), est un empilement de condensateurs élémentaires plans, identique à celui présenté pour les condensateurs multicouches à films plastiques. Pour augmenter la valeur de la capacité du composant, on additionne les condensateurs multicouches dits "chips" qui sont aussi appelés "stacks", car il s'agit d'un empilement vertical, fig B.13 (b). La capacité est alors équivalente à un condensateur plan, et peut être facilement déduite par l'Equation B.1.  $L_1$  et  $L_2$  sont respectivement la longueur et la largeur des électrodes en regard,  $N_{couche}$  le nombre de couches de diélectrique entre les électrodes, et  $N_{chip}$  le nombre de condensateurs élémentaires (chip).

$$C_{mlcc} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot N_{couche} \cdot N_{chip}}{e} \quad (\text{B.1})$$

Les condensateurs céramiques sont souvent organisés par classe ou type de diélectrique. Cette classification a été normalisée par l'Electronic Industries Association (EIA) en 1958. Elle définit un diélectrique d'un condensateur en fonction de sa variation relative maximale de capacité sur



**Figure B.13** – Schéma et photographie d'une vue en coupe d'un condensateur céramique multicouche.

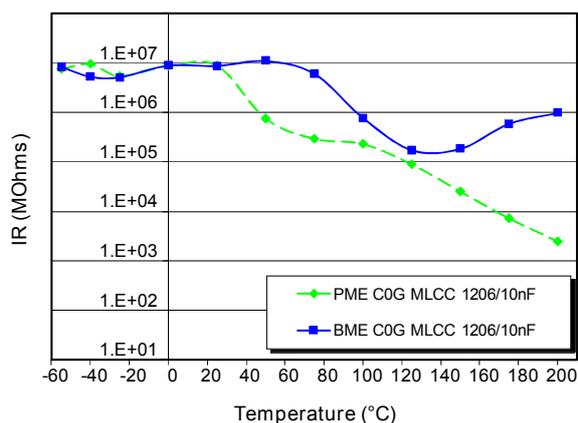
une plage de températures, Table B.1. Toutes les combinaisons ne sont pas utilisées et les plus courantes sont habituellement appelées classe ou type I, II et III, ce qui correspond respectivement à NP0 (ou C0G), X7R et Z5U. Ces trois classes couvrent les usages les plus fréquents, les NP0 sont très stables, les X7R sont utilisées comme condensateurs de découplage (puissance et fortes valeurs de capacité), et les Z5U pour des cartes électroniques basse tension fonctionnant à température ambiante. Leurs principales caractéristiques sont réunies à la Table B.2, page 249. Ils sont très appréciés par les industriels, et notamment pour les cartes électroniques (de faible puissance), car de très petites tailles sont disponibles, et ces composants sont compatibles avec les procédés de brasure des circuits intégrés (composants montés en surface avec une soudure de type "solder reflow").

La fabrication de ces condensateurs est essentiellement un co-frittage d'un métal, pour les électrodes, et d'un oxyde, pour le diélectrique. Les électrodes sont typiquement un alliage de  $AgPd$ , ou du  $Ni$ . Le diélectrique est couramment composé de  $X - TiO_3$  et/ou de  $X - ZrO_3$ , avec  $X = Ba, Ca, Sr, Mg$ , voire d'oxydes de type  $TiO_2$  ou  $ZrO_2$ . Ces oxydes se présentent sous forme de grains cristallins dont la structure est de type "pérovskite". La formulation la plus utilisée pour les condensateurs de type II (X7R ou X8R) est de type  $BaTiO_3$ . Cette formulation de base est modifiée par l'ajout d'une autre phase ou de dopants (qui induisent des structures "pérovskites" complexes) pour ajuster les propriétés électriques. Ces composés présentent un caractère ferroélectrique ou paraélectrique selon la composition.

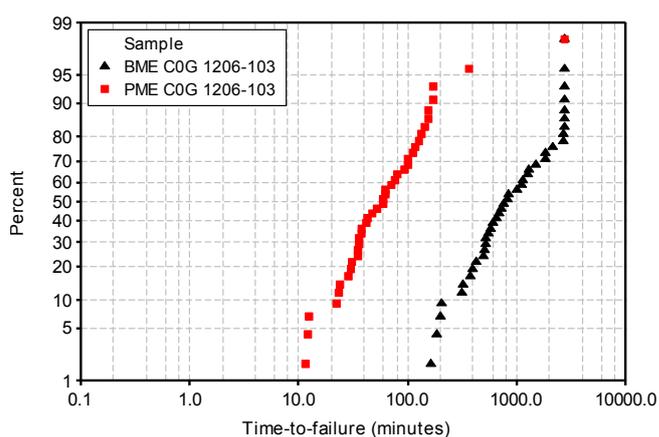
## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"

Première variable		Seconde variable		Troisième variable	
Limite inf. de T(°C)	Lettre	Limite sup. de T(°C)	Chiffre	$\Delta C/C$ max. (%)	Lettre
+10	Z	+45	3	$\pm 1,0$	A
-30	Y	+65	4	$\pm 1,5$	B
-55	X	+85	5	$\pm 2,2$	C
		+105	6	$\pm 3,3$	D
		+125	7	$\pm 4,7$	E
		+150	8	$\pm 7,5$	F
				$\pm 10,0$	P
				$\pm 15,0$	R
				$\pm 22,0$	S
				$\pm 22 - 33$	T
				$\pm 22 - 56$	U
				$\pm 22 - 82$	V

**Tableau B.1** – Classification des condensateurs céramiques (EIA). Exemple en gras, un diélectrique classé X7R.



(a) Résistance d'isolement en fonction de la température polarisé à 25 V.



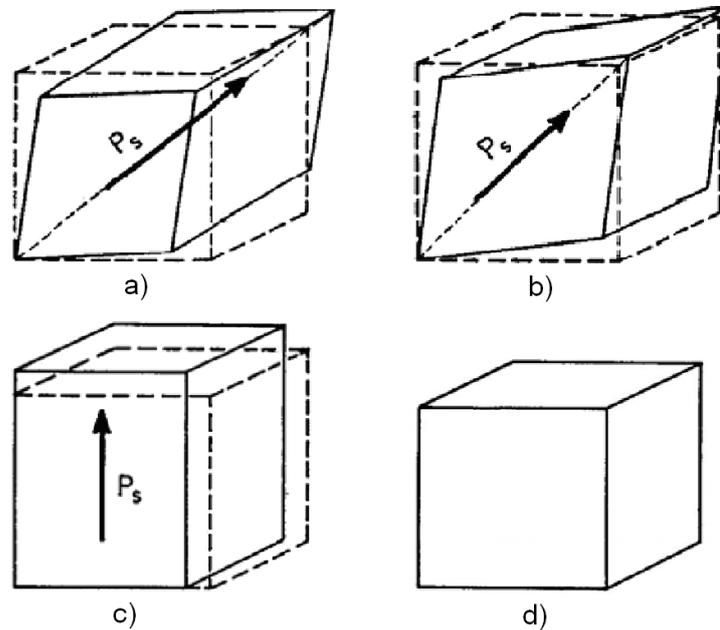
(b) Résultats au essais de type HALT à 175 °C et 400 V.

**Figure B.14** – Comparaison de performances entre deux condensateurs de type I composés de  $\text{CaZrO}_3$ , 10 nF-25 V. Un composant dit "PME" (Precious Metal Electrode) et "BME" (Base-Metal Electrode) [41].

Plusieurs voies de synthèse existent, mais la plus utilisée est le coulage en bande décrite dans [1]. Toute la difficulté est de trouver une bonne formulation respectant les exigences en terme de performances électriques, mais aussi compatible avec les procédés de fabrication. La température de frittage est un paramètre important qui dépend du composé diélectrique. Cela impose aussi l'alliage des électrodes et les conditions de frittages (temps, atmosphère,...) [42, 43]. Le métal, ou l'alliage d'électrode doit présenter une température de fusion légèrement supérieure à la température de frittage. Les oxydes nécessitent par ailleurs de l'oxygène pendant le frittage pour ne pas présenter de lacune. C'est-à-dire un équilibre des charges pour garantir le comportement isolant du diélectrique contrairement aux semi-conducteurs. Cet oxygène impose donc l'utilisation de métaux nobles pour les électrodes tel que le *Pt* ou le *Pd* pour résister à l'oxydation pendant le frittage. Le coût d'un condensateur multicouche céramique étant fortement impacté par ces métaux nobles, les industriels cherchent des composés à basse température de frittage pour utiliser des alliages moins coûteux. De nombreux travaux cherchent un optimum entre le composé du diélectrique, l'ajout de dopants et les métaux d'électrode. En pratique, le *Ni* et *Cu* sont utilisés pour des composants à bas coût, et les températures de frittage peuvent descendre autour de 900 °C. Cependant, pour les condensateurs céramiques "haute température" l'*AgPd* (70/30) reste le standard pour garantir une résistance d'isolement acceptable [41, 44]. Les températures de frittage sont comprises entre 1100 °C et 1300 °C. De récents travaux, illustrés à la fig. B.14, montrent cependant de bonnes performances pour des condensateurs "haute température" de type I avec des électrodes en *Ni* associées à une composition à base de *CaZrO<sub>3</sub>* [44]. De manière générale, les condensateurs de type I sont capables de fonctionner à 200 °C avec de bonnes performances.

Pour les condensateurs de découplage de puissance "haute température", les céramiques utilisées sont classées abusivement en tant que X7R de type II, bien que les températures au-delà de 150 °C ne soient pas couvertes par la classification. Il s'agit de composés à base de *BaTiO<sub>3</sub>*. Ces diélectriques offrent le meilleur compromis entre permittivité élevée, facteur de pertes et résistance d'isolement. Les formulations sont identiques, ou légèrement modifiées par rapport à des composants conçus pour 125 °C, et les constructeurs adaptent simplement le dimensionnement du composant. En simplifiant, ils utilisent des finitions, des brasures et des soudures adaptées, ainsi que des épaisseurs de diélectrique plus importantes.

Pour ces composés, la réduction de la taille des grains offre plusieurs intérêts. Le premier est une meilleure maîtrise des procédés pour atteindre des épaisseurs de diélectrique jusqu'au micromètre. Ensuite la permittivité augmente et l'homogénéité du diélectrique est meilleure à proximité des électrodes, ce qui est utile pour des épaisseurs de l'ordre du micromètre. La taille des grains est aujourd'hui typiquement entre 0,3  $\mu\text{m}$  et 0,5  $\mu\text{m}$ . Cela a permis d'augmenter for-

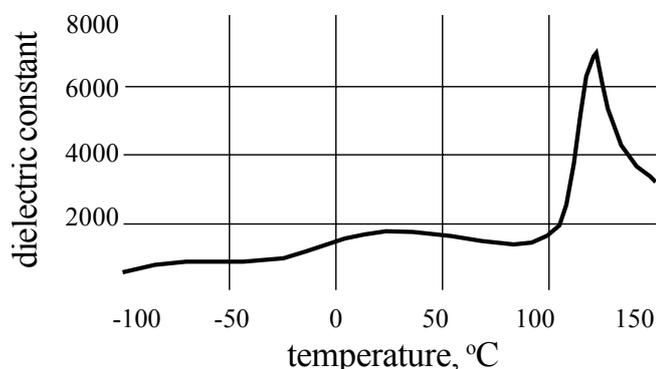


**Figure B.15** – Maille élémentaire de  $BaTiO_3$  dans les 4 phases [45]. (a) Rhomboédrique, stable en-dessous de  $-100\text{ }^\circ C$ . (b) Orthorhombique, stable entre  $-100\text{ }^\circ C$  et  $10\text{ }^\circ C$ . (c) Quadratique (ou tétragonal), stable entre  $10\text{ }^\circ C$  et  $130\text{ }^\circ C$  ( $T_c$ , la température de Curie). (d) Cubique, au-dessus de  $130\text{ }^\circ C$ . En pointillés la une maille cubique,  $P_s$  est la polarisation spontanée.

tement la densité volumique d'énergie stockée pour les applications "basse tension". En revanche pour des tensions au-delà de quelques centaines de volts, à cause de la faible rigidité diélectrique des céramiques, comparées aux films plastiques, (autour de  $30\text{ kV/mm}$ , utilisées autour de  $5\text{ kV/mm}$ ), la réduction de l'épaisseur est impossible avec les composés actuels. De plus la céramique est sensible au stress combiné de la température et du champ électrique [44]. Pour des composants "haute température" il est donc d'autant plus difficile de réduire les épaisseurs.

La taille des grains est par ailleurs un élément important dans l'existence d'un comportement ferroélectrique au sein du  $BaTiO_3$ . La réduction de la taille des grains réduit les pertes par hystérésis et l'effet piézo-électrique [43]. Cependant, la polarisation à saturation et la permittivité diminuent ensuite pour des tailles inférieures à environ  $1\text{ }\mu m$ , le diélectrique tend alors progressivement vers comportement paraélectrique.

Le comportement ferroélectrique trouve son origine dans la structure cristalline du  $BaTiO_3$ , présentée à la fig. B.15. L'anisotropie de sa maille cristalline induit une polarisation spontanée non nulle qui est responsable du phénomène d'hystérésis. Nous ne détaillerons pas le passage la ferroélectricité depuis la maille cristalline jusqu'à l'échelle macroscopique, mais on peut néanmoins remarquer qu'au-delà d'une température, définie comme la température de Curie, la polarisation spontanée disparaît. Le comportement du  $BaTiO_3$  est alors paraélectrique. La



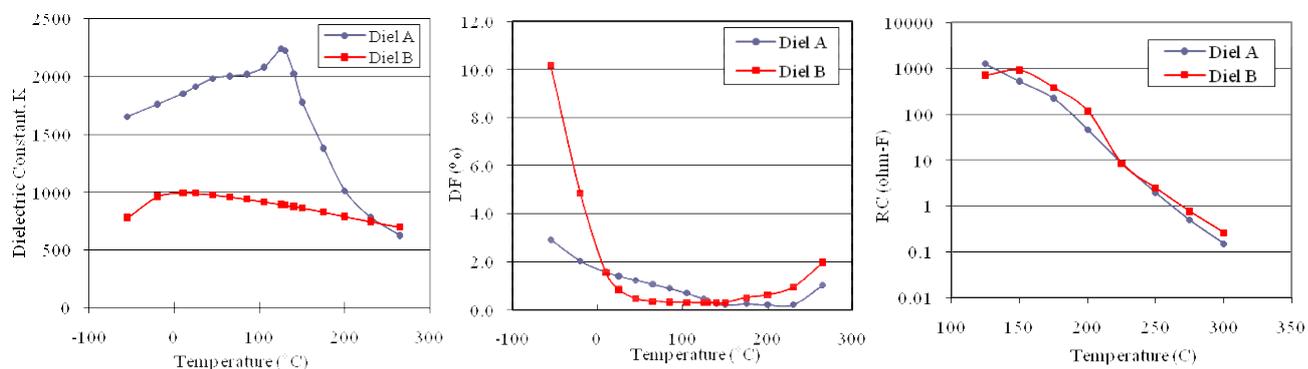
**Figure B.16** – Permittivité relative du  $BaTiO_3$  en fonction de la température [46].

température de Curie est en général comprise entre  $125\text{ }^{\circ}C$  et  $130\text{ }^{\circ}C$ . Cela constitue une limitation majeure des diélectriques à base de  $BaTiO_3$ .

Un maximum de la permittivité est également caractéristique de cette transition, fig B.16. Ce maximum, dans les composés utilisés pour les condensateurs, peut être déplacé et atténué par des substitutions (ou dopants) au  $Ba$  ou au  $Ti$  qui sont entre autres du  $Pb$ ,  $Mg$ ,  $Sr$ ,  $Ca$ , ou du  $Bi$  [42, 46]. Cela apporte une meilleure stabilité de la permittivité sur une large plage de températures ( $-55\text{ }^{\circ}C$  à  $125\text{ }^{\circ}C$ ). Pour les condensateurs fonctionnant à "haute température", les effets de ces substitutions sont assez limités car les "décalages" de la température de Curie ne sont pas suffisants. Les températures ambiantes sont nettement supérieures à la température de Curie (entre  $120\text{ }^{\circ}C$  et  $130\text{ }^{\circ}C$ ). Malgré cette limitation significative, ce sont aujourd'hui ces composants qui offrent la meilleure densité volumique d'énergie stockée à  $200\text{ }^{\circ}C$  avec de bonnes performances dynamiques ( $\tan \delta < 5 \times 10^{-3}$  à  $200\text{ }^{\circ}C$ ).

Pour améliorer la stabilité de la permittivité en température et ainsi conserver une bonne densité volumique d'énergie stockée à  $200\text{ }^{\circ}C$ , plusieurs solutions sont proposées. Il est possible d'accentuer davantage la relaxation du pic de Curie du  $BaTiO_3$  par des dopants en plus forte proportion. Cette solution mène à une décroissance forte de la permittivité et une augmentation des pertes, dans le cas de dopant de type  $BiFeO_3$  [47]. Le  $Pb$  peut également être candidat mais il est écarté en raison des exigences environnementales de plus en plus sévères. Une seconde approche consiste à utiliser un autre oxyde dont la polarisabilité est bonne [48] et dont le comportement diélectrique est moins sensible dans la gamme de températures désirée. D'abord étudiées pour leurs propriétés piézoélectriques, les céramiques à base de  $Bi_{0.5}Na_{0.5}TiO_3$  (BNT) semblent répondre à ce besoin. Ce composé nécessite aussi des dopants de type  $Ba$ ,  $Ta$  ou  $Ca$  pour ajuster ses propriétés [49, 50]. Plusieurs formulations ont été brevetées par Active Signal Technologies une start-up financée par Lockheed Martin, et sont mises en œuvre par Novacap [51]. Ces céramiques possèdent une permittivité relative d'environ 1000, un facteur

## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"

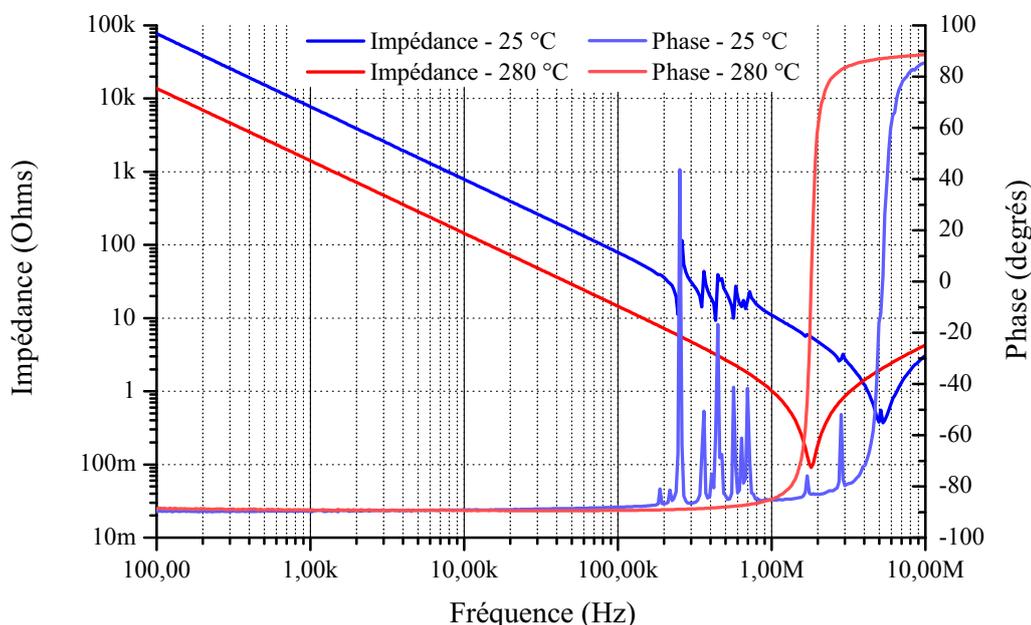


**Figure B.17** – Comparaison de permittivité, facteur de pertes (DF, en %), et constante de temps d'un diélectrique de type II (X7R) à base de  $BaTiO_3$  (A) et un diélectrique à base  $Bi_{0.5}Na_{0.5}TiO_3$  (B) [52].

de pertes inférieur à quelques pourcents, et une résistivité d'environ  $10^9 \Omega.cm$  à  $200^\circ C$ . Les dépendances de la permittivité par rapport au champ électrique sont moins prononcées que pour les composés à base de  $BaTiO_3$ . Des travaux récents et comparables ont été présentés par AVX [52]. Les résultats, fig. B.17, montrent cependant quelques limitations. Le facteur de pertes augmente considérablement pour des températures négatives, et le diélectrique semble se dégrader plus vite que pour les X7R standards. De plus, ces nouvelles céramiques ne sont disponibles qu'à de petites tailles pour de faibles tensions. Les fabricants semblent rencontrer des problèmes d'industrialisation.

D'autres travaux, toujours inspirés des céramiques piézoélectriques, étudient des composés de type  $BiScO_3-Pb(Mg_{1/3}Nb_{2/3})O_3-PbTiO_3$  (BS-PMN-PT) [53, 54]. Ces céramiques offrent un excellent comportement à  $300^\circ C$ . La permittivité relative atteint son maximum autour de  $250^\circ C$ . La permittivité est comprise entre 500 et 5000, la résistivité est d'environ  $10^8 \Omega.cm$  et le facteur de pertes de  $1 \times 10^{-2}$  à  $2 \times 10^{-2}$  à  $300^\circ C$ . Cependant, la phase ferroélectrique s'atténue en-dessous de  $175^\circ C$ , la permittivité chute et le facteur de pertes augmente fortement jusqu'à l'ambient. Ces céramiques ne sont pas adaptées pour fonctionner sur une large plage de températures car la permittivité varie beaucoup en fonction de la température. D'autres problèmes existent, à température ambiante, la piézoélectricité est très forte puis disparaît lorsque la température augmente. Les fréquences de résonances piézoélectriques sont visibles sur une mesure d'impédance, fig. B.18, et peuvent amener des pertes supplémentaires. A des températures autour de  $300^\circ C$ , les terminaisons en Ag sont victimes d'électromigration. Ces céramiques, nommées HT300, ont été commercialisées et des démonstrateurs de condensateurs  $500 V-1.5 \mu F$  ont été réalisées par TRS Technologies.

Les oxydes en phase vitreuse sont également étudiés pour les condensateurs "haute température". Ces oxydes peuvent être du  $SiO_2$ , du  $TiO_2$ , ou comme dans [55], un mélange de poudres



**Figure B.18** – Impédance complexe d'un condensateur HT300-500 V-20 nF de TRS Technologies.

habituellement utilisées pour la synthèse des composés à base de  $BaTiO_3$  ( $BaO_2 + TiO_2$ ) avec du  $SiO_2$ . Les poudres sont ensuite portées à la fusion puis refroidies par une trempe très rapide ("rapid quenching"). Cette trempe permet d'obtenir un matériau amorphe qui peut être recuit pour recristalliser partiellement le matériau au sein de la phase amorphe. Le matériau profite alors d'une excellente rigidité diélectrique (380 kV/mm) garantie par les oxydes  $SiO_2$  et  $TiO_2$  de la phase amorphe. La permittivité relative est aussi nettement améliorée par les grains cristallins et ferroélectriques de  $Ba_2TiSi_2O_8$  ( $\epsilon_r > 18$ ). Le comportement diélectrique du matériau est très stable jusqu'à 300 °C avec un facteur de pertes inférieur à  $2 \times 10^{-2}$ . Cette technique de mise en œuvre est très comparable à celle des matériaux magnétiques nanocristallins. Ces travaux seraient donc compatibles avec une industrialisation en masse mais l'étape de métallisation n'est pas bien décrite, ni l'ordre de grandeur des épaisseurs minimales, et aucun démonstrateur avancé de condensateur n'est publié. Ces recherches sont principalement menées par Pennsylvania University et financées par le Department Of Energy (DOE) américain.

Moins orientées sur la "haute température", de nombreuses recherches ont lieu sur les céramiques dites "LTCC" (Low Temperature Co-fired Ceramics). Contrairement aux circuits intégrés électroniques, chaque composant passif est discret. Le ratio du nombre de composants passifs par rapport au nombre de circuits intégrés sur une carte électronique est d'environ 20 [56]. Cette technologie autorise le co-frittage à basse température (environ 875 °C) de conducteurs, de céramiques ferromagnétiques (ferrites) et de céramiques ferroélectriques. Ces céramiques

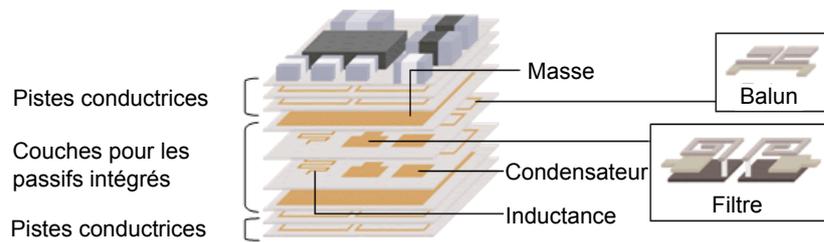


Figure B.19 – Circuit intégré 3D multicouche utilisant la technologie LTCC (Kyocera).

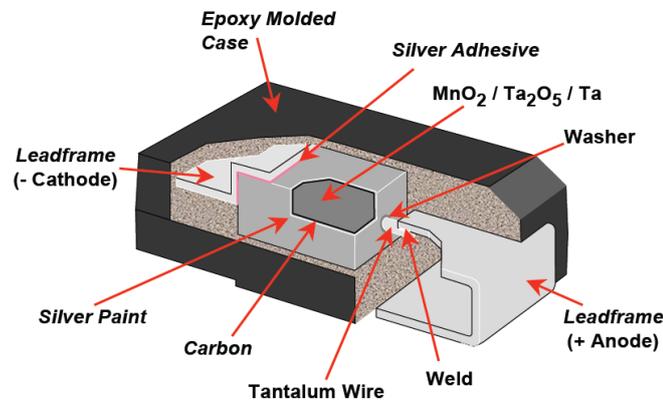
LTCC permettent alors d'intégrer les composants passifs (capacitifs et inductifs) et de servir de substrat multicouche pour améliorer l'intégration, fig. B.19. De par leur température de frittage, un fonctionnement à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  ne poserait pas de problème de dégradation mais ce type de co-frittage reste délicat (3 matériaux). Leur potentiel utilisation pour des condensateurs de puissance a été étudié récemment avec des composés proches des céramiques conventionnelles [57]. L'intérêt est cependant plus grand pour les circuits électroniques bas niveaux car les grandes valeurs de capacité ( $>1\ \mu\text{F}$ ) pour des tensions supérieures à la centaine de volts seront difficiles à réaliser (idem pour les inductances). Leur usage à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  est donc envisageable, par exemple pour les circuits de drivers ou de contrôle.

### 3 Condensateurs à électrolyte liquide ou solide

Les condensateurs électrolytiques sont beaucoup utilisés car ils sont peu coûteux et présentent des densités volumiques d'énergie stockée importantes. Ils sont les candidats idéaux pour remplir des fonctions de découplage de puissance et de stockage d'énergie jusqu'à quelques centaines de volts. On peut toutefois remarquer que les composants de ce type à bas coût prennent une part non négligeable dans les causes de défaillance des convertisseurs de puissance. Les performances générales et les procédés de fabrication sont décrits dans [1]. Le facteur de pertes de ces condensateurs est généralement assez élevé et leur comportement capacitif au-delà de quelques dizaines de  $\text{kHz}$  se dégrade fortement.

Aujourd'hui encore très peu utilisés en haute température, les condensateurs à électrolyte liquide de type "aluminium" (isolant  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) peuvent fonctionner jusqu'à  $175\text{ }^{\circ}\text{C}$  [58]. Les composants commercialisés couvrent des plages de tensions limitées ( $<100\text{V}$ ) et la durée de vie est assez courte à ces températures (environ 50 jours [58]). Cependant, comme la plupart des condensateurs électrolytiques ils présentent une densité volumique d'énergie stockée importante ( $0,1$  à  $1\ \text{J}/\text{cm}^3$ ).

Les condensateurs à électrolyte solide et gélifié de type "Tantale" (isolant  $\text{Ta}_2\text{O}_5$ ) fonc-



**Figure B.20** – Vue en perspective d'un condensateur "haute température" tantale à électrolyte solide pour un montage en surface (Kemet).

tionnent correctement à  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  et nécessitent une forte réduction de leur tension nominale pour fonctionner à  $175\text{ }^{\circ}\text{C}$  ou  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Ce déclassement est principalement causé par des courants de fuite importants. Le facteur de dissipation dépasse la dizaine de pourcents au-delà de  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . La mise en parallèle est fortement recommandée lorsque les courants efficaces sont élevés. Ces composants sont surtout destinés à l'électronique bas niveau pour du découplage et du stockage d'énergie [59]. Seul le tantale à électrolyte solide, fig. B.20, est compatible avec les procédés de report en surface sur les circuits imprimés. Pour ce dernier, la densité volumique d'énergie stockée est deux fois meilleure que pour les céramiques de type X7R pour des tensions inférieures à  $50\text{ V}$ . Il peut être une alternative aux céramiques pour les circuits de driver ou de contrôle. Pour des températures extrêmes, ce type de diélectrique n'est pas identifié comme capable de fonctionner au-delà de  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

## 4 Synthèse et comparatifs

Définition des grandeurs indiquées dans la Table B.2 :

- $\epsilon_r$  : Permittivité relative à  $1\text{ kHz}$
- $E_c$  : Rigidité diélectrique sous champ de polarisation statique en  $\text{kV/mm}$
- $\tan \delta$  : Facteur de pertes ( $\times 10^{-3}$ ) à  $1\text{ kHz}$ ,  $1\text{ V}_{rms}$  sinusoïdal
- $\rho$  : Résistivité en  $\Omega\cdot\text{cm}$
- $T_g/T_c$  : Température de transition vitreuse/Température de Curie en  $^{\circ}\text{C}$
- $T_{max}$  : Température de fonctionnement maximale
- $e_{mini}$  : Epaisseur minimale de diélectrique disponible pour la fabrication
- $W_{vol}$  : Energie volumique en  $\text{J/cm}^3$  (données constructeurs, démonstrateur et extrapolation)

## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"

---

tion)

- *Maturité* : \* : propriétés du diélectrique testées, \*\* : prototype d'un condensateur testé, \*\*\* : condensateur commercialisé

La Table B.2 rassemble des données pour synthétiser et comparer les grandeurs caractéristiques des différents diélectriques. Des diélectriques conventionnels sont inclus pour pouvoir être comparés aux derniers résultats publiés. Les caractéristiques des différents films plastiques métallisés pour les condensateurs "haute température" y sont synthétisées. On peut comparer l'ensemble des paramètres clés pour sélectionner un diélectrique. Les données sont issues de la bibliographie décrite dans ce chapitre. Les valeurs indiquées sont des valeurs provenant des brevets, des documentations techniques ou des publications. La finesse des caractérisations d'un matériau ne peut pas être entièrement traduite par un jeu de paramètres. Par exemple, les dépendances en température des propriétés électriques voire mécaniques, qui peuvent fortement influencer la sélection d'un diélectrique n'apparaissent pas dans le tableau. Par ailleurs, certains films (comme le PC, PTFE, PPS...) sont mis en œuvre depuis longtemps et la maturité de la technologie permet de fournir des chiffres assez représentatifs. Pour les travaux les plus récents, les disparités des données (résultats expérimentaux de laboratoire) sont plus importantes et seront amenées à évoluer.

Diélectrique	$\varepsilon_r$	$E_c$	$\tan \delta$	$\rho$	$T_g/T_c$	$T_{max}$	$\epsilon_{mini}$	$W_{vol}$	Maturité
Mica (p. 225)	6 - 8	200 - 240	0,5 - 2	$10^{15} - 10^{16}$	-	250	8 - 10	0,01 - 0,1	***
PET (p. 227)	3,3	295	4 - 5	$10^{17}$	70	125	0,7 - 0,9	0,5	***
PEN (p. 227)	3 - 3,2	470	6	$10^{18}$	120 - 125	135	0,9 - 1,2	0,1 - 0,5	***
PP/BOPP (p. 227)	2,2 - 2,6	300 - 700	0,1 - 0,5	$10^{15} - 10^{16}$	61 - 100	110 - 125	3 - 4	0,5 - 3	***
PC (p. 227)	3	350	0,5 - 1	$10^{16}$	145 - 150	125	2	0,1 - 0,5	***
PPS (p. 229)	3,1	300 - 490	0,5 - 0,7	$10^{16} - 10^{17}$	92 - 118	175	1,2 - 2	0,1 - 3	**
PTFE (p. 228)	2,1	165	0,1 - 1	$10^{18}$	-30	250	4 - 6	0,01 - 0,05	***
PI (p. 230)	3,3 - 3,5	50 - 390	2	$10^{16} - 10^{17}$	260 - 385	250	5 - 25	-	*
PEI (p. 231)	3 - 3,15	250 - 500	1 - 3	$5, 10^{16}$	218	210	0,6 - 1	0,1 - 3	**
PEEK (p. 232)	3,1 - 3,5	320	2 - 4	$10^{16}$	143	220	6	0,1 - 1,4	*
PPQ (p. 234)	2,6 - 2,9	350	0,2 - 1,5	$10^{16} - 10^{17}$	206 - 350	250	0,5 - 1,5	-	**
FPE (p. 233)	3,3	440	1 - 6	$10^{17}$	330	250 - 300	2	0,5 - 3	**
FDAPF (p. 234)	3,5	250	0,8 - 1,2	$10^{16} - 10^{17}$	450	350	5	0,1 - 2	**
6FCoPBO (p. 234)	2,9	240	3 - 9	$10^{13} - 10^{15}$	362 - 375	350	3,5	0,1 - 2	*
DLC (p. 236)	2,7 - 3,8	600 - 970	10 - 70	$10^{15}$	-	300	0,1	0,1 - 10	**
SiO <sub>2</sub> (p. 237)	4,9	400 - 800	0,5 - 25	$10^{14} - 10^{16}$	-	250	0,015 - 1	1	**
HfO <sub>2</sub> (p. 237)	25	400	14	$10^{15} - 10^{16}$	-	350	0,015 - 1	-	*
NPO (p. 238)	6 - 500	10 - 150	0,1 - 10	$10^{11} - 10^{13}$	-	250 - 300	2 - 100	0,1 - 3	***
X7R (p. 241)	1500 - 4000	10 - 30	1 - 20	$10^8 - 10^{11}$	120 - 130	230	20 - 200	0,5 - 3	***
Z5U (p. 238)	5000 - 25000	3 - 30	0,5 - 2	$10^7 - 10^{11}$	25	85	2 - 100	0,5 - 5	***
BNT (p. 243)	500 - 3000	10 - 20	5 - 20	$10^9 - 10^{10}$	75	250	20 - 200	0,1 - 3	**
BS-PMN-PT (p. 244)	500 - 5000	4 - 10	10 - 20	$10^7 - 10^{10}$	250 - 300	350	50 - 300	0,001 - 0,1	**
<sup>99</sup> Glass <sup>99</sup> (p. 244)	7 - 20	300 - 400	10 - 20	$10^{13} - 10^{14}$	-	400	50 - 300	0,1 - 5	**
Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> (p. 246)	27	800	10 - 100	$10^9 - 10^{10}$	-	175 - 200	0,0014/V	0,01 - 0,1	***

**Tableau B.2** – Tableau comparatif des diélectriques utilisés dans les condensateurs pour des applications de puissance et des diélectriques compatibles avec une utilisation "haute température".

## Annexe : Les technologies de condensateurs "haute température"

---

---

## Références bibliographiques

- [1] A. BEAUGER, J. M. HAUSSONNE, AND J. C. NIEPCE. *Condensateurs*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (2007). [223](#), [227](#), [241](#), [246](#)
- [2] A. ANTON. *Matériaux isolants solides, caractéristiques électriques*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (2003). [225](#), [227](#)
- [3] X.F. LU, L.A. MAJEWSKI, AND A.M. SONG. *Electrical characterization of mica as an insulator for organic field-effect transistors*. Elsevier, Organic Electronics, Issue 9, p473-480 (2008). [225](#)
- [4] TEDPELLA. *Documentation technique du constructeur, propriétés and chemical composition of mica*. [www.tedpella.com](http://www.tedpella.com), le 1 Octobre 2011 (2011). [225](#)
- [5] EUROFARAD. *Documentation technique du constructeur, condensateurs mica*. [www.eurofarad.com](http://www.eurofarad.com), le 1 Octobre 2011 (2001). [225](#)
- [6] TORAY. *Documentation technique du constructeur, ac/mc catalogue, review 2.3*. [www.toray.com](http://www.toray.com), le 1 Octobre 2011 (2002). [227](#), [229](#)
- [7] C. JOUBERT. *Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés - nouvelle génération de condensateurs*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon (1996). [227](#)
- [8] M. H. EL HUSSEINI. *Amélioration de la fiabilité des condensateurs à films polypropylène métallisés*. Thèse de doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1 (2001). [227](#)
- [9] A. PÉREZ, F. ESTEBAN, AND S. CHANDRAN. *High temperature film capacitors for automotive application*. Capacitor and Resistor Technology Symposium, CARTS, 3-6 Avril (2006). [227](#)
- [10] I.W. CLELLAND AND R.A. PRICE. *Requirement for robust capacitors in high density power converters*. Sixteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001, Volume 1, p14-21 (2001). [227](#)

## Références bibliographiques

---

- [11] M. A. CARTER. *Film capacitor for high temperature applications*. Brevet US 6,687,115 B2 déposé par Dearborn Electronics Inc. (2004). [227](#)
- [12] D. MANNHEIM. *polyphenylene sulfide (a new film capacitor)*. Capacitor and Resistor Technology Symposium, CARTS (1987). [228](#)
- [13] A. N. HAMMOUD. *Electrical properties of teflon and ceramic capacitors at high temperatures*. IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Juin 7-9 (1992). [228](#)
- [14] K. SAARINEN, E. MATERO, AND J. PERALA. *Smd plastic film capacitors for high temperature applications*. Capacitor and Resistor Technology Symposium, CARTS, 29 Mars-1 Avril (2004). [228](#), [229](#)
- [15] EUROFARAD. *Documentation technique du constructeur, condensateurs teflon®, tm72 - ta72*. www.eurofarad.com, le 1 Octobre 2011 (2008). [228](#)
- [16] M. A. CARTER. *Film capacitors for high temperature applications*. Note technique, Dearborn Electronics Inc. (2004). [229](#)
- [17] J. HO AND R. JOW. *Characterization of high temperature polymer thin films for power conditioning capacitors*. Rapport technique ARL-TR-4880, US Army Research Laboratory (2009). [229](#), [231](#), [232](#)
- [18] P. VENET. *Amélioration de la sureté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie*. Mémoire d'Habilitation à Diriger les Recherches, Université Claude Bernard Lyon 1 (2007). [230](#)
- [19] Q. TAN, Y. COA, P. C. IRWIN, AND D. CUNNINGHAM. *High-temperature capacitors and methods of making the same*. Brevet US 2010/0244585 A1, déposé par General Electric Company (2010). [212](#), [230](#), [231](#)
- [20] C. MIN, M. T. LANAGAN, AND T. R. SHROUT. *Temperature dependence of electrical breakdown in polymer dielectrics*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 12-15 (2008). [230](#)
- [21] P. C. IRWIN, Y. COA, Q. TAN, AND ABDELKRIM YOUNSI. *Film capacitor for high temperature applications*. Brevet US 2007/0258190 A1, déposé par General Electric Company (2007). [231](#)
- [22] GE PLASTICS. *Documentation technique du constructeur, ultem® pei resin product guide eng*. GE Plastics (2003). [231](#)
- [23] Q. TAN, P. C. IRWIN, AND Y. COA. *High dielectric constant nanocomposites, methods of manufacture thereof, and articles comprising the same*. Brevet US 7,465,497 B2, déposé par General Electric Company (2008). [232](#)

- [24] M. Q. NGUYEN. *Développement et caractérisation de vernis d'imprégnation chargés (nano et micro-particules de silice) pour moteurs basse tension très fortement sollicités (alimentation par onduleur et environnement aéronautique)*. Journée école doctorale GEET (2011). [232](#)
- [25] Q. TAN, P. C. IRWIN, AND Y. COA. *Film capacitors with improved dielectric strength breakdown*. Brevet US 2010/0259865 A1, déposé par General Electric Company (2010). [212](#), [232](#)
- [26] J. VILLOUTREIX AND J.-D. ACETARIN. *Polyétheréthercétone (peek)*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (1999). [232](#)
- [27] S. HENNINGER. *Documentation technique du constructeur, victrex® peek polymer - for lightweight aerospace components*. Victrex (2008). [233](#)
- [28] N. VENKAT. *Power and thermal technologies for air and space - scientific research program delivery order 0016 : Developing and processing high energy density polymer film dielectrics for high temperature air force power electronic applications*. Rapport technique AFRL-RZ-WP-TR-2010-2001, US Air Force Research Laboratory, AFRL (2010). [212](#), [233](#), [234](#)
- [29] W. C. LANTER, H. KOSAI, T. BIXEL, B. ALLEN TOLSON, J. STRIKER, J. SCOFIELD, N. BRAR, AND B. RAY. *Capacitor characterization study for a high power, high frequency converter application*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 11-13 (2010). [233](#), [235](#), [238](#)
- [30] K. SLENES AND L. BRAGG. *Nanocomposite film dielectrics for high temperature power conditioning capacitors*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 11-13 (2010). [234](#), [235](#)
- [31] J. C. ANGUS AND C. C. HAYMAN. *Low-pressure, metastable growth of diamond and "diamondlike" phases*. Science, , Vol. 241, No. 4868, p913-921 (1988). [234](#), [236](#)
- [32] B. GILLES, J. M. BUREAU, J. C. DUBOIS, AND J. L. ZATTARA. *Condensateur du type à film de polymère et à stabilité en température élevée*. Brevet US 2010/0259865 A1, déposé par la Compagnie européenne de composants électroniques LCC (1987). [234](#)
- [33] A. GRILL. *Diamond-like carbon : state of the art*. Elsevier, Diamond and Related Materials, Volume 8, p428-434 (1999). [236](#)
- [34] R. L. C. WU AND AL. *Diamond-like carbon capacitors for high energt density and high temperature operations*. Capacitor and Resistor Technology Symposium, CARTS USA (2005). [212](#), [236](#), [237](#)
- [35] C. DONNET. *Recent progress on the tribology of doped diamond-like and carbon alloy coatings : a review*. Elsevier, Surface and Coatings Technology, Volume 100, p180-186 (1998). [236](#)

## Références bibliographiques

---

- [36] S. J. FRIES-CARR, R. L. C. WU, AND P. B. KOSEL. *Capacitors structures with dielectric coated conductive substrate*. Brevet US 5,844,770 A1, déposé par K-Systems Corporation (1998). [236](#)
- [37] F. M. KIMOCK, S. J. FINKE, AND R. L. C. WU. *Film capacitors with improved dielectric strength breakdown*. Brevet US 2010/0277852 A1, déposé par Morgan Advanced Ceramics Inc. et K-Systems Corporation (2010). [236](#)
- [38] K. D. JAMISON, R. D. WOOD, B. G. ZOLLARS, AND M. E. KORDESCH. *Use of amorphous oxides as high temperature dielectric material in wound capacitors*. Capacitor and Resistor Technology Symposium, CARTS USA (2008). [237](#)
- [39] K. D. JAMISON, R. D. WOOD, B. G. ZOLLARS, P. LE, AND B. BALLIETTE. *Fabrication and characterization of high temperature film capacitors*. Imaps High Temperature Electronics Network, HiTEN, septembre 13-16 (2009). [237](#), [238](#)
- [40] K. R. BRAY, R. L.C. WU, S. J. FRIES-CARR, AND J. WEIMER. *Multilayer aluminum oxynitride capacitors for higher energy density, wide temperature applications (pre-print)*. Rapport technique AFRL-PR-WP-TP-2007-221, US Air Force Research Laboratory, AFRL (2007). [238](#)
- [41] A. GURAV, X. XU, J. FRANKLIN, AND T. ASHBURN. *Robust class-i bme ceramic capacitors for high temperature applications*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 11-13 (2010). [213](#), [240](#), [241](#)
- [42] J. M. HAUSSONNE. *Céramiques pour l'électronique et é l'électrotechnique*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes (2002). [241](#), [243](#)
- [43] J. C. NIEPCE AND J. M. HAUSSONNE. *Batio3 : Matériau de base pour les condensateurs céramiques*. Volume 1, Ed. SEPTIMA, Paris (1994). [241](#), [242](#)
- [44] J. R. YOON, K. M. LEE, AND S. W. LEE. *Analysis the reliability of multilayer ceramic capacitor with inner ni electrode under highly accelerated life test conditions*. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Materials, Volume 10 (2009). [241](#), [242](#)
- [45] D. KOBOR. *Synthèse, dopage et caractérisation de monocristaux ferroélectriques type pzn-pt par la méthode du flux*. Thèse de doctorat, INSA de Lyon (2005). [213](#), [242](#)
- [46] NOVACAP. *Novacap technical brochure*. Documentation technique (2001). [213](#), [243](#)
- [47] M. M.KUMAR, K. SRINIVAS, AND S. V. SURYANARAYANA. *Relaxor behavior in batio*. Applied Physics Letters, Volume 76, p1330-1333 (2000). [243](#)
- [48] R. D. SHANNON. *Dielectric polarizabilities of ions in oxides and fluorides*. Journal of Applied physics, Volume 73, p348-366 (1993). [243](#)
- [49] C. J. WALSH. *Bond valence structure analysis of doped bismuth sodium titanate*. Thèse de master, Alfred University (2004). [243](#)

- [50] Y. YUAN, X. ZHOU, C. ZHAO, B. LI, AND S. ZHANG. *High-temperature capacitor based on ca-doped  $bi_0.5na_0.5tio_3-batio_3$  ceramics*. Journal of electronic materials, Volume 39, p2471-2475 (2010). [243](#)
- [51] K. BRIDGER, A. V. COOKE, AND W. A. SCHULZE. *High temperature dielectric materials and capacitors made therefrom*. Brevet US 7,697,263 B2, déposé par Active Signal Technologies (2007). [243](#)
- [52] C. NIES, S. HARRIS, AND S. CYGAN. *A comparison of multilayer ceramic capacitor technologies for high temperature applications*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 11-13 (2010). [213](#), [244](#)
- [53] E. F. ALBERTA AND AL. *High temperature ceramic capacitors*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 15-18 (2006). [244](#)
- [54] C. J. STRINGER. *Structure-property-performance relationships of new high temperature relaxors for capacitor applications*. Thèse de doctorat, Pennsylvania State University (2006). [244](#)
- [55] M. LANAGAN, T. SHROUT, B. RANGARAJAN, S. PERINI, S. CONZONE, AND C. PANTANO. *Glass-based dielectrics for high temperature capacitors*. Imaps High Temperature Electronics Conference, HiTEC, Mai 12-15 (2008). [244](#)
- [56] J. C. NINO. *Fundamental structure-property relationships towards engineering of an integrated  $np_0$  capacitor for bismuth pyrochlore systems*. Thèse de doctorat, Pennsylvania State University (2002). [245](#)
- [57] F. LUO, M. H. F. LIM, R. ROBUTEL, S. WANG, F. WANG, AND D. BOROYEVICH. *A comparison of multilayer ceramic capacitor technologies for high temperature applications*. Twenty-Fourth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009, p2034-2038 (2009). [246](#)
- [58] SIC-SAFCO. *Alsic 175*. Documentation technique (2008). [246](#)
- [59] VISHAY. *135d - wet tantalum capacitors tantalum-case with glass-to-tantalum hermetic seal for -55 °c to + 200 °c operation*. Documentation technique (2005). [247](#)

## Références bibliographiques

---

---

---

## Annexe C

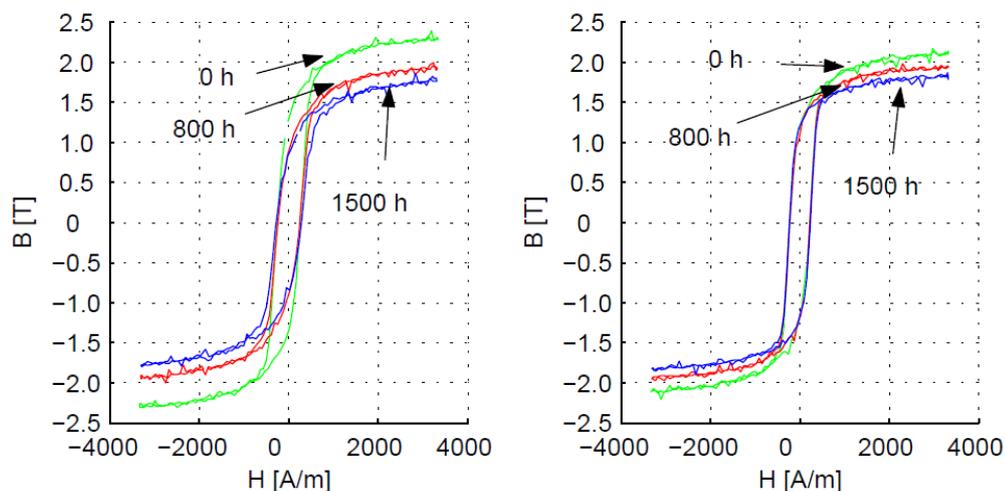
---

### Annexe : Matériaux doux pour l'électronique de puissance et la "haute température"

Quelques grandes familles de matériaux magnétiques pour l'électronique de puissance se distinguent rapidement. Il s'agit des ferrites, des rubans amorphes et nanocristallins, ainsi que des poudres de fer. On détaillera, parmi ces familles de matériaux, quels sont les alliages qui autorisent un fonctionnement à 200 °C et qui offrent les performances requises par les usages décrits précédemment. Les recherches dédiées aux matériaux magnétiques pour l'électronique de puissance "haute température" sont assez restreintes mais certains matériaux peuvent déjà fonctionner à 200 °C. Les matériaux décrits dans cette section et l'ensemble de leurs propriétés sont résumés à la Table C.1, page 274.

Les fréquences de fonctionnement en électronique de puissance sont élevées, de 1 kHz à 1 MHz. L'utilisation des tôles composées de *FeNi*, *FeSi* ou *FeCo* est fortement limitée. Il existe toutefois quelques applications de redressement ou des actionneurs, fonctionnant de plusieurs centaines de hertz au kilohertz qui peuvent exploiter ces matériaux. Il a été montré dans [1] que des tôles de *FeCoV* (Alliage AFK 502 d'Arcelor) et de *FeSi* sont capables de fonctionner pendant une longue durée (> 1500 heures) jusqu'à 550 °C sans dégradation significative. La fig. C.1 montre principalement que la polarisation à saturation est affectée par ce vieillissement à très haute température. D'autres travaux portant sur des *FeCoV* (Hiperco27, Hiperco50 and Hiperco50HS comparables à l'AFK d'Arcelor) parviennent aux mêmes conclusions, pour un vieillissement effectué jusqu'à 5000 heures à 500 °C [2].

La variation de la polarisation à saturation en fonction de la température pour ce type d'alliage polycristallin est assez bien représentée par la loi comportementale exprimée ci-après, à l'équation C.1. Avec  $J_{s0K}$  la polarisation à saturation à 0 °K en Tesla,  $T_{amb}$  la température ambiante en degré Kelvin,  $T_c$  la température de Curie du matériau en degré Kelvin, et  $J_s$  la polarisation à saturation à la température ambiante en Tesla. Nous vérifions au second chapitre

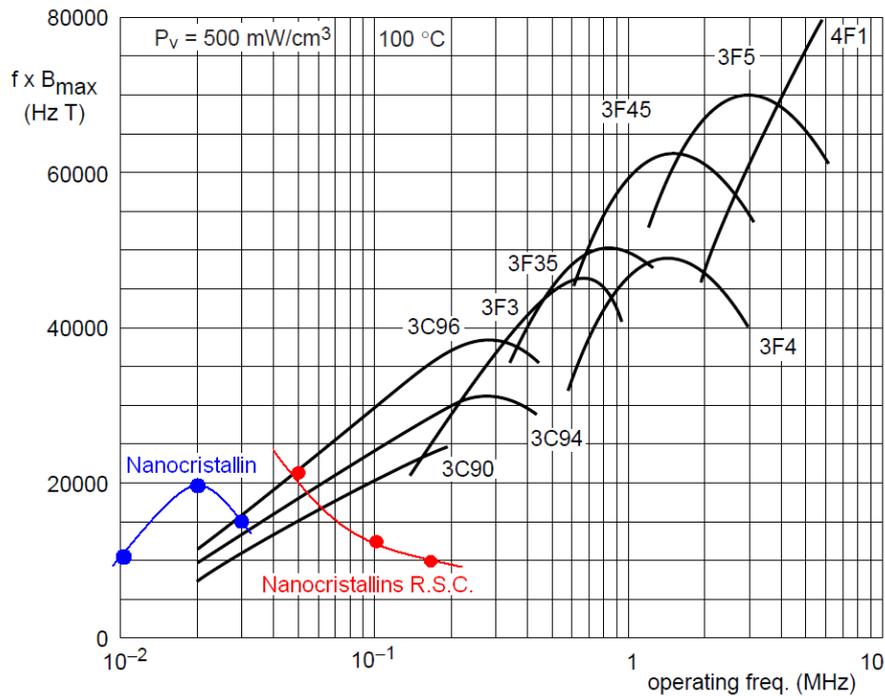


**Figure C.1** – Cycles  $B\{H\}$  quasi-statiques d'un alliage  $FeCoV$  (Alliage AFK 502 d'Arcelor) à différents temps d'exposition à  $550\text{ }^{\circ}C$  [1]. Courbes à droite, mesures réalisées à  $25\text{ }^{\circ}C$ , courbes à gauche mesures réalisées à  $550\text{ }^{\circ}C$ .

que la prépondérance de la phase  $FeSi$  dans le comportement ferromagnétique des matériaux nanocristallins permet d'exploiter aussi cette relation.

$$\frac{J_s}{J_{s0K}} = \tanh\left(\frac{J_s}{\frac{T_{amb}}{T_c}}\right) \quad (C.1)$$

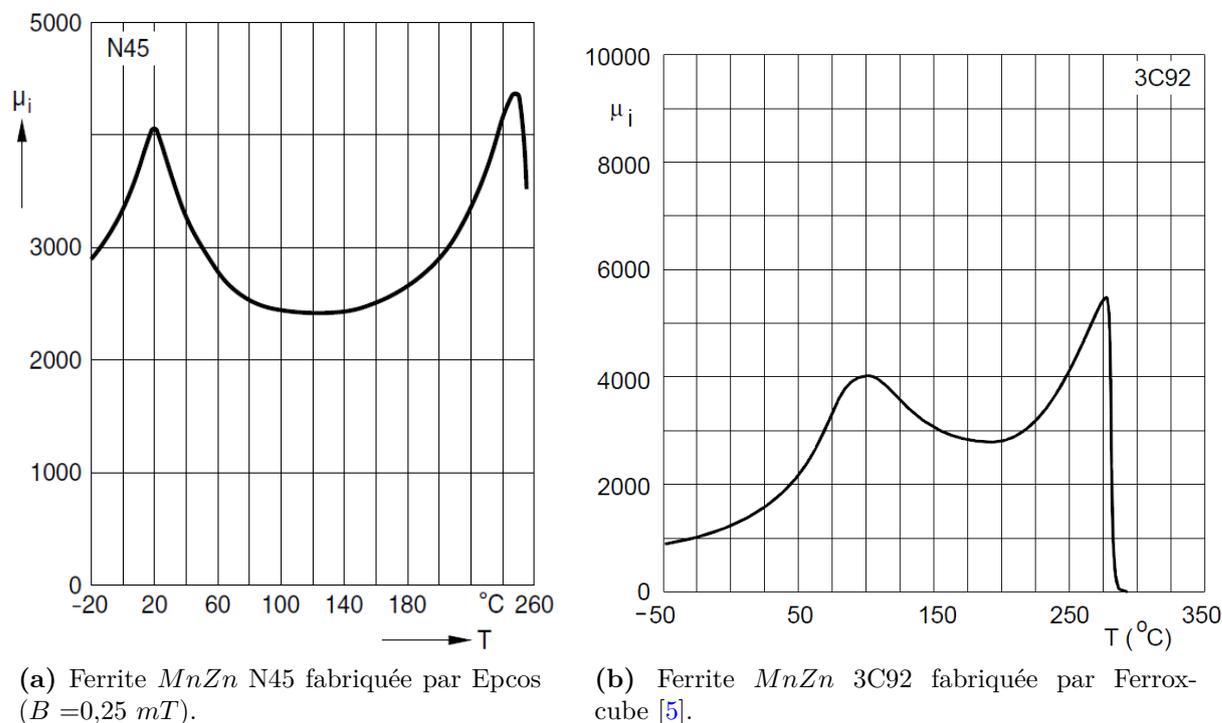
Très répandues en électronique de puissance, les ferrites sont des oxydes dont le comportement est dit ferrimagnétique [3, 4]. Il s'agit d'oxyde de fer combiné à des métaux. Les compositions sont typiquement du  $Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_4$  jusqu'au mégahertz, et du  $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$  pour des fréquences supérieures. D'autres métaux tels que du cuivre ( $Cu$ ), du cobalt ( $Co$ ) ou magnésium ( $Mg$ ) sont ajoutés pour ajuster les propriétés. Par exemple, la présence de cuivre permet de diminuer la température de frittage. Comme pour les céramiques diélectriques, le matériau est initialement sous forme de poudre et subit ensuite un procédé de fabrication comparable. Ajoutés à ces éléments de bases, de nombreux dopants ( $Nb$ ,  $Ca$ ,  $Ti...$ ) permettent aux fabricants de mieux maîtriser le procédé de fabrication et les propriétés du matériau. La fabrication se divise en quelques grandes étapes : un mélange de poudre, un pré-frittage, un mélange à un liant et un contrôle de granularité, une mise en forme sous pression et un frittage entre  $1150\text{ }^{\circ}C$  et  $1300\text{ }^{\circ}C$ . Les ferrites sont des matériaux massifs polycristallins dont les grains possèdent généralement des tailles du micron à la dizaine de microns. Une importante limitation intrinsèque des ferrites est leur polarisation à saturation qui est nettement inférieure à celle des alliages ferreux ( $FeNi$ ,  $FeSi$  ou  $FeCo$ ). Ces derniers dépassent en majorité  $1\text{ T}$ ,



**Figure C.2** – Facteur de performance  $f \times B_{max}$  en fonction de la fréquence à pertes et température constantes ( $500 \text{ mW/cm}^3$  et  $100 \text{ }^\circ\text{C}$ ). Comparaison entre des ferrites Ferroxcube, un alliage nanocrystallin Finemet (en bleu) et un alliage nanocrystallin Finemet Recuit Sous Contrainte (R.S.C. en rouge) [5].

lorsque les ferrites se limitent entre  $0,35 T$  et  $0,55 T$ .

Les ferrites possèdent en revanche des résistivités élevées par rapport aux alliages ferreux, typiquement entre 1 et  $10 \text{ } \Omega\text{m}$  pour un ferrite  $MnZn$ , et environ  $1 \times 10^5 \text{ } \Omega\text{m}$  pour un ferrite  $NiZn$ . Cela permet de réduire considérablement les pertes par courants induits. Avec le contrôle de la composition et de la taille des grains, les fabricants peuvent ainsi décliner une gamme très vaste de matériaux et mouler des pièces massives dont les formes géométriques sont adaptées pour les applications d'électronique de puissance (formes planaires, en pot, ETD...). On peut voir sur la fig. C.2, plusieurs ferrites que propose Ferroxcube (un des principaux fabricants de ferrites). Le produit  $f \times B_{max}$  ( $f$ , la fréquence d'excitation, et  $B_{max}$ , l'amplitude maximale de l'induction) est un critère de performance permettant rapidement de comparer des matériaux à un niveau de pertes équivalent. On observe que chaque matériau possède un maximum, il s'agit du domaine d'utilisation de prédilection du matériau. Pour les fréquences typiques rencontrées en électronique de puissance ( $1 \text{ kHz}$  à  $1 \text{ MHz}$ ), les ferrites  $MnZn$  sont bien adaptées (3C96, 3F3, 3F45...). Les  $NiZn$  (4F1, fig. C.2) montrent un intérêt à très haute fréquence, par exemple pour certaines applications de filtrage CEM. On observe, toujours sur la fig. C.2, que les nanocrystallins se révèlent très performants jusqu'à quelques dizaines de



**Figure C.3** – Variation de la perméabilité relative initiale en fonction de la température.

kilohertz par rapport aux ferrites. Le produit  $f \times B_{max}$  étant souvent prépondérant lors d'un dimensionnement pour le choix d'un ferrite, il est alors fréquent que la perméabilité soit ajustée ensuite par un entrefer.

Hormis le critère de performance  $f \times B_{max}$ , il faut également considérer l'évolution des propriétés en fonction de la température. Les perméabilités relatives sont comprises entre 100 et 10000, et sur une gamme plus restreinte pour la puissance, typiquement entre 1000 et 4000. Lorsque la température augmente, la perméabilité augmente légèrement et s'écroule brutalement à l'approche de la température de Curie. La perméabilité est donc affectée par la température, fig. C.3, et cette variation est aussi significative pour les températures négatives.

L'utilisation des ferrites à des températures élevées est limitée par la température de Curie et par l'évolution des pertes en fonction de la température. Les ferrites  $MnZn$  haute perméabilité qui sont habituellement utilisés pour la puissance ou le filtrage de mode commun, possèdent pour la plupart des températures de Curie autour de  $200 \text{ }^\circ\text{C}$ . On peut citer par exemple, le ferrite 3S5 de Ferroxcube ou N45 de Epcos qui possède une température de Curie de  $255 \text{ }^\circ\text{C}$  et une perméabilité relative de 3800 (à  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  et  $10 \text{ kHz}$ ). En considérant l'auto-échauffement du matériau, un fonctionnement à  $200 \text{ }^\circ\text{C}$  laisse peu de marge pour exploiter le matériau sans qu'il ne perde ses propriétés magnétiques. La polarisation à saturation décroît avec l'augmentation

---

de la température, de  $0,55 T$  à environ  $0,4 T$  entre  $25\text{ }^\circ C$  et  $140\text{ }^\circ C$  pour ce type de ferrites. Il existe également un compromis entre perméabilité, polarisation à saturation et température de Curie. Les ferrites qui possèdent des températures de Curie entre  $250\text{ }^\circ C$  et  $300\text{ }^\circ C$ , ce qui constitue la limite des  $MnZn$ , présentent des perméabilités relatives plus faibles, entre environ 600 et 1500. Les polarisations à saturation sont également réduites, entre environ  $0,35 T$  et  $0,5 T$  à  $25\text{ }^\circ C$ . Un bon compromis est offert par exemple par un ferrite de type 3C92 (fig. C.3 (b) et fig. C.4). Ce type de ferrite  $MnZn$  est optimisé pour la puissance entre  $100\text{ kHz}$  et  $200\text{ kHz}$ , et une température ambiante d'environ  $100\text{ }^\circ C$ . Lorsqu'on observe l'évolution des pertes en fonction de la température du matériau, fig. C.4, on note une augmentation significative au-delà d'environ  $120/130\text{ }^\circ C$ . A  $200\text{ }^\circ C$ , et à une forte excitation, les conditions de stabilité thermique sont fragiles. Des travaux menés par Boeing et Magnetics tentèrent de modifier un ferrite commercialisé [6] pour améliorer cet aspect, notamment en ajoutant de l'oxyde de cobalt ( $Co_3O_4$ ) [7]. Un démonstrateur d'un transformateur fut construit pour un convertisseur Forward d'environ  $1\text{ kW}$ . Un minimum de  $400\text{ mW/cm}^3$  pour les pertes volumiques en fonction de la température est atteint entre  $180\text{ }^\circ C$  et  $200\text{ }^\circ C$  pour une excitation dont l'amplitude est  $80\text{ mT}$  à  $200\text{ kHz}$ . Ce niveau de pertes volumiques est typique en électronique de puissance mais l'on constate que le niveau d'induction est faible. Le produit  $f \times B_{max}$  ( $16000$ ) est nettement inférieur à celui offert par des ferrites classiques à  $100\text{ }^\circ C$ . Le volume est donc très pénalisé. Ces travaux montrent bien les limitations des ferrites  $MnZn$  pour les applications "haute température".

Certains ferrites  $NiZn$  possèdent des températures de Curie élevées, jusqu'à environ  $500\text{ }^\circ C$ , mais les perméabilités relatives et les polarisations à saturation sont faibles (respectivement entre 15 et 120, et de  $0,2 T$  à  $0,3 T$ ). Les applications sont principalement dédiées à l'électronique de signal ou pour le filtrage CEM haute fréquence. L'ajout de cobalt dans la composition des ferrites  $NiZn$ , réduit les pertes à des fréquences élevées (au-delà du mégahertz), en réduisant les pertes par déplacement des parois de Bloch [8]. Pour des applications haute température, leur utilisation est envisageable pour du signal ou des faibles puissances, mais les faibles perméabilités induisent des mauvais coefficients de couplage et des inductances de fuite élevées. Une autre évolution de ces ferrites est l'étude de compositions  $NiZnCuCo$  visant à abaisser les températures de frittage tout en réduisant les pertes pour les composants passifs intégrés [9]. Nous abordons cet aspect au quatrième chapitre de ce manuscrit.

De manière générale, les ferrites semblent intéressants pour des fréquences d'excitation élevées (supérieures à  $50\text{ kHz}$ ) mais leur utilisation à haute température implique un surdimensionnement à cause des faibles polarisations à saturation ainsi que des pertes croissantes avec la température. Les faibles perméabilités limitent aussi la qualité du couplage magnétique et

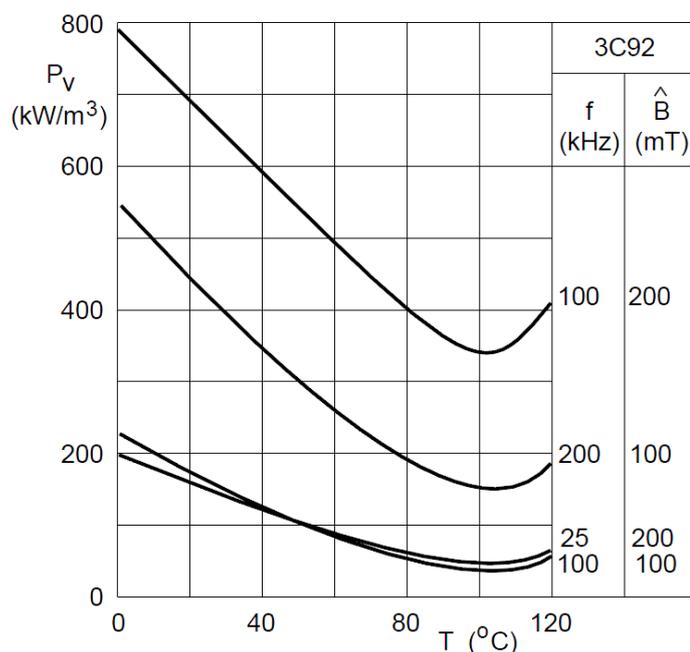


Figure C.4 – Pertes volumiques en fonction de la température d'un ferrite *MnZn* 3C92 [5].

leur capacité à atteindre des grandes valeurs d'inductance qui sont requises pour le filtrage de mode commun dans les alimentations à découpage ou les variateurs de vitesse.

Les matériaux amorphes et nanocristallins sont aujourd'hui fréquemment utilisés en électronique de puissance en tant que transformateurs Forward ou inductances de mode commun. Le développement relativement récent de ces matériaux laisse envisager leur utilisation croissante. Les coûts actuels sont légèrement supérieurs à ceux des ferrites mais les procédés de fabrications, qui sont compatibles avec une production de masse, les rendent également compétitifs. Présentés à la fig. C.2 et comparés aux ferrites, les produits  $f \times B_{max}$  de ces matériaux sont excellents jusqu'à plusieurs dizaines de kilohertz. Historiquement, les matériaux amorphes sont apparus les premiers, dans les années soixante-dix [10]. Le principe initial à la base des propriétés de ces matériaux est la création d'un état amorphe (ou vitreux, appelé aussi "verre métallique") du matériau qui est obtenu par une trempe extrêmement rapide [11]. Le matériau n'est pas ordonné en grain cristallin comme dans les alliages traditionnels. Cet état métastable<sup>1</sup> du matériau lui confère des propriétés électromagnétiques très intéressantes. Le matériau est homogène (sans anisotropie magnétocristalline) et possède des résistivités supérieures aux alliages ferreux (environ  $130 \times 10^{-6} \Omega m$  par rapport à  $50 \times 10^{-6} \Omega m$  pour un *Fe - 3Si*). Cela se traduit par des champs coercitifs inférieurs à quelques ampères par mètre, et une réduction importante des pertes par courants induits. Grâce à des traitements thermiques, comme des

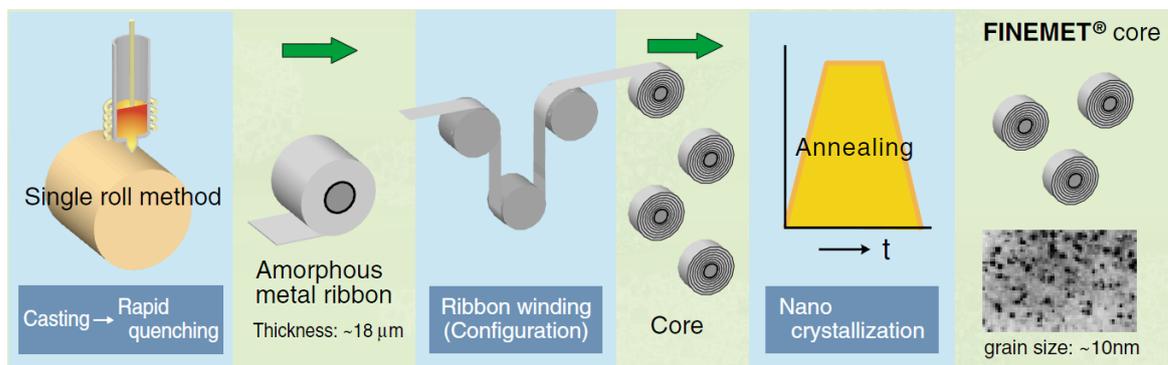
1. cf. Annexe B, page 236, carbone amorphe

---

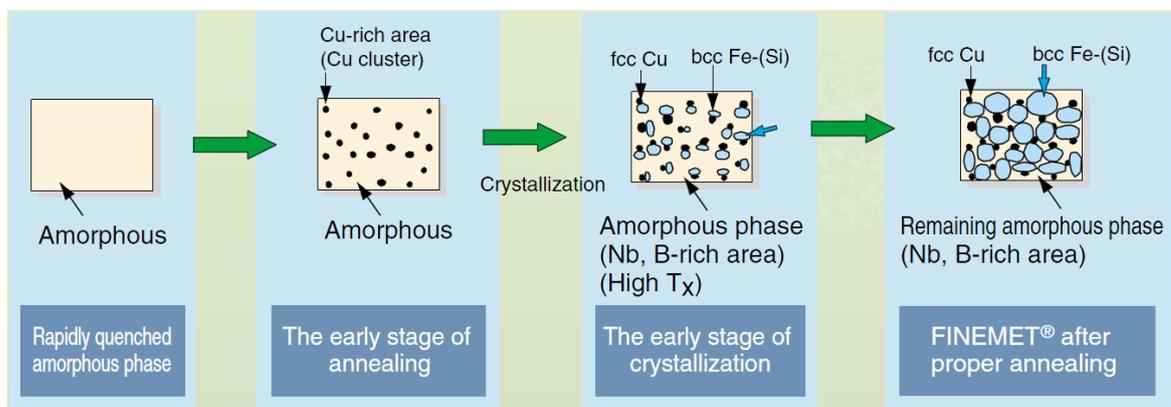
recuits de relaxation ou des recuits sous champs, l'allure des cycles d'hystérésis et les perméabilités relatives sont ajustées. Les perméabilités peuvent être très élevées (entre  $10^5$  et  $10^6$ ). Ces matériaux sont des alliages composés de métaux dont la base est  $Fe$ ,  $FeNi$ , ou  $Co$ . Les alliages de matériaux amorphes les plus courants sont pour une base fer,  $Fe_{79}B_9Si_9C_3$  [12], et pour une base cobalt,  $Co_{70}(FeMo)_2Mn_5(SiB)$  [13]. Bien que ces matériaux offrent des performances assez bonnes pour l'électronique de puissance, ils présentent certaines limitations. Les amorphes base fer présentent une magnétostriction élevée (environ  $30 \times 10^{-6}$ ) et des pertes importantes pour des fréquences au-delà de la dizaine de kilohertz. Ils restent néanmoins attractifs pour certaines applications de forte puissance grâce à une bonne polarisation à saturation (Metglas 2605S1A : 1,56 T) et un faible coût. Les amorphes base cobalt sont plus performants et mieux adaptés à l'électronique de puissance. La magnétostriction est très faible (entre 1 et  $0,2 \times 10^{-6}$ ), et les propriétés sont stables en température sur les plages d'utilisation traditionnelles ( $-25^\circ C$  à  $125^\circ C$ ). Dans les moyennes fréquences (1 kHz à 50 kHz), les pertes sont inférieures à celles des ferrites mais le coût est beaucoup plus élevé. Cela restreint leur utilisation à des applications très spécifiques. Une autre considération pratique qui concerne l'ensemble des matériaux amorphes, est la variété très limitée des géométries qui ne facilite pas leur intégration mécanique. Les formes sont des tores ou des cadres rectangulaires composés de tores découpés et/ou déformés ("C-core" ou "U-core").

En comparaison des alliages ferreux, les températures de Curie sont inférieures, typiquement entre  $240^\circ C$  et  $500^\circ C$ . Par exemple, pour l'alliage VITROVAC 6030F de VAC (base cobalt), qui serait compatible avec une utilisation en tant qu'inductance de mode commun ou de transformateur Forward, la température de Curie est de  $365^\circ C$ . L'utilisation à  $200^\circ C$  serait envisageable, mais la structure amorphe provoque une forte sensibilité du matériau au vieillissement thermique (cf. fig. II.18, page 84). L'usage des matériaux amorphes est en pratique limité à environ  $150^\circ C$ .

Les matériaux amorphes ne sont donc pas compatibles avec une utilisation à  $200^\circ C$  ambiants pour l'électronique de puissance. Toutefois, ces matériaux ont donné naissance aux matériaux nanocristallins. Ces matériaux ont été découverts et brevetés sous le nom de Finemet par Hitachi Metals en 1987 [16, 17]. Ce sont initialement des matériaux amorphes qui ensuite, sont partiellement cristallisés (entre 70 et 80 %) grâce à un traitement thermique ("Annealing", fig. C.5 (a)). Ils se présentent comme les matériaux amorphes, sous forme de ruban (épaisseur de l'ordre de la vingtaine de microns), qui sont enroulés sur eux-mêmes pour former un noyau magnétique. La croissance cristalline des grains est contrôlée pour maximiser les performances électromagnétiques. Les paramètres sont nombreux pour parvenir à un alliage et un procédé optimaux. Les fabricants jouent principalement sur la composition ou sur le temps et la température de

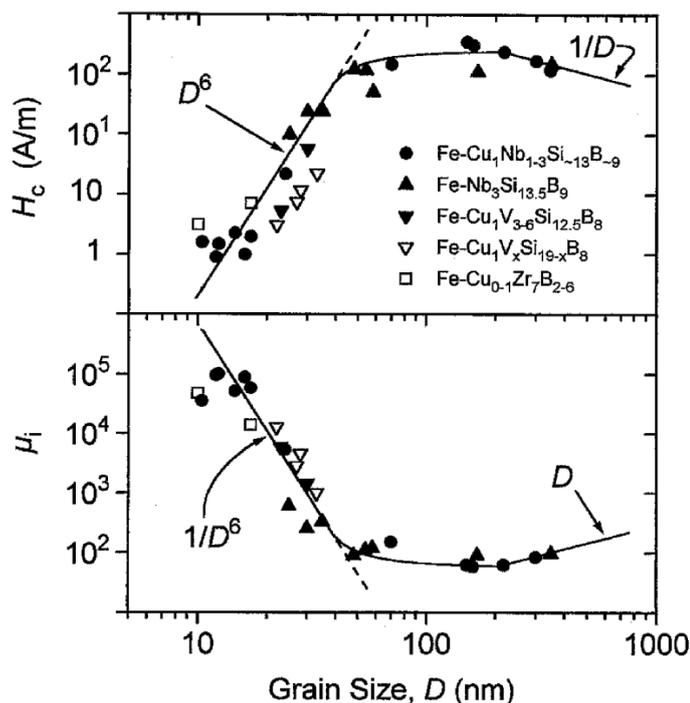


(a) Procédé de fabrication de rubans nanocristallins en noyaux magnétiques.



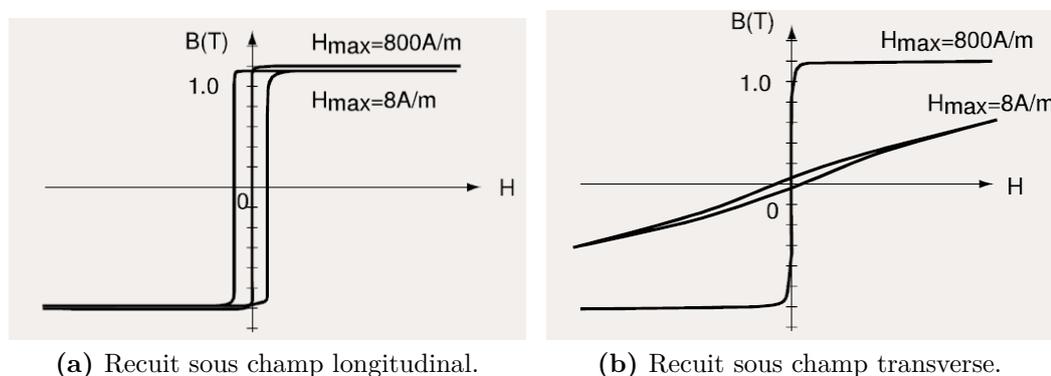
(b) Évolution de la structure du matériau au cours du procédé de fabrication.

**Figure C.5** – Procédé de fabrication et illustration de la structure de matériaux magnétiques nanocristallins [14].



**Figure C.6** – Champ coercitif ( $H_c$ ) et perméabilité relative initiale ( $\mu_i$ ) en fonction de la taille de grain moyenne d’alliages nanocristallins de base fer [15].

recuit du traitement thermique. La composition de l’alliage industrialisé de type Finemet est du  $\text{Fe}_{73.5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{15.5}\text{B}_7$ . En observant la fig. C.5 (b), et en simplifiant, on note que le cuivre facilite l’apparition de grains de  $\text{FeSi}$ , le bore limite la croissance des grains lors de la cristallisation, et le niobium assure une homogénéité et une bonne finesse de grain [17, 18]. L’essentiel du comportement électromagnétique du matériau est apporté par les grains cristallins de  $\text{FeSi}$  mais la phase amorphe prend aussi part à des mécanismes complexes d’aimantation [15, 19]. Par rapport aux matériaux amorphes, cette cristallisation de taille nanométrique (grains de 10 à 15 nm) améliore les propriétés magnétiques du matériau et notamment les pertes par hystérésis. Comme l’indique la fig. C.6, la perméabilité et le champ coercitif sont très dépendants de la taille de grain à cette échelle. Intrinsèquement, les perméabilités sont élevées mais les industriels souhaitent maîtriser l’allure du cycle d’hystérésis pour les applications. Lors du traitement thermique, le matériau est soumis à un champ externe, longitudinal ou transverse, pour modifier la perméabilité relative du matériau. La gamme de perméabilité relative autorisée par ce type de procédé s’étend d’environ  $20 \times 10^3$  à  $180 \times 10^3$ . Le cycle d’hystérésis est donc dépendant du type de recuit, fig. C.7, avec des formes caractéristiques rectangulaires de cycle  $B\{H\}$  pour les recuits sous champ longitudinal (a), et assez linéaires pour les recuits sous champ transverse (b). Les perméabilités élevées dédient principalement ces matériaux à des

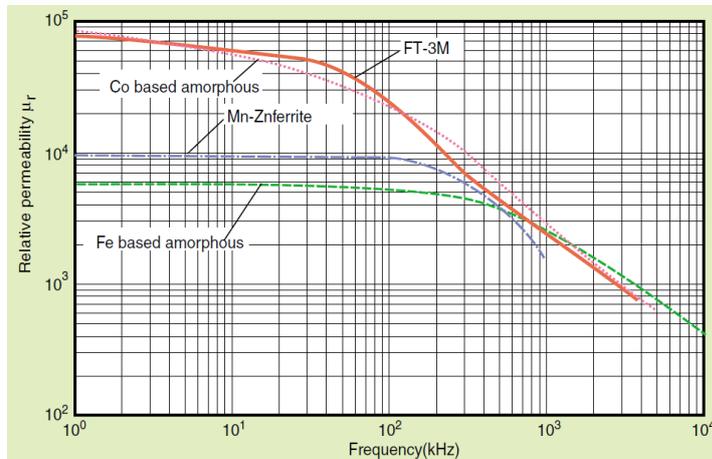


**Figure C.7** – Cycles d'hystérésis  $B\{H\}$  de matériaux nanocristallins de type Finemet recuits sous champs [14]. (a) Champ longitudinal (normal à la section du tore), matériau Metglas FT-3H. (b) Champ transverse (normal à la hauteur du tore), matériau Metglas FT-3L.

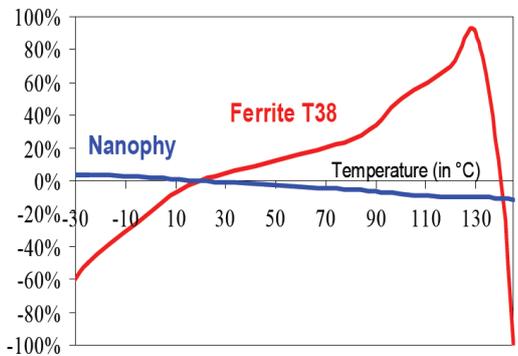
usages de type transformateur ou filtrage de mode commun.

Les principaux progrès par rapport aux amorphes sont : des pertes dynamiques plus faibles que celles des amorphes jusqu'à plusieurs dizaines de kilohertz, une polarisation à saturation qui reste élevée (1,25 T), une faible magnétostriction (inférieure à  $1 \times 10^{-6}$ ), et pour la composition industrialisée, un coût modéré (supérieur aux amorphes à base fer, mais nettement inférieur aux amorphes à base cobalt). Cette composition, essentiellement du  $FeSiB$ , ne possède pas de matériaux coûteux en grande quantité (moins de 3 % de  $Nb$ ) contrairement aux amorphes de base cobalt. La résistivité est cependant plus faible que celle des amorphes, environ  $1,2 \times 10^{-6} \Omega m$ . Cette propriété limite les nanocristallins aux fréquences moyennes par rapport aux ferrites  $MnZn$  à cause des pertes par courants induits. Une autre conséquence de la faible résistivité de ce matériau nanocristallin, est la dépendance en fonction de la fréquence de la perméabilité. A l'échelle macroscopique, l'effet de peau (ou diffusion du champ) réduit la perméabilité apparente lorsque la fréquence augmente. Pour des fréquences supérieures à la centaine de kilohertz, la perméabilité chute considérablement, fig. C.8 (a). C'est un inconvénient pour le filtrage CEM car la valeur de l'inductance est proportionnelle à la perméabilité (Equation II.24). Néanmoins, ce phénomène est compensé, par rapport aux ferrites, par la valeur absolue de cette perméabilité relative qui reste élevée.

Les propriétés des nanocristallins en fonction de la température sont assez bonnes. Les pertes augmentent peu avec la température pour des niveaux de pertes volumiques faibles, et pour des niveaux typiques d'un dimensionnement d'électronique de puissance (autour de  $500 mW/cm^3$ ), l'influence de la température est négligeable [21]. La perméabilité est également assez stable comme le montre la comparaison avec un ferrite  $MnZn$  sur une plage standard de températures, fig. C.8 (b). Les constructeurs autorisent une utilisation des nanocristallins



(a) Variation de la perméabilité relative en fonction de la fréquence.



(b) Variation de la perméabilité relative en fonction de la température.

**Figure C.8** – Variation de la perméabilité relative en fonction de la fréquence et de la température d’un matériau nanocristallin de type Finemet. (a) Matériau FT-3M de Metglas [14]. (b) Comparaison entre un Nanophy d’Arcelor et un ferrite  $MnZn$  T38 d’Epcos [20].

jusqu’à 150 °C. Au-delà de cette température les données sont plus rares et sont complétées par nos caractérisations. La température de Curie de la phase  $FeSi$  est d’environ 600 °C, celle de la phase amorphe environ 350 °C. La polarisation à saturation diminue avec la température, de l’ordre de 15 % à 20 % à 200 °C. On peut donc espérer que pour un fonctionnement à 200 °C, les propriétés électromagnétiques restent bonnes.

Au début des années deux mille, des matériaux nanocristallins à basse perméabilité furent développés et brevetés par Arcelor [22–24]. Le ruban, lors du recuit, est soumis à une forte contrainte mécanique longitudinale (jusqu’à 1000 MPa) qui modifie la structure cristalline du matériau. Cette contrainte agit de manière analogue à un recuit sous champ transverse dont l’action serait grandement amplifiée. Il en résulte une perméabilité relative qui peut être réglée entre 200 et 3000, selon l’amplitude de la contrainte mécanique. Le cycle  $B\{H\}$  de ces matériaux est alors très linéaire. Le rapport de l’induction rémanente sur la polarisation à saturation est très faible ( $B_r/B_s$  inférieur à 0,8 %). Cela apporte un  $\Delta B$  important qui peut être exploité lorsque l’excitation possède une composante continue (inductance de mode différentiel, inductance de Boost...). Ce procédé de recuit sous contraintes exploite l’alliage industrialisé de type Finemet et conserve les qualités initiales de ce matériau nanocristallin. Il est également envisageable de l’appliquer à d’autres alliages comme le Nanoperm (voir ci-après). La polarisation à saturation est de 1,25 T, le champ coercitif est de quelques ampères par mètre, et la magnétostriction est très faible. Les pertes sont légèrement supérieures à celles des nanocristallins à haute perméabilité, mais sont excellentes par rapport aux ferrites et aux poudres de fer pour les

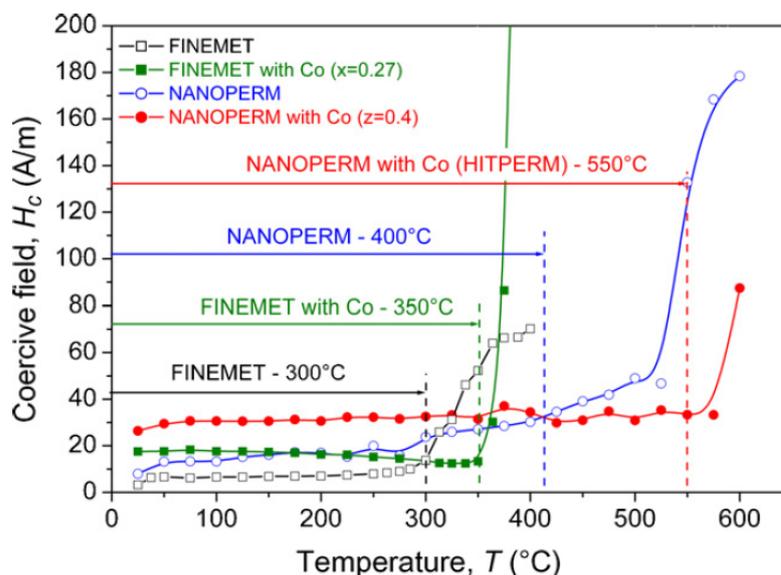
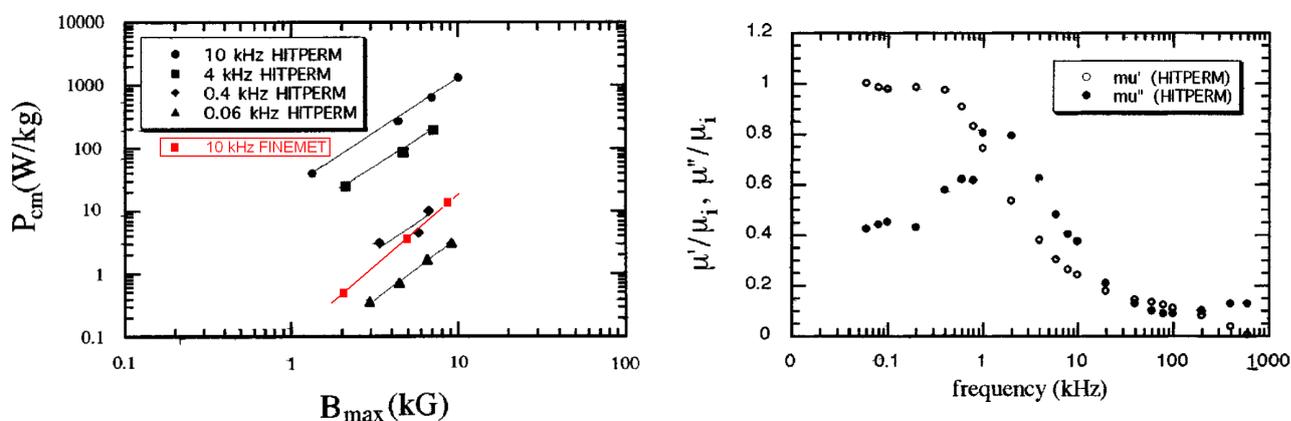


Figure C.9 – Champ coercitif ( $H_c$ ) en fonction de la température d'alliages nanocristallins [26].

moyennes fréquences [25]. La perméabilité en fonction de la fréquence est également excellente. Pour les plus basses perméabilités ( $\mu_r=200$ ), le comportement électromagnétique s'atténue à partir de la dizaine de mégahertz. Grâce aux différents traitements thermiques et mécaniques, les matériaux nanocristallins de type Finemet offrent une large gamme de perméabilités qui couvre la plupart des usages présentés à la section 1.2 (page 62). Les excellentes performances, jusqu'à quelques dizaines de kilohertz pour des applications de puissance et jusqu'à plusieurs mégahertz pour le filtrage, semblent, de plus, compatibles avec une utilisation à 200 °C.

Les travaux menés sur les matériaux nanocristallins ont été nombreux. Les principaux alliages utilisables pour des applications haute température sont synthétisés par la fig. C.9. La limite intrinsèque d'un matériau magnétique en température est la température de Curie. On peut également considérer le champ coercitif. Lorsque le champ coercitif augmente fortement, le niveau de perte rend prohibitif l'utilisation du matériau dans une application de puissance. Cela constitue donc une limite d'utilisation. Sous cet angle, la limite des nanocristallins de type Finemet semble être vers 300 °C. Cette mesure confirme bien la possibilité de leur usage à 200 °C. D'autres matériaux nanocristallins comme le Nanoperm ou le Hitperm, semblent capables de fonctionner au-delà de 300 °C.

Le Nanoperm a été développé peu de temps après le Finemet d'Hitachi [27]. Cet alliage, qui est composé de  $Fe(Zr, Hf)B(Cu, Nb)$ , a des polarisations à saturation plus élevées, entre 1,5 T et 1,7 T. Les pertes à basses fréquences sont meilleures que celles de nanocristallins de type Finemet. En revanche, les champs coercitifs qui sont un ordre de grandeur supérieurs,



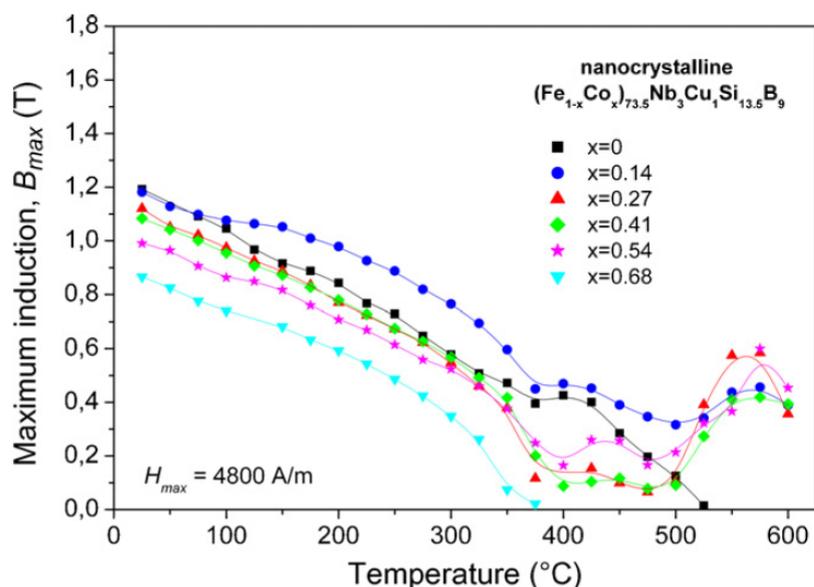
(a) Pertes massiques en fonction de l'induction à 25 °C.

(b) Variation de la perméabilité complexe en fonction de la fréquence à 25 °C.

**Figure C.10** – Caractéristiques d'un matériau nanocristallin de type Hitperm recuit à 600 °C pendant une heure [28].

pénalisent leur utilisation à moyennes fréquences. Les applications visées sont essentiellement pour les transformateurs de distribution de forte puissance. Ces matériaux ont rencontré des problèmes d'industrialisation car il est difficile de produire des rubans de très grande largeur, et par conséquent des noyaux magnétiques de grande taille. En raison de la présence de *Zr*, qui est sensible à l'oxydation, la trempe est faite en atmosphère contrôlée sous *Ar*. La justification industrielle de ces matériaux est inexistante aujourd'hui, les tôles *FeSi* étant nettement plus compétitives pour les applications de distribution. En revanche, pour les applications haute température et relativement basses fréquences, ils sont potentiellement intéressants. Les températures de Curie se situent autour de 750 °C, et leur limite d'utilisation en considérant le champ coercitif semble atteindre 500 °C sur la fig. C.9. La décroissance de la polarisation à saturation est seulement de quelques pourcents à 200 °C.

Partant de ce constat, et sous l'impulsion de la défense américaine, des études ont été menées pour étendre les capacités du Nanoperm en ajoutant du cobalt dans la composition [28–30]. La composition étudiée est du  $Fe_{44}Co_{44}Zr_7B_4Cu_1$ . La température de Curie de ce type d'alliage, appelé Hitperm, est supérieure à 900 °C (985 °C pour la composition précédente), mais les températures de cristallisation sont inférieures, respectivement 510 °C et 700 °C. Les températures de fonctionnement doivent être inférieures aux température de cristallisation pour ne pas modifier de manière irréversible les propriétés du matériau. De manière cohérente avec la fig. C.9, la limite d'utilisation en température de ce type de matériau est autour de 500 °C. Par rapport au Nanoperm, la plage d'utilisation en température est très peu améliorée, mais on observe une excellente stabilité du champ coercitif et de la polarisation à saturation. La



**Figure C.11** – Induction à saturation en fonction de la température d'alliages nanocristallins de type Finemet modifiés par l'ajout de cobalt [26].

polarisation à saturation est d'environ  $1,5 T$ , et la perméabilité relative est de 1800 à  $25^{\circ}C$ . La perméabilité est suffisante pour permettre une utilisation en tant que transformateur, de plus l'induction est élevée, mais les performances dynamiques sont dégradées par rapport à des alliages de type Finemet. Malgré une résistivité relativement élevée du matériau ( $50 \times 10^{-6} \Omega m$ ), on observe sur la fig. C.10 (a) que les pertes massiques à  $10 kHz$  sont importantes et largement supérieures au Finemet. Il sera nécessaire dans un dimensionnement à cette fréquence de réduire le point de fonctionnement autour de  $0,1 T$  ou  $0,2 T$ , pénalisant ainsi fortement le volume du noyau magnétique. Pour des rubans d'environ  $20 \mu m$  d'épaisseur, la perméabilité relative, qui est déjà modérée, chute au-delà de quelques kilohertz, fig. C.10 (b). En raison des pertes et de la perméabilité relative, un matériau Hitperm ne sera pas correctement exploité pour des fréquences supérieures à environ  $2 kHz$ . La magnétostriction est aussi significative, entre  $25$  et  $30 \times 10^{-6}$ . Comme pour les matériaux de type Nanoperm, l'industrialisation est difficile et la présence de cobalt en grande quantité rend cet alliage coûteux.

Des travaux, dans le cadre d'un projet Européen (HiT-Core), ont étudié l'ajout de cobalt dans la composition de l'alliage de type Finemet pour améliorer ses propriétés en fonction de la température, mais aussi pour élargir (en abaissant) la plage de perméabilités [8, 26, 31]. Les compositions sont du  $(Fe_{1-x}Co_x)_{73,5}Cu_1Nb_3Si_{13,5}B_9$ , où le meilleur compromis est donné par  $x=0,27$  ("Finemet+Co" à la fig. C.9). Une autre variante appelée Pyroperm de composition  $Fe_{64,5}Co_{20}Nb_5B_{8,5}P_2$  a été étudiée [32]. Cette dernière composition possède des températures de

---

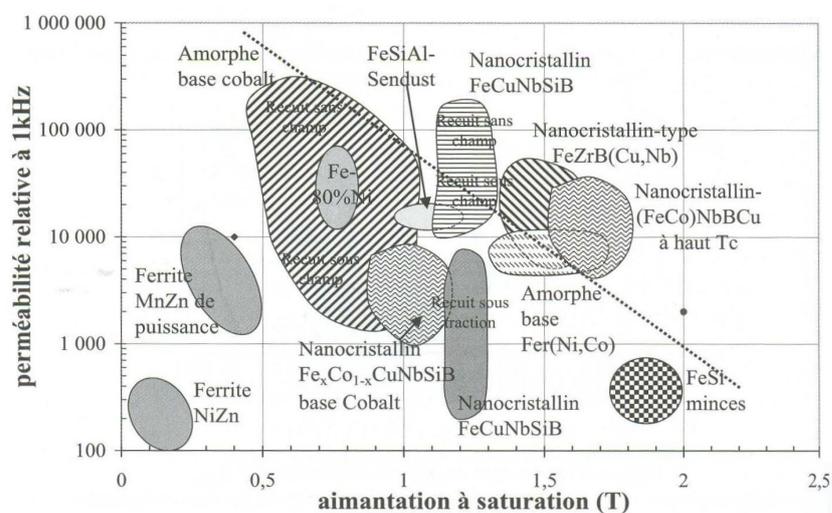
crystallisation autour de  $450\text{ }^{\circ}\text{C}$  [33]. Comme pour le Hitperm, la perméabilité relative est réduite à quelques milliers. La polarisation à saturation est réduite autour de  $0,9\text{ T}$ , et étonnamment, la dépendance de la polarisation à saturation en fonction de la température, fig. C.11, n'est pas meilleure que celle du Finemet ( $x=0$ ). Le champ coercitif et les pertes sont par contre supérieurs. A  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $0,2\text{ T}$  et  $20\text{ kHz}$ , les pertes massiques sont environ deux fois supérieures ( $3\text{ W/kg}$ , par rapport à  $1,5\text{ W/kg}$ ) [8]. Le Pyroperm, cité ci-dessus, présente des pertes qui sont environ dix fois supérieures aux pertes du Finemet [34]. Les progrès apportés par l'ajout de cobalt ne sont pas importants, avec des performances dynamiques dégradées, ils offrent une possibilité d'étendre d'une cinquantaine de degrés la limite d'utilisation en température des Finemet.

Les géométries, comme pour les amorphes sont limitées à des formes toriques plus ou moins déformées. Les rubans nanocristallins montrent une fragilité mécanique qui est accrue par rapport aux amorphes. Ces matériaux sont très cassants et s'émiettent rapidement lorsqu'ils ne sont pas protégés. On constate alors un besoin pour les applications haute température au niveau du packaging qui est aujourd'hui inexistant. Cet aspect est discuté à la section IV.10 (page 175).

La dernière grande famille de matériaux très utilisée en électronique de puissance est la famille des poudres de fer. Ce type de matériau est dédié aux basses perméabilités pour le stockage d'énergie et le filtrage. Ces matériaux sont des noyaux à entrefer réparti principalement compactés sous forme de tore ou de bloc. Il s'agit de particules d'alliages ferreux noyées dans un liant en polymère. Un isolant (vernis) est ensuite appliqué en tant que finition pour l'isolation électrique. Les alliages sont majoritairement du  $Fe$ ,  $FeNi$ ,  $FeNiMo$ ,  $FeSi$  ou du  $FeSiAl$ . Les polarisations à saturation sont comprises entre  $0,7$  et  $1,6\text{ T}$ . Les champs coercitifs sont plus importants que ceux des nanocristallins ou des amorphes, entre  $20$  et  $80\text{ A/m}$ . Grâce au liant en matériau polymère, la résistivité est assez élevée, environ  $1 \times 10^{-2}\ \Omega\text{m}$ . Cependant, les particules ferromagnétiques présentent des pertes relativement élevées par rapport aux ferrites et aux nanocristallins basse perméabilité [25, 35]. Par exemple à  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $0,1\text{ T}$  et  $100\text{ kHz}$ , une poudre de fer de type MPP de Magnetics ( $FeNiMo$ ) dissipe environ  $1700\text{ mW/cm}^3$ , un nanocristallin basse perméabilité ( $\mu_r=300$ )  $200\text{ mW/cm}^3$ , et un ferrite  $MnZn\ 3C92$   $50\text{ mW/cm}^3$ .

Les températures de Curie de ces matériaux sont identiques à celles des alliages ferreux qui les composent, soit entre  $460\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $700\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Du fait de l'entrefer réparti, les caractéristiques sont très stables en fonction de la température et fonction du point de fonctionnement. La principale limitation pour un usage à haute température est le liant polymère qui n'est pas conçu pour fonctionner à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Magnetics, le principal fabricant, indique que l'encapsulant qui est du parylène ne supporte que  $130\text{ }^{\circ}\text{C}$  en permanence et  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  en transitoire [35].

## Annexe : Matériaux doux pour l'électronique de puissance et la "haute température"



**Figure C.12** – Vue générale des matériaux magnétiques doux pour les moyennes fréquences dans un diagramme  $B_s - \mu_r$  [8].

Exploitant le principe de l'entrefer repartit, un matériau, à base de poudre de rubans nanocristallins broyés de type Finemet, a été étudié [36]. Les résultats ont montré des performances équivalentes aux poudres de fer traditionnelles. Récemment, pour des applications de blindage ou de détection de canalisation, des rubans nanocristallins collés à un film polymère ont été industrialisés [37]. En superposant les couches élémentaires ( $120 \mu m$ ) pour de applications de blindage, les atténuations sont supérieures à un alliage de référence (Mumétal,  $FeNi$ ) pour une épaisseur égale. Ce procédé est compatible avec des films polyimides qui autorisent un fonctionnement à  $200 \text{ }^\circ C$ .

La fig. C.12 et la Table C.1 résument les différents types de matériaux que nous avons décrits dans cette bibliographie. Les poudres de fer ne figurent pas sur la fig. C.12. Les données de la Table C.1 sont issues de la bibliographie pour des matériaux typiques du génie électrique et de l'électronique de puissance qui pourraient fonctionner à  $200 \text{ }^\circ C$ . Les grandeurs indiquées dans la table sont représentatives des qualités attendues d'un matériau magnétique. La compacité d'un composant magnétique est dépendante de la polarisation à saturation (une densité de flux magnétique) et du niveau de pertes (limitation thermique et rendement) qui est fortement dépendant de la fréquence (courants induits, pertes par hystérésis). Il est alors utile d'associer la polarisation à saturation  $J_s$  et la plage de fréquences d'utilisation du matériau  $f_{util}$ . On retrouve cette considération avec le critère  $f \times B_{max}$ . Le champ coercitif  $H_c$  et la résistivité sont également des bons indicateurs concernant les pertes dynamiques. La température de Curie  $T_c$  est la limitation intrinsèque du matériau en température. La polarisation à saturation décroît

---

toujours lorsque la température augmente, une température de Curie élevée indique que cet effet sera limité pour un fonctionnement à 200 °C. Enfin, la magnétostriction  $\lambda_s$  est un critère important dans un dimensionnement car un faible coefficient diminue les contraintes mécaniques sur l'assemblage (conducteurs, noyau, isolants) et réduit les perturbations sonores.

Les grandeurs indiquées dans la Table C.1 sont définies ci-après :

- $J_s$  : Polarisation à saturation en  $T$
- $H_c$  : Champ coercitif (statique ou quasi-statique) en  $A/m$
- $\mu_r$  : Perméabilité relative
- $\lambda_s$  : Coefficient de magnétostriction en ppm ( $\times 10^{-6}$ )
- $\rho$  : Résistivité du matériau à 25 °C en  $\Omega m$
- $T_c$  : Température de Curie du matériau en °C
- $f_{util.}$  : Plage de fréquences d'utilisation typique du matériau en  $Hz$

## Annexe : Matériaux doux pour l'électronique de puissance et la "haute température"

Matériau	Composition	$J_s$ (T)	$H_c$ (A/m)	$\mu_r$	$\lambda_s$ (ppm)	$\rho$ ( $\Omega m$ )	$T_c$ ( $^{\circ}C$ )	$f_{util.}$ (Hz)
Tôles (p. 257)	<i>FeNi</i>	0,75 - 1,6	0,01 - 4	10k - 300k	0 - 1	40 $\mu$ - 100 $\mu$	230 - 400	50 - 400
	<i>FeCo</i>	2,1 - 2,3	1 - 2	5k - 20k	20 - 60	20 $\mu$ - 50 $\mu$	920	50 - 1k
	<i>Fe - 3Si</i>	2	0,1 - 5	5k - 40k	0,8 - 8	50 $\mu$	740	50 - 1k
	<i>Fe - 6,5Si</i>	1,8	20	2k - 20k	0,1	82 $\mu$	700	50 - 1k
Amorphes (p. 262)	<i>Fe<sub>79</sub>B<sub>9</sub>Si<sub>9</sub>C<sub>3</sub></i>	1,56	8	45k - 600k	27	130 $\mu$	395	50 - 10k
	<i>Fe<sub>77</sub>B<sub>16</sub>Si<sub>5</sub>Cr<sub>3</sub></i>	1,41	8	20k - 35k	20	138 $\mu$	358	50 - 10k
	<i>Co<sub>70</sub>(FeMo)<sub>2</sub>Mn<sub>5</sub>(SiB)</i>	0,75	1	2k - 3,5k	0 - 1	130 $\mu$	365	1k - 50k
	<i>(CoFe)<sub>89</sub>(MnMoSiB)<sub>11</sub></i>	1	1	1,1k - 2k	0 - 1	115 $\mu$	485	1k - 50k
Nanocrystallins (p. 263)	<i>Fe<sub>73,5</sub>Cu<sub>1</sub>Nb<sub>3</sub>Si<sub>15,5</sub>B<sub>7</sub></i>	1,25	0,5 - 2	25k - 180k	0 - 1	1,2 $\mu$	570	1k - 50k
	<i>Fe<sub>73,5</sub>Cu<sub>1</sub>Nb<sub>3</sub>Si<sub>15,5</sub>B<sub>7</sub></i>	1,25	2 - 6	200 - 3k	0 - 1	1,2 $\mu$	570	1k - 300k
	<i>(Fe<sub>73</sub>Co<sub>27</sub>)<sub>73,5</sub>Cu<sub>1</sub>Nb<sub>3</sub>Si<sub>13,5</sub>B<sub>9</sub></i>	1,1	18	5k - 10k	-	-	400	1k - 20k
	<i>Fe<sub>64,5</sub>Co<sub>20</sub>Nb<sub>5</sub>B<sub>8,5</sub>P<sub>2</sub></i>	1,67	40 - 110	1k - 5k	-	-	> 900	50 - 5k
	<i>Fe<sub>86</sub>Cu<sub>1</sub>Zr<sub>7</sub>B<sub>6</sub></i>	1,52	3 - 8	30k - 60k	-1,1 - 0,2	0,6 $\mu$ - 1,5 $\mu$	730 - 760	50 - 10k
	<i>Fe<sub>44</sub>Co<sub>44</sub>Zr<sub>7</sub>B<sub>4</sub>Cu<sub>1</sub></i>	1,5	30 - 40	2k	25 - 32	50 $\mu$	985	50 - 5k
Ferrites (p. 258)	<i>Mn<sub>x</sub>Zn<sub>1-x</sub>Fe<sub>2</sub>O<sub>4</sub></i>	0,5 - 0,55	10 - 20	1,5k	-	5 - 8	280	50k - 500k
	<i>Mn<sub>x</sub>Zn<sub>1-x</sub>Fe<sub>2</sub>O<sub>4</sub></i>	0,45 - 0,4	50 - 60	900	-	10	300	500k - 2M
	<i>Ni<sub>x</sub>Zn<sub>1-x</sub>Fe<sub>2</sub>O<sub>4</sub></i>	0,35 - 0,3	140 - 160	80 - 100	-	100k	260 - 400	1M - 10M
Poudres (p. 271)	<i>Fe<sub>85</sub>Si<sub>9</sub>Al<sub>6</sub></i>	1,05	40	26 - 125	-	0,01	500	20k - 300k
	<i>Fe<sub>17</sub>Ni<sub>79</sub>Mo<sub>4</sub></i>	0,75	24	14 - 550	12,9	0,01	460	20k - 500k
	<i>Fe<sub>50</sub>Ni<sub>50</sub></i>	1,5	80	14 - 160	-	0,01	500	10k - 200k
	<i>Fe<sub>92,5</sub>Si<sub>6,5</sub></i>	1,6	100 - 120	14 - 147	-	0,01	700	10k - 200k

Tableau C.1 – Tableau comparatif des matériaux magnétiques.

---

## Références bibliographiques

- [1] L. BURDET. *active magnetic bearing design and characterization for high temperature applications*. Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (2006). [213](#), [257](#), [258](#)
- [2] J. HORWATH, Z. TURGUT, AND R. FINGERS. *High temperature properties and aging-stress related changes of feco materials*. Rapport technique AFRL-PR-WP-TR-2006-21760, Air Force Research Laboratory (2006). [257](#)
- [3] E. C. SNELLING. *Soft ferrites : properties and applications*. Ed. Iliffe (1969). [258](#)
- [4] E. C. SNELLING AND A. D. GILES. *Ferrites for inductors and transformers*. Ed. Research Studies Press (Letchworth Herts. and New York) (1983). [258](#)
- [5] FERROXCUBE. *Documentation technique du constructeur, ferroxcube data handbook 2009*. <http://www.ferroxcube.com/appl/info/HB2009.htm>, le 1 Octobre 2011 (2008). [213](#), [259](#), [260](#), [262](#)
- [6] MAGNETICS. *Documentation technique du constructeur, magnetics l material*. <http://www.mag-inc.com/design/technical-documents>, le 1 Octobre 2011 (2007). [261](#)
- [7] A. BROCKSCHMIDT AND I. MEHDI. *High temperature magnetics for power conversion*. Rapport technique AFRL-PR-WP-TR-2005-2146, The Boeing Company (2005). [261](#)
- [8] F. ALVES, M. CLAVEL, J. P. DUCREUX, M. GUYOT, E. HUG, A. KEDOUS-LEBOUC, R. LEBOURGEOIS, J. P. MASSON, AND T. WAECKERLÉ. *Matériaux magnétiques en génie électrique 2*. Ed. Lavoisier, Hermes Science (2006). [214](#), [261](#), [270](#), [271](#), [272](#)
- [9] A. LUCAS, R. LEBOURGEOIS, F. MAZALEYRAT, AND E. LABOURE. *Temperature dependence of core loss in cobalt substituted ni-zn-cu ferrites*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 323, Numéro 6, p735-739 (2011). [261](#)
- [10] R. BOLL. *Soft magnetic materials, the vacuumschmelze handbook*. Ed. Heyden (1978). [262](#)

## Références bibliographiques

---

- [11] J. DEGAUQUE. *Matériaux magnétiques amorphes, micro et nanocristallins*. Ed. Techniques de l'Ingénieur (1997). [262](#)
- [12] METGLAS. *Documentation technique du constructeur, magnetic alloy 2605sa1 (iron-based)*. [www.metglas.com](http://www.metglas.com), le 1 Octobre 2011 (2008). [263](#)
- [13] VACUUMSCHMELZE. *Documentation technique du constructeur, vitroperm 500 f. vitrovac 6030 f, tape-wound cores in power transformers for switched mode power supplies*. (2003). [263](#)
- [14] HITACHI METALS. *Documentation technique du constructeur, nanocrystalline soft magnetic material finemet*. <http://www.metglas.com>, le 1 Octobre 2011 (2005). [213](#), [214](#), [264](#), [266](#), [267](#)
- [15] G. HERZER. *Nanocrystalline soft magnetic materials*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 157, p133-136 (1996). [213](#), [265](#)
- [16] Y. YOSHIZAWA, S. OGUMA, AND K. YAMAUCHI. *New-fe based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure*. Journal of Applied Physics, Volume 64, Numéro 10, p6044-6046 (1988). [263](#)
- [17] Y. YOSHIZAWA, K. YAMAUCHI, AND S. OGUMA. *Fe-base soft magnetic alloy and method of producing same*. European Patent 0 271 657 A2, déposé par Hitachi Metals Ltd (1988). [263](#), [265](#)
- [18] Y. YOSHIZAWA AND K. YAMAUCHI. *Magnetic properties of fe-cu-m-si-b (m= cr, v, mo, nb, ta, w) alloys*. Materials Science and Engineering : A, Volume 133, p176-179 (1991). [265](#)
- [19] G. HERZER. *Nanocrystalline soft magnetic materials*. Physica Scripta, Volume 157, p307 (1993). [265](#)
- [20] MÉCAGIS GROUPE ARCELOR. *Documentation technique du constructeur, tores nanocristallins nanophy*. [www.arcelormittal.com](http://www.arcelormittal.com), le 1 Octobre 2011 (2006). [214](#), [267](#)
- [21] H. CHAZAL. *Caractérisations physicochimique et magnétique de rubans nanocristallins à haute perméabilité et étude de leur intégration en électronique de puissance*. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier (2004). [266](#)
- [22] F. ALVES, J. B. DESMOULINS, D. HÉRISSON, J. F. RIALLAND, AND F. COSTA. *Stress-induced anisotropy in finemet- and nanoperm-type nanocrystalline alloys using flash annealing*. Journal of magnetism and magnetic materials, Volume 215-216, p387-390 (2000). [267](#)
- [23] F. ALVES. *Flash stress annealings in nanocrystalline alloys for new inductive components*. Journal of magnetism and magnetic materials, Volume 226, p1490-1492 (2001). [267](#)

- [24] T. WAECKERLE, T. SAVE, AND S. M. PLAISANT. *Procédé de fabrication d'une bande en matériau nanocristallin et dispositif de fabrication d'un tore enroulé à partir de cette bande*. European Patent 1 724 792 A1, déposé par Imphy Alloys (2005). 267
- [25] MÉCAGIS GROUPE ARCELOR. *Documentation technique du constructeur, kmu cores low permeability nanocrystalline cores nanophy*. [www.arcelormittal.com](http://www.arcelormittal.com), le 1 Octobre 2011 (2010). 268, 271
- [26] T. KULIK, J. FERENC, A. KOLANO-BURIAN, X. B. LIANG, AND M. KOWALCZYK. *Magnetically soft nanomaterials for high-temperature applications*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 434, p623-627 (2007). 214, 268, 270
- [27] A. MAKINO, T. BITOH, J. I. MURAKAMI, T. HATANAI, A. INOUE, AND T. MASUMOTO. *Nanocrystalline soft magnetic fe-mb (m= zr, hf, nb) alloys nanoperm with high magnetic induction*. Le Journal de Physique IV, Volume 8, Numéro PR2, p103-106 (1998). 268
- [28] M. A. WILLARD, M. Q. HUANG, D. E. LAUGHLIN, M. E. MCHENRY, J. O. CROSS, V. G. HARRIS, AND C. FRANCHETTI. *Magnetic properties of hitperm (fe,co)88zr7b4cu1 magnets*. Journal of applied physics, Volume 85, Numéro 8, p4421-4423 (1999). 214, 269
- [29] F. JOHNSON, A. HSAIO, C. ASHE, D. LAUGHLIN, D. LAMBETH, M. E. MCHENRY, AND L. K. VARGA. *Magnetic nanocomposite materials for high temperature applications*. Proceedings of the 1st IEEE Conference on Nanotechnology, IEEE-NANO (2001). 269
- [30] M. E. MCHENRY. *amorphous and nanocrystalline high temperature magnetic material for power*. Rapport technique AFRL-PR-WP-TM-2006-2177, Carnegie Mellon University (2006). 269
- [31] EUROPEAN COMMISSION. *European commission growth program - combined rtd project - contract no g5rd-ct-2001-03009*. <http://hit-fcore.igmn.gliwice.pl>, le 1 Octobre 2011 (2001). 270
- [32] R. KOLANO, A. KOLANO-BURIAN, L. K. VARGA, J. SZYNOWSKI, AND M. POLAK. *Co added finemet and nanoperm alloys with flat hysteresis loops*. Reviews on Advanced Materials Science, Volume 18, p557-560 (2008). 270
- [33] L. K. VARGA, G. KOVÁCS, A. KÁKAY, F. MAZALEYRAT, Z. GERCSI, J. FERENC, E. É. FAZAKAS, T. KULIK, AND C. CONDE. *Microstructure and magnetic properties of fe85-xcoznb5b8p2 high temperature nanocrystalline alloys*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 272, p1506-1507 (2004). 271
- [34] J. SZYNOWSKI, R. KOLANO, A. KOLANO-BURIAN, AND L. K. VARGA. *Dynamic magnetic properties of the fe-based alloys under non-sinusoidal excitation*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 272, p1506-1507 (2008). 271
- [35] MAGNETICS. *Documentation technique du constructeur, magnetics powder core catalog*. <http://www.mag-inc.com/design/technical-documents>, le 1 Octobre 2011 (2008). 271

## Références bibliographiques

---

- [36] F. ALVES, C. RAMIARINJAONA, S. BERENGUER, R. LEBOURGEOIS, AND T. WAECKERLÉ. *High-frequency behavior of magnetic composites based on ferric particles for power-electronics*. IEEE Transactions on Magnetics, Volume 38, Numéro 5, p3135-3137 (2002). [272](#)
- [37] MÉCAGIS GROUPE ARCELOR. *Documentation technique du constructeur, nanophylm flexible complex with high magnetic properties*. [www.arcelormittal.com](http://www.arcelormittal.com), le 1 Octobre 2011 (2009). [272](#)

---

---

## Annexe D

---

### Annexe : Dimensionnement d'une inductance de mode commun

Nous décrivons dans cette annexe l'application de la procédure de dimensionnement d'une inductance couplée symétrique que nous avons décrite au troisième chapitre. Cette procédure est détaillée à travers un fichier de calcul Mathcad pour une inductance de mode commun de  $3,5\text{ mH}$  (à  $15\text{ kHz}$ ) et un courant de ligne maximal de  $7\text{ A}$ .

## Optimisation du volume/masse d'une inductance couplee symetrique et torique

Inductance couplee pour le filtrage du mode commun des perturbations conduites sur un bus de tension continue. Formulation analytique simplifiee de predimensionnement. La masse est la fonction objectif.

### Points initiaux :

$OD := 30 \cdot 10^{-3}$	diamètre externe
$ID := 15 \cdot 10^{-3}$	diamètre interne
$\frac{H}{\omega} := 10 \cdot 10^{-3}$	hauteur
$L_{cm} := 3.5 \cdot 10^{-3}$	Besoin Valeur de l'inductance mode commun à 15kHz
$I_{dc} := 7$	Courant max DC (Adc)
$I_{max\_CM}(XdB) := \exp\left(\frac{\ln(10) \cdot XdB}{20}\right)$	Courant crete de mode commun estime (@ 15kHz alternatif, non sinus)
$\alpha_{fuite} := 0.005$	Coefficient de fuite : Leakage/Lcm (entre 1 et 0.1%)
$I_{cm} := I_{max\_CM}(-25) + \alpha_{fuite} \cdot I_{dc}$	Courant maximal de mode commun total
$I_{cm} = 0.091$	

### Constantes :

$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7}$	perméabilité de l'air
$\mu_r := 40000$	perméabilité relative du matériau Nanophy magnétique à 10kHz
$\mu_{r\_100kHz} := \mu_r \cdot 0.5$	perméabilité relative du matériau Nanophy magnétique à 100kHz
$\mu_{r\_1MHz} := \mu_r \cdot 0.1$	perméabilité relative du matériau Nanophy magnétique à 1MHz
$B_{max} := 1$	Induction de travail maximale (T)

---

$\delta := 7$	Densité de courant (A/mm <sup>2</sup> )
Mvcu := 8900	Masse volumique du cuivre (kg/m <sup>3</sup> ):
Mvtole_nano := 7350	Masse volumique de la tole nanophy (kg/m <sup>3</sup> ):
$\rho_{Cu} := 1.7 \cdot 10^{-8}$	Resistivite electrique à 25°C
$\lambda_{enroulement} := 1.3$	Coefficient de contrainte sur le bobinage autour du noyau
$\alpha_{tour} := 0.8$	Coefficient de contrainte sur le nombre de tour (=1, couche(s) parfaitement remplies)
$\alpha_{bobine} := \frac{3\pi}{4}$	Angle de bobinage du tore (3Pi/4 en général)
k := 1	Nombre de couche de conducteurs pour un enroulement

## Relations physiques :

- diamètre et section du fil (m)

$$D_{fil} := \sqrt{\frac{I_{dc}}{\delta} \cdot \frac{4}{\pi}} \cdot 10^{-3} \quad D_{fil} = 1.128 \times 10^{-3}$$

$$D_{fil\_aw} := 1 \cdot 10^{-3}$$

$$S_{Cu\_fil} := \left( \frac{D_{fil\_aw}}{2} \right)^2 \cdot \pi \quad S_{Cu\_fil} = 7.854 \times 10^{-7}$$

- Reluctance du noyau :

$$l_{mag}(OD, ID) := \left( ID + \frac{OD - ID}{2} \right) \pi \quad (\text{longueur moyenne des lignes de champs (m)})$$

$$S_{mag}(OD, ID, H) := \left( \frac{OD - ID}{2} \right) \cdot H \quad (\text{section circuit magnetique (m}^2\text{)})$$

$$R_{mag}(OD, ID, H, \mu r) := \frac{l_{mag}(OD, ID)}{\mu r \cdot \mu_0 \cdot S_{mag}(OD, ID, H)} \quad (\text{Réductance du circuit magnétique})$$

- Nombre de tour max pour 1 couche pour un enroulement :

## Annexe : Dimensionnement d'une inductance de mode commun

---

$$N_{s\_max}(ID) := \frac{\alpha\_tour \cdot \alpha\_bobine}{D_{fil}} \cdot \left( \frac{ID}{2} \right)$$

- Nombre de tour pour un enroulement

$$N_s(OD, ID, H, \mu r) := \sqrt{L_{cm} \cdot R_{mag}(OD, ID, H, \mu r)}$$

*L<sub>cm</sub> représente le besoin equivalent de l'inductance MC*

- Longueur moyenne de spire pour k couche d'enroulement (m):

$$lenght(OD, ID, H) := 2 \cdot [H + (k - 1) \cdot D_{fil}] + 2 \cdot \left[ \frac{OD - ID}{2} + (k - 1) \cdot D_{fil} \right]$$

- Volume de fer du noyau (m<sup>3</sup>):

$$Vol(OD, ID, H) := \frac{\pi}{4} \cdot H \cdot (OD^2 - ID^2)$$

- Volume apparent de la self de mode commun pour 1 couche (m<sup>3</sup>):

$$Vol\_bob(OD, ID, H) := \left( \frac{OD}{2} + D_{fil} \right)^2 \cdot \pi \cdot (H + 2 \cdot D_{fil})$$

- Masse du circuit magnétique (g):

$$M_{cm}(OD, ID, H) := M_{vtole\_nano} \cdot Vol(OD, ID, H) \cdot 10^3$$

- Masse de cuivre (g):

$$M_{cu}(OD, ID, H) := M_{vcu} \cdot lenght(OD, ID, H) \cdot \left( \frac{D_{fil}}{2} \right)^2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot N_s(OD, ID, H, \mu r) \cdot 10^3$$

- Masse totale

$$M_t(OD, ID, H) := M_{cm}(OD, ID, H) + M_{cu}(OD, ID, H)$$

- Induction max (2 fois l'induction cree par un enroulement, inductance couplee symmetrique) :

$$B_{max}(OD, ID, H, \mu r) := 2 \cdot \frac{N_s(OD, ID, H, \mu r) \cdot \frac{I_{cm}}{2}}{R_{mag}(OD, ID, H, \mu r) \cdot S_{mag}(OD, ID, H)}$$

- Pertes dans les conducteurs (2 enroulements, inductance couplee symmetrique) :

$$R_{dc}(OD, ID, H, N) := 2 \cdot \frac{[(OD - ID + 2 \cdot D_{fil}) + 2(H + D_{fil})] \cdot N_s(OD, ID, H, \mu r) \cdot \lambda_{enroulement} \cdot \rho_C}{S_{Cu\_fil}}$$

$$P_{fil}(OD, ID, H, N) := R_{dc}(OD, ID, H, N) \cdot I_{dc}^2$$

- Inductance de fuite (formule empirique Magnetics valable a +/-50%) :

$$L_{\text{fuite}}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}, \mu\text{r}) := 2 \cdot \frac{292 \cdot \text{Ns}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}, \mu\text{r})^{1.065} \cdot \text{S}_{\text{mag}}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}) \cdot 10^4}{l_{\text{mag}}(\text{OD}, \text{ID}) \cdot 10^2 \cdot 10^5} \cdot 10^{-3}$$

- Capabilité du matériaux magnétique en flux

$$\text{Flux}_{\text{max}}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}) := 2 \cdot \text{S}_{\text{mag}}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}) \cdot \text{Bmax}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}, \mu\text{r}) \cdot \text{Ns}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}, \mu\text{r})$$

- flux maximum généré par le courant de mode commun

$$\text{Flux}_{\text{mc}} := \text{Lcm} \cdot \text{Icm}$$

$$\text{Flux}_{\text{mc}} = 3.193 \times 10^{-4}$$

## Solution du probleme :

- Resolution :

Given

$$\text{Bmax}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}, \mu\text{r}) \leq \text{B}_{\text{max}}$$

$$\text{Ns}(\text{OD}, \text{ID}, \text{H}, \mu\text{r}) \leq \text{floor}(\text{Ns}_{\text{max}}(\text{ID}))$$

$$\text{ID} \geq \frac{\text{OD}}{2} \quad \text{H} \leq \text{ID} \cdot \frac{3}{4} \quad \text{ID} < \text{OD} \cdot 0.65 \quad \text{H} > \frac{\text{ID}}{2}$$

$$\text{P} := \text{Minimize}(\text{Mt}, \text{OD}, \text{ID}, \text{H})$$

$$\text{P} = \begin{pmatrix} 0.02 \\ 0.013 \\ 9.379 \times 10^{-3} \end{pmatrix} \begin{array}{l} (\text{OD}, \text{diametre exterieur}) \\ (\text{ID}, \text{diametre interieur}) \\ (\text{H}, \text{hauteur}) \end{array}$$

## Resultats :

$$\text{Ns}_{\text{max}}(\text{P}_1) = 11$$

## Annexe : Dimensionnement d'une inductance de mode commun

$$L_{cm\_finale} := \frac{N_s(P_0, P_1, P_2, \mu_r)^2}{R_{mag}(P_0, P_1, P_2, \mu_r)} \quad L_{cm\_finale} = 3.5 \times 10^{-3}$$

$$Vol(P_0, P_1, P_2) = 1.746 \times 10^{-6}$$

$$N_s(P_0, P_1, P_2, \mu_r) = 10.486$$

$$B_{max}(P_0, P_1, P_2, \mu_r) = 0.916$$

$$R_{dc}(P_0, P_1, P_2, N_s(P_0, P_1, P_2, \mu_r)) = 0.018$$

$$M_t(P_0, P_1, P_2) = 17.66$$

$$P_{fil}(P_0, P_1, P_2, N_s(P_0, P_1, P_2, \mu_r)) = 0.878$$

$$S_{mag}(P_0, P_1, P_2) = 3.326 \times 10^{-5}$$

$$M_t(P_0, P_1, P_2) = 17.66$$

$$l_{mag}(P_0, P_1) = 0.053$$

$$Vol_{bob}(P_0, P_1, P_2) = 4.634 \times 10^{-6}$$

### Composant choisi (données constructeur) :

- Dimensions et caracteristiques :

$$OD_{select} := 18 \cdot 10^{-3} \quad \mu_r_{select} := 40000 \quad k_{select} := 1$$

$$ID_{select} := 12 \cdot 10^{-3}$$

$$H_{select} := 8 \cdot 10^{-3}$$

$$l_{mag\_select} := l_{mag}(OD_{select}, ID_{select})$$

$$l_{mag\_select} = 0.047$$

$$S_{mag\_select} := S_{mag}(OD_{select}, ID_{select}, H_{select})$$

$$S_{mag\_select} = 2.4 \times 10^{-5}$$

$$\alpha_{dc\_bias} := 1 \quad \text{coefficient de derating pour la permeabilite a Hdc} \sim 15A/m$$

$$Al_{select} := 27 \cdot 10^{-6} \cdot \alpha_{dc\_bias} \quad \text{inductance spécifique du tore}$$

$$Vol_{core} := Vol(OD_{select}, ID_{select}, H_{select}) = 1.131 \times 10^{-6}$$

$$Vol_{select} := Vol_{bob}(OD_{select}, ID_{select}, H_{select}) \quad Vol_{select} = 3.306 \times 10^{-6}$$

$$M_t(OD_{select}, ID_{select}, H_{select}) = 12.892$$

- Calculs pour verification :

$$N_{s\_select} := 12$$

$$B_{max\_select} := \frac{2 \cdot A_{l\_select} \cdot N_{s\_select} \cdot \frac{I_{cm}}{2}}{S_{mag\_select}} \quad B_{max\_select} = 1.232$$

$$L_{cm\_select} := A_{l\_select} \cdot N_{s\_select}^2 \quad L_{cm\_select} = 3.888 \times 10^{-3}$$

$$H_{dc\_select} := \frac{2 \cdot I_{dc} \cdot \alpha_{fuite} \cdot N_{s\_select}}{l_{mag\_select}}$$

$$R_{dc}(OD_{select}, ID_{select}, H_{select}, N_{s\_select}) = 0.017$$

$$P_{fil}(OD_{select}, ID_{select}, H_{select}, N_{s\_select}) = 0.855$$

$$L_{fuite}(OD_{select}, ID_{select}, H_{select}, \mu_r_{select}) = 4.08 \times 10^{-6}$$

$$\alpha_{fuite\_estime} := \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{fuite}(OD_{select}, ID_{select}, H_{select}, \mu_r_{select})}{L_{cm\_select}} = 5.248 \times 10^{-4}$$

- Estimation des pertes (donnees simulation Saber) et Elevation de temperature :

Harmoniques de courant BF en mode commun provoques par l'ondulation et estimes par les simulations Saber pour un point de fonctionnement nominal.

f = 15kHz, Icrete = 32mA  
 f = 30kHz, Icrete = 5.62mA  
 f = 45kHz, Icrete = 32mA  
 f = 60kHz, Icrete = 18mA  
 f = 75kHz, Icrete = 14mA  
 f = 90kHz, Icrete = 4.5mA  
 f = 105kHz, Icrete = 10mA  
 f = 135Hz, Icrete = 2.5mA

en kHz

## Annexe : Dimensionnement d'une inductance de mode commun

$$I_{ac} := \begin{pmatrix} 32 \\ 5.62 \\ 32 \\ 18 \\ 14 \\ 4.5 \\ 10 \\ 2.5 \end{pmatrix} \cdot 10^{-3} \quad fac := \begin{pmatrix} 15 \\ 30 \\ 45 \\ 60 \\ 75 \\ 90 \\ 105 \\ 135 \end{pmatrix} \quad B_{max\_ac} := \frac{Al\_select \cdot Ns\_select \cdot I_{ac}}{S\_mag\_select} \quad B_{max\_ac} = \begin{pmatrix} 0.432 \\ 0.076 \\ 0.432 \\ 0.243 \\ 0.189 \\ 0.061 \\ 0.135 \\ 0.034 \end{pmatrix}$$

Selon les paramètres identifiés de Steinmetz (These CPES - FT-3KM) :

$$P_v(f, B) := 3.935 \cdot f^{1.585} \cdot B^{1.88} \quad f \text{ en kHz et } P_m \text{ en kW/m}^3, d=7350\text{kg/m}^3$$

Verifications selon les abaques :

$$P_v(15, 0.2) = 13.963 \quad \text{en kW/m}^3$$

$$P_v(45, 0.2) = 79.657 \quad \text{en kW/m}^3$$

$$\frac{P_v(10, 0.1) \cdot 1000}{7350} = 0.271 \quad \text{en W/kg} \quad \frac{P_v(50, 0.5) \cdot 1000}{7350} = 71.711 \quad \text{en W/kg}$$

Calcul des pertes :

$$P_{mag} := \sum_{i=0}^7 P_v(fac_i, B_{max\_ac_i}) \quad P_{mag} = 934.381 \quad \text{en kW/m}^3$$

$$P_{ac} := P_{mag} \cdot Vol\_core \cdot 1000 \quad \text{en W}$$

$$P_{dc} := P\_fil(ODselect, IDselect, Hselect, Ns\_select) \quad \text{en W}$$

$$P_{total} := (P_{ac} + P_{dc}) \cdot 10^3 \quad P_{total} = 1.912 \times 10^3 \quad (\text{en mW})$$

- Elevation de temperature selon la documentation Magnetics pour un tore 21x12x7 :

$$S_{area\_40} := 20 \quad S_{area\_0} := 13 \quad (\text{en cm}^2, 0\% \text{ ou } 40\% \text{ de remplissage de la fen\^etre de bobinage})$$

$$T_{rise} := \left( \frac{P_{total}}{S_{area\_40}} \right)^{0.833} \quad T_{rise} = 44.633$$

---

---

# Annexe E

---

## Annexe : Fichier MAST correspondant aux simulations du Ch. IV

Fichier MAST pour la simulation à l'aide du logiciel Saber correspondant à la fig. [IV.7](#), page [171](#) du chapitre IV.

```
# test jfet Model in an inverter leg
# Created on 1st June 2010
# Laboratoire Ampere - RR
```

```
# inverter leg circuit
```

```
number Ta = 350 # ambient temperature (K)
```

```
# Appel du fichier INCA du module de puissance
wiring.z p1 m1 p2 p3 m3 p4 p5 m5 p6 m6 p7 p8 p9 m9 p10 m10 p11 p12
```

```
# Déclaration de la source de tension
v.VDD1 p m = 540
r.source1 p 0 = 1e4
r.source2 0 m = 1e4
```

```
# Déclaration du RSIL = Hypothèse 50 Ohms
c.clisn1 p l1 = 250n
r.rlisn1 l1 0 = 50
c.clisn2 m l2 = 250n
```

## Annexe : Fichier MAST correspondant aux simulations du Ch. IV

---

```
r.rlisn21 l2 0 = 50

# Déclaration du Filtre de mode commun
l.llinep p p_in = l=10n, r=2m
k.kdm i(l.ldmp) i(l.ldmm) = l1=l(l.ldmp), l2=l(l.ldmm), k=0.95
l.llinem m m_in = l=10n, r=2m
l.ldmp p_in pldm = l=10u, r=25
l.ldmm m_in mldm = l=10u, r=25m
l.lcnp pldm pout = l=4000u, r=25m
l.lcmm mldm mout = l=4000u, r=25m
c.epc_dmp p_in pldm = c=100p
k.kcm i(l.lcnp) i(l.lcmm) = l1=l(l.lcnp), l2=l(l.lcmm), k=-0.99
c.epc_dmm m_in mldm = c=100p
r.epr_dmp p_in pldm = rnom=1000
r.epr_dmm m_in mldm = rnom=1000
c.epc_cmp pldm pout = c=45p
r.epr_cmp pldm pout = rnom=100
c.epc_cmm mldm mout = c=45p
r.epr_cmm mldm mout = rnom=100

c.ccmp n_21 gnd1 = esr=20m, c=47n
l.esl_cmp pout n_21 = l=30n
l.esl_cmm n_23 mout = l=30n
c.cmmm gnd1 n_23 = esr=20m, c=47n
r.gnd1 gnd1 0 = rnom=20m

l.esl_dm pout n_28 = l=20n
c.cdm n_28 mout = esr=10m, c=10u

# Déclaration des connections vers le module
l.lp pout m3 = 50n, r=10m
l.lm mout m10 = 50n, r=10m

# Déclaration des capacités intégrées au module
c.cm1 esl1 p1 = 3n, esr=10m
```

---

```

l.esl_cm1 p3 esl1 = l=10n
c.cm2 esl2 p2 = 3n, esr=10m
l.esl_cm2 p10 esl2 = l=10n

# Résistance de connection de la masse module à la masse générale
r.gnd m1 0 = 3

# Déclaration du JFET "High", de sa résistance de grille et de la pulse driver
jfet_semelab_module.J1 p4 p5 p6 = Ta
v.GG1 gg1 p7 = tran=(pulse=(v1=-25, v2=0, td=1u, pw=10u, tr=100n, tf=100n, per=100m))
r.rg1 gg1 m5 = 1

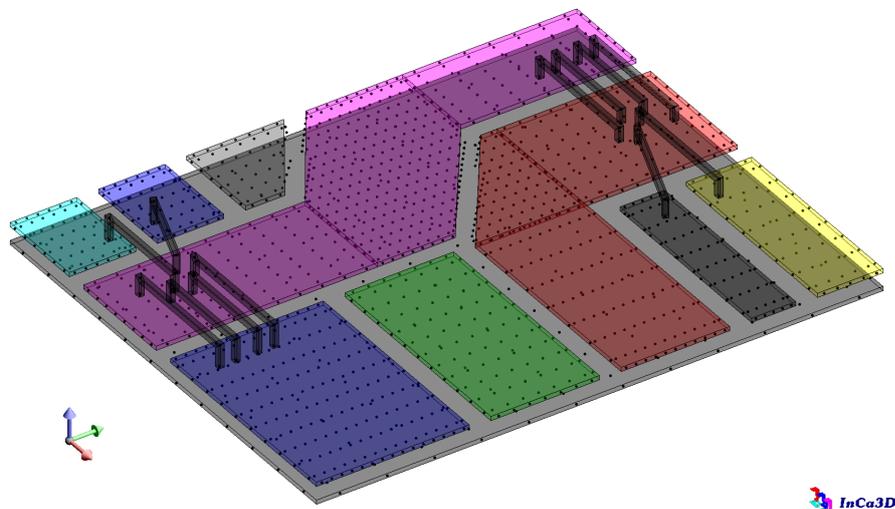
# Déclaration du JFET "Low", de sa résistance de grille et de la pulse driver
jfet_semelab_module.J2 p8 p9 p11 = Ta
v.GG2 gg2 p12 = tran=(pulse=(v1=-25, v2=0, td=11.52u, pw=10u, tr=100n, tf=100n, per=100m))
r.rg2 gg2 m9 = 1

# Déclaration de la capacité de mode commun du module
c.cm m6 0 = 30p, esr=0.1m

# Déclaration de l'impédance de mode commun d'une charge type cable-moteur
tx_line.1 tx1 0 tx2 0 = d=1,elec=(v=10e8,z0=100,alpha=0.0005)
l.connect m6 m6_2 = l=10n
r.rtx m6_2 tx1 = 10m
c.cmot tx2 0 = 1n, esr=1

# Déclaration de la source de courant (simulation de la charge)
i.IDD m6 m = -6

```



**Figure E.1** – Vue en trois dimensions de la géométrie et du maillage du modèle PEEC modélisé à l'aide du logiciel INCA3D à partir du module illustré à la fig. IV.11, page 176.

Illustration en trois dimensions de la modélisation du module de puissance par le logiciel INCA3D qui est utilisée pour les simulations décrites à la page 171 du chapitre IV.





Les travaux présentés dans ce manuscrit sont dédiés à l'étude des composants passifs pour l'électronique de puissance à haute température. Des condensateurs et des matériaux magnétiques sont sélectionnés et caractérisés jusqu'à environ 250 °C. Les caractéristiques électriques et électromagnétiques montrent, pour certains de ces composants et matériaux, des dépendances significatives en fonction de la température, mais également des non-linéarités et des phénomènes d'hystérésis. Les caractérisations sont ensuite exploitées pour la conception d'un filtre CEM d'entrée d'un onduleur de tension de 2 kW. Une démarche et des considérations liées au dimensionnement d'un filtre sont détaillées. Un démonstrateur d'un filtre CEM est testé en charge et à haute température (200 °C). Les résultats montrent une dépendance relativement faible des perturbations conduites entre 150 kHz et 30 MHz en fonction de la température (environ +6 dB $\mu$ A entre 25 °C et 200 °C selon la norme DO-160F). Le fonctionnement à haute température de composants passifs au sein d'un filtre CEM pour l'électronique de puissance a été démontré. En complément du filtre à composant discret et pour répondre aux besoins d'atténuation à haute fréquence qui seront accrus pour les convertisseurs à base de semi-conducteurs à grand gap (*SiC* et *GaN*) qui commutent plus rapidement que des interrupteurs de type IGBT en *Si*, nous avons proposé l'intégration de condensateurs de mode commun au sein d'un module de puissance. Les résultats simulés et expérimentaux ont montré une réduction des perturbations conduites grâce à l'intégration de ces condensateurs. Cette solution, compatible avec un fonctionnement à haute température, est positionnée comme une solution alternative à un filtre d'entrée complexe (multi-niveaux) et s'inscrit dans la tendance actuelle des IPEM (Intelligent/Integrated Power Electronics Module) qui recherche l'intégration de fonctions dans le module de puissance. L'ensemble de ces travaux souligne par ailleurs l'importance du packaging pour l'électronique de puissance à haute température.

Mots clés : haute température, condensateur, inductance, mode commun, mode différentiel, matériaux magnétiques, filtre CEM, module de puissance.

## Annexe : Fichier MAST correspondant aux simulations du Ch. IV

The study, which is described in this annexation, is dedicated to passive components in order to be integrated into high temperature power electronic converters. Capacitors and magnetic materials are selected and characterized up to 250 °C. Electrical and electromagnetic characteristics are measured. Some components show a significant temperature deviation, but also a non-linear behavior with a hysteresis phenomenon. Based on these characteristics, a high temperature EMI filter for a 2 kW voltage inverter is designed. The design procedure and some practical considerations are discussed. Then, the experimental results from the prototype at 200 °C under full load conditions are given. The variation of the conducted emissions, from 150 kHz and 30 MHz, with the temperature is low (about +6 dBμA between 25 °C and 200 °C into a DO-160F setup). The feasibility of a working EMI filter for high temperature power electronics is demonstrated. To meet the high frequency EMI requirements, with wide-band gap semi-conductors devices which are faster than Si IGBT, a solution based on integrated common mode capacitors into the power module is proposed. With this solution, operation at high temperature is also doable. Experimental results show a reduction of the conducted emissions thanks to these integrated capacitors. We consider this solution as an alternative against an increased complexity of the EMI input filter. It follows the present trends toward the integration of functions into a power module, close to the power switches. Moreover, packaging issues are highlighted and remains as a major limitation for high temperature power electronics.

Keywords : high temperature, capacitor, choke, common mode, differential mode, magnetic materials, EMI filter, power module.