



HAL
open science

Contribution à l'étude et à la commande d'un système de chauffage par induction polyphasé

Abdoul Majid Souley Madougou

► **To cite this version:**

Abdoul Majid Souley Madougou. Contribution à l'étude et à la commande d'un système de chauffage par induction polyphasé. Autre. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2011. Français. NNT : 2011INPT0068 . tel-04241394

HAL Id: tel-04241394

<https://theses.hal.science/tel-04241394v1>

Submitted on 13 Oct 2023

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Institut National Polytechnique de Toulouse*
Discipline ou spécialité : *Génie Électrique*

Présentée et soutenue par **Abdoul Majid SOULEY MADOUGOU**

Le 6 octobre 2011

Titre : *Contribution à l'étude et à la commande
d'un système de chauffage par induction polyphasé*

JURY

M. François COSTA (Rapporteur)

M. François FOREST (Rapporteur)

M. Philippe LADOUX (Examineur)

M. Yvan LEFEVRE (Examineur)

M. Pascal MAUSSION (Directeur de thèse)

M. Olivier PATEAU (Invité)

M. Shahrokh SAADATE (Examineur)

Ecole doctorale : *Génie Electrique, Electronique, Télécommunications*

Unité de recherche : *Laboratoire LAPLACE - UMR5213*

Directeur de Thèse : *Pascal MAUSSION*

*À mes parents pour m'avoir inculqué le sens des valeurs humaines et de la dignité
A toute ma famille et à tous ceux qui me sont chers*

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire sont le fruit d'une collaboration entre le département "Eco-efficacité et Procédés Industriels" de la recherche et développement de EDF et du groupe COMmande et DIAgnostic des Systèmes Electriques du Laboratoire Plasmas et Conversion d'énergie (LAPLACE), unité mixte de recherche CNRS – UPS – INPT n°5213.

Mes remerciements s'adressent dans un premier temps aux personnes qui m'ont accueilli dans leur service où ce travail a été réalisé. Il s'agit notamment de MM. Laurent LEVACHER et Olivier PATEAU, au sein du département "Eco-efficacité et Procédés Industriels" ainsi que MM. Christian LAURENT et Maurice FADEL, respectivement directeur et directeur adjoint du LAPLACE. M PATEAU a partagé avec moi son expérience technique tout au long des essais qui ont conduit aux résultats expérimentaux qui figurent dans ce manuscrit.

Mes remerciements vont également à l'endroit de M. Pascal MAUSSION, directeur de thèse et responsable du groupe COMmande et DIAgnostic des Systèmes Electriques, pour m'avoir accepté dans son équipe et d'avoir été présent tout au long de ce travail. Son expérience, sa perspicacité et ses précieux conseils ont été autant d'atouts qui m'ont beaucoup aidé tout au long de la thèse ;

Je tiens également à remercier les membres de mon jury pour avoir fait de la soutenance une étape agréable et enrichissante :

- M. François COSTA, Professeur des universités à IUFM de Créteil, pour avoir été rapporteur et pour avoir épluché ce manuscrit avec intérêt;
- M. François FOREST, Professeur à l'Institut d'Électronique du Sud, pour avoir accepté d'être le deuxième rapporteur de ce manuscrit et aussi d'avoir lu avec intérêt ce manuscrit ;
- M. Philippe LADOUX, Professeur des universités à l'INP de Toulouse, pour avoir été l'un des initiateurs de ce travail intéressant à travers l'encadrement d'un travail préalable, pour sa participation au jury de thèse, sa disponibilité et pour s'être intéressé de près à ces travaux de recherche auxquels il a été de très bon conseil et dont je sors fortement enrichi ;
- M. Yvan LEVRE, Chargé de Recherche au CNRS pour avoir été l'un des initiateurs de ce travail intéressant à travers l'encadrement d'un travail préalable et pour sa participation au jury de thèse ;
- M. Saadate SHAROCK, Professeur des universités à l'université Henri Poincaré pour avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse et aussi d'avoir accordé du temps à la lecture de ce manuscrit avec intérêt ;

Je tiens à remercier le personnel du laboratoire LAPLACE, Carine BASTIE, Cécile DAGUILLANES, Fatima MEBREK, Catherine MOLL MAZELLA, Valérie SCHWARZ pour la facilitation des démarches administratives.

Mes remerciements s'adressent également aux informaticiens du laboratoire, Jean HECTOR, David BONNAFOUS et tout particulièrement Jacques BENAÏOUN, qui, malgré son calendrier très chargé, est toujours venu à bout des incidents informatiques qui aurait pu ralentir le déroulement de cette thèse. Je ne saurais oublier Olivier DURIEU membre du personnel technique qui a été présent avec une bonne humeur constante lors des manipulations au sein du laboratoire LAPLACE.

Mes remerciements s'adressent également aux permanents du laboratoire que j'ai pu côtoyer, Stéphane CAUX, Maria DAVID, Jérémie REGNIER et plus particulièrement Guillaume GATEAU pour avoir partagé son expérience de la programmation des FPGA.

J'adresse aussi mes remerciements aux doctorants, post-doctorants et stagiaires CNAM qui ont rendu cette expérience de trois années agréables à travers une symbiose qu'ils ont instaurée et entretenue pendant mon séjour au sein du laboratoire.

Pour leur accueil cordial, je tiens à remercier : Raphael DIEZ, Baptiste TRAJIN (avec ses blagues hors du commun), Mathieu LEBOLLOCH (la main verte !), Laurianne MENARD, Antony Lowinsky (le babylonien au Ponch !), Sylvain GIRINON (Dr Microsoft Office), Sébastien CARRIERE, Damien BIDART (M. Picon !), Djibrillah MAHAMAT, Bernardo COUGO, Marwan ZEIDAN, Duc Hoan TRAN et Labo CHHUN.

Je pense aussi à ceux qui m'ont rejoint pendant ce parcours : Isabelle LABACH, Giuliano RAIMONDO, André DE ANDRADE, Edouard FERRY, Olivier MEDALE, Leire SEGURA, Linh PHAM, Aurélien LESAGE, Nicolas VIDEAU, Ahmed NEFFATI, Julian SUAREZ, Eduart SOLANO, Alaric MONTENON, Tahar ACHOUR, Arnaud BAYSSE, Ngoc Linh NGUYEN (consommateur d'air frais !), Duc Trung NGUYEN, Madiha CHARRADA, Sebastien VINNAC et Aziz ZIANI.

Je réserve enfin une place spéciale à : ma grande amie Meriem ABDELLATIF, Jihen ARBI (طيارة موش نرمال), Frédéric GAILLY (dit Noch ! Allez savoir pourquoi...), Ziad OBEID (l'homme du village...), Moustapha DEBBOU (l'oriental !), bien sûr Julie EGALON (la très grande...) et Alexandre LERREDE (dénicheur de vidéos méconnues jusqu'alors).

A tous : votre soutien, vos encouragements, vos conseils et votre bonne humeur ont été de grands atouts dans ce travail.

Résumé

Le chauffage par induction est un procédé qui consiste à plonger un matériau conducteur d'électricité dans un champ magnétique variable, ayant ainsi pour effet, la création de FEM donc de courants de Foucault dont la circulation élève la température du matériau par effet Joule. Ce mode de chauffage est déjà implanté industriellement dans de nombreux secteurs parmi lesquels des fonderies et s'intègre bien dans les processus de traitement des matériaux en raison de ses divers avantages. Il permet notamment, l'atteinte de densités de puissances très élevées dont la distribution peut être contrôlée. Il est ainsi possible d'obtenir des chauffages localisés ou de l'ensemble du matériau suivant le traitement désiré. Cette souplesse du contrôle des profils de chauffe et une forte puissance de chauffe requièrent traditionnellement l'usage de systèmes comportant plusieurs bobines. Leur caractérisation aussi précise que possible et le contrôle des courants des inducteurs sont nécessaires.

L'étude présentée ici recense dans un premier temps, les quelques solutions existantes dont la puissance est réglée en déplaçant des culasses et/ou des écrans magnétiques, permettant de mieux répartir les champs magnétiques produits, afin de disposer du profil de chauffe souhaité mais pour une faible gamme de tôles. Les rares solutions qui s'intéressent au contrôle électrique sont orientés vers du chauffage monophasé. La transposition directe de ces commandes aux cas multi-bobines ne suffit pas à résoudre le problème dans son intégralité car les inducteurs se perturbent mutuellement.

Nous nous sommes donc orientés vers une solution ambitieuse qui permet de s'affranchir de pièces mobiles et rend le système plus fiable, plus précis et lui confère plus de souplesse pour s'adapter à différents profils de chauffe et différentes largeurs de matériaux. Cette solution se base sur une méthode qui consiste à contrôler les profils de chauffe par la seule action sur les courants d'alimentation des inducteurs tout en maîtrisant les échanges d'énergie entre les inducteurs fortement couplés. Cette solution est appliquée sur un prototype construit par EDF.

Dans un premier temps, nous avons modélisé le système dans son ensemble tant du point de vue électrique et magnétique que thermique, afin de disposer d'un modèle global simplifié qui permet de mieux en étudier le comportement. Une procédure d'optimisation permet de générer les amplitudes et les phases des courants inducteurs pour différents profils de chauffe. Après une étape d'identification paramétrique, nous avons défini et implanté un modèle simplifié dans le logiciel PSim, qui nous fournit des délais de simulation relativement courts. Les résultats obtenus ont été ensuite comparés à des expérimentations en boucle ouverte tout d'abord, qui nous ont conduits à une étude de sensibilité des grandeurs du système aux variations paramétriques.

Il nous a été possible de commander le système grâce à un FPGA dans lequel nous avons implanté une commande numérique pour le contrôle des courants des inducteurs en vue du chauffage en statique d'un disque de tôle pour différents profils de consigne.

Nous avons ensuite amélioré nos modèles dans différentes directions, par la prise en compte du rayonnement et de la conduction thermique, en les transposant à un système plus complexe à six phases et avec une prise en compte du défilé des matériaux. L'extension du principe de l'induction multi-bobines de 3 à 6 phases a révélé de fortes perturbations harmoniques des courants des inducteurs. Notre travail a permis de maîtriser les harmoniques en choisissant judicieusement les angles de commande et de caractériser les pertes dans les onduleurs.

Abstract

Induction heating is a process that consists in immersing an electrically conductive material in a variable magnetic field, thus having the effect to create FEM and then eddy currents flow which heat up the material by Joule effect. This heating method is already established in many industrial sectors such as smelters and fits well in materials processing due to various advantages. In fact it allows particular achievement with very high power densities whose distribution can be controlled. It is then possible to obtain localized or complete heating subsequent to the desired treatment. This flexibility of temperature profile control and high power heating traditionally require the use of systems with multiple coils. For that, characterization as accurate as possible and currents control of the inductors are needed.

As a first step, the present study identifies the few existing solutions whose power adjustment is made by moving magnetic yokes and / or magnetic screens. These adjustments allow a better distribution of magnetic fields produced in order to achieve the desired heating profile, but for a small range of metal sheet. The existing few works interested in electrical control solutions are geared toward single phase heating. Direct transposition of these commands in multi-coil case is not sufficient to solve the problem in its entirety because the coils have mutual influence.

We therefore directed towards an ambitious solution that cancels the need of moving parts and makes the system more reliable, more accurate and gives more flexibility for adaption to different heating profiles and material widths. This solution is based on a method of controlling the heating profile by acting on coils currents while mastering the energy exchange between the strongly coupling of the inductors. This solution was applied on a prototype built by EDF.

We modeled the whole system considering electrical, magnetic and thermal parts, in order to provide a global simplified model to better study the system behavior. An optimization procedure leads to coils current amplitudes and phase shift calculation for different heating profiles. After a parametric identification step, we defined and implemented a simplified model in PSIM software, which provides relatively short simulation times. The results were then compared to experiments in open loop first and led to a sensitivity analysis of the magnitudes of the system to parametric variations.

The system control was made by an FPGA in which we implemented a digital command program for controlling inductors currents. It was thus possible to perform a static metal disc heating with different profiles.

We then improved our models in different directions, by taking into account the radiation and heat conduction, transposing them to a more complex system with six phases for moving sheet heating. The extension of the principle of multi-phases induction heating from three to six phases showed high harmonic disturbances of inductors currents. Our work has helped to control harmonics by choosing judicious control angles; we also characterize the inverters losses.

Glossaire

- I_{ond_i} valeur efficace du fondamental du courant de l'onduleur i
- α_i angle de modulation de l'onduleur i
- δ_i angle de déphasage des fondamentaux des courants (cas du 3 phases) et/ ou tension (cas du 6 phases) de onduleur i
- I_i valeur efficace courants d'alimentation de l'inducteur i
- I_i^l valeur efficace de l'harmonique de rang l du courant I_i
- V_i tension efficace de l'inducteur i
- φ_{i1} déphasage entre le courant de l'inducteur i et le courant de l'inducteur 1
- φ_{i1}^l déphasage de l'harmonique de rang l du courant de l'inducteur i référencé l'harmonique de rang l du courant de l'inducteur 1
- I_s valeur de la source de courant continu
- Z_{ij} impédance de couplage entre l'inducteur de i et l'inducteur j
- M_{ik} inductances de couplage entre les inducteurs i et k
- M_{i4} inductance de couplage entre l'inducteur i et le disque de tôle indicé 4
- R_{ik} résistance mutuelle entre l'inducteur i et k
- L_{ik} inductance mutuelle entre l'inducteur i et k
- ω pulsation de fonctionnement
- R_4 résistance de la tôle vue dans le sens de circulation des lignes de courant
- L_4 inductance de la tôle vue dans le sens de circulation des lignes de courant
- C_i condensateur de la phase i
- Z_i impédance du condensateur de la phase i
- X vecteur des courants complexe des inducteurs
- $J_R(r, X)$ partie réelle de la densité totale de courant induit efficace à l'abscisse r
- $J_I(r, X)$ partie imaginaire de la densité totale de courant induit efficace à l'abscisse r
- $D_p(r, X)$ densité de puissance dissipée dans le matériau chauffé à l'abscisse r
- $J_R(x, y, X)$ partie réelle de la densité totale de courant induit efficace au point (x, y)
- $J_I(x, y, X)$ partie imaginaire de la densité totale de courant induit efficace au point (x, y)
- $D_p(x, y, X)$ densité de puissance dissipée dans le matériau chauffé au point (x, y)
- I_{kR} partie réelle du courant efficace I_k d'alimentation de l'inducteur k,
- I_{kI} partie imaginaire du courant efficace I_k d'alimentation de l'inducteur k
- P puissance active
- Q puissance réactive
- S puissance apparente
- ρ résistivité du matériau chauffé
- v vitesse de défilement du matériau chauffé
- PE pseudo - energies

Sommaire

Introduction générale.....	31
Chapitre 1. Etat de l'art sur les procédés de chauffage par induction 33	
1.1 Introduction.....	35
1.2 Le chauffage par induction.....	35
1.2.1 Principe de fonctionnement.....	35
1.2.2 Profondeur de pénétration.....	37
1.3 Description d'une installation de chauffage par induction.....	38
1.3.1 Les inducteurs.....	40
1.3.2 Système inducteur-charge.....	41
1.3.3 Alimentation du système.....	41
1.4 Les applications du chauffage par induction.....	46
1.4.1 Chauffage par induction à flux longitudinal.....	47
1.4.2 Chauffage par induction à flux transversal.....	49
1.5 Contrôle de l'énergie injectée pour le chauffage par induction de matériau.....	50
1.5.1 Contrôle « classique » de l'énergie dans le matériau chauffé.....	51
1.5.2 Contrôle électrique de l'énergie dans le matériau chauffé.....	54
1.5.2.1 La Pulse Density Modulation (PDM).....	54
1.5.2.2 La Phase Shifted Control (PSC).....	59
1.5.2.3 Combinaison Phase shift control (PSC) et Pulse Frequency Modulation (PFM).....	65
1.5.2.4 Combinaison Pulse Density Modulation (PDM) et Phase shift control (PSC).....	67
1.5.2.5 Zone Controlled Induction Heating (ZCIH).....	68
1.6 Conclusion.....	76
Chapitre 2. Etude au premier harmonique du système de chauffage par induction multi-bobines.....	77
2.1 Introduction.....	79
2.2 Présentation et modélisation du système de chauffage d'un disque de tôle.....	80
2.2.1 Présentation du système.....	80
2.2.2 Modélisation des inducteurs.....	82

2.2.2.1	Approche matricielle du comportement électrique des inducteurs.....	83
2.2.2.2	Détermination des impédances en simulation numérique.....	84
2.2.2.3	Détermination de la matrice par la méthode des pseudo-énergies	87
2.2.2.4	Comparaison des résultats de Flux2D® et de la méthode des pseudos – énergies .	90
2.3	Principe du contrôle de la répartition de température	91
2.3.1	Calcul de la densité de puissance dissipée dans le matériau	92
2.3.2	Calcul des courant des inducteurs	95
2.4	Réglage du système en boucle ouverte	98
2.4.1	Stratégie de commande.....	98
2.4.2	Calcul des paramètres de réglage.....	98
2.4.2.1	Calcul des condensateurs	99
2.4.2.2	Calcul des angles de commande α et δ des onduleurs	101
2.5	Modèle de simulation du système dans le logiciel PSim®	102
2.5.1	Modélisation de la partie électrique.....	103
2.5.1.1	Commande rapprochée des onduleurs	103
2.5.1.2	Implantation de la matrice des impédances dans le modèle.....	106
2.5.1.3	Simulation des courants et tensions du système commandé en boucle ouverte....	108
2.5.1.4	Obtention des densités de puissance dans le logiciel PSim®.....	111
2.5.1.4.1	Obtention des parties réelles et imaginaires des courants des inducteurs.....	111
2.5.1.4.2	Densités de puissance simulées.....	114
2.5.2	Modèle thermique du système 3 phases	117
2.5.2.1	Calcul des températures	117
2.5.2.2	Influence de la température sur les variations paramétriques.....	120
2.5.2.3	Résultats de simulation des températures et comparaison aux expérimentations	122
2.6	Conclusion	126
Chapitre 3. Commande du système 3 phases approximation au		
1° harmonique		127
3.1	Introduction.....	129
3.2	Description du dispositif expérimental	129
3.3	Commande en boucle ouverte du système	131
3.3.1	Implantation de la commande en boucle ouverte dans le FPGA	131

3.3.1.1	Génération de la porteuse décalée	132
3.3.1.2	Génération des signaux de commande	133
3.3.2	Réglage des paramètres de commande et comparaison des simulations et des expérimentations	134
3.3.2.1	Réglage des paramètres de commande	134
3.3.2.2	Comparaison des simulations et des expérimentations.....	137
3.3.3	Caractérisation des condensateurs.....	138
3.4	Etude de la sensibilité des courants des inducteurs aux variations des capacités des condensateurs	143
3.5	Commande en boucle fermée : asservissement de la valeur efficace des courants des inducteurs.....	146
3.5.1	Principes.....	146
3.5.2	Correction PI et résultats de simulation	148
3.5.3	Implantation des correcteurs dans le FPGA et résultats expérimentaux	151
3.6	Conclusion	152
Chapitre 4.	Extension à l'onduleur de tension 6 bobines en BO en régime permanent	155
4.1	Introduction.....	157
4.2	Présentation du système.....	158
4.3	Calcul des courants des inducteurs.....	159
4.4	Génération des courants des inducteurs.....	161
4.4.1	Paramètres de réglages des onduleurs	161
4.4.2	Modélisation des inducteurs couplés dans PSim®.....	163
4.4.3	Simulations des courants des inducteurs.....	165
4.5	Détermination de l'origine des harmoniques.....	171
4.6	Modélisation du comportement thermique de la bande de tôle.....	173
4.6.1	Calcul des densités de puissance et modélisation dans PSim®.....	173
4.6.2	Calcul des températures	178
4.6.2.1	Modèle 1 de simulation du chauffage d'une bande de tôle en déplacement.....	179
4.6.2.2	Modèle 2 de simulation du chauffage d'une bande de tôle en déplacement.....	183
4.6.3	Influences des harmoniques.....	188
4.7	Elimination des harmoniques.....	189

4.7.1	Solution matérielle pour la minimisation des harmoniques	189
4.7.2	Solution logicielle pour l'élimination d'harmoniques.....	191
4.7.2.1	Principe de la méthode	195
4.7.2.2	Contrôle du fondamental et élimination de deux harmoniques H3 et H5.....	195
4.7.2.3	Contrôle du fondamental et élimination des harmoniques de rang 3, 5 et 7	199
4.7.3	Températures après élimination des harmoniques	200
4.7.4	Influence du codage des angles.....	202
4.8	Calcul des pertes dans les onduleurs du système	205
4.8.1	Calcul des pertes avant élimination des harmoniques.....	206
4.8.2	Calcul des pertes pour l'élimination des harmoniques 3 et 5	209
4.8.3	Calcul des pertes pour l'élimination des harmoniques 3, 5 et 7	213
4.8.4	Récapitulatif des pertes totales	214
4.9	Conclusion	215
Chapitre 5. Prise en compte des harmoniques dans le chauffage		217
5.1	Introduction.....	219
5.2	Optimisation des courants des inducteurs	220
5.2.1	Cas n°1 : démarrage simultané de tous les harmoniques et des fondamentaux	223
5.2.2	Cas n°2 : les déphasages sont tous libres et référencés par rapport aux phases des courants I _{1m}	224
5.2.3	Cas n°3 : les phases des signaux sont liées et référencées au courant de l'inducteur 1 à chaque fréquence	226
5.3	Réglage des paramètres du système	228
5.3.1	Calcul des condensateurs	230
5.3.2	Calcul des angles de commande des onduleurs	230
5.4	Optimisation en prenant directement en compte les angles de commande des courants onduleurs.....	231
5.4.1	Définition des variables	232
5.4.2	Ecriture de l'algorithme d'optimisation des angles de commande.....	233
5.4.3	Paramètres du système et simulation avec le fondamental et l'harmonique 3.....	235
5.4.3.1	Calcul des capacités des condensateurs	235
5.4.3.2	Résultats de l'optimisation des angles de commande.....	235

5.4.4 Résultats de simulation dans PSim®237

5.5 Conclusion240

Conclusion générale243

Liste des figures

Figure 1-1 : Lignes de champ et principe de la Loi de Faraday dans plusieurs cas	36
Figure 1-2 : distribution des densités de courant induit (a) et de distribution des densités de puissance (b).....	37
Figure 1-3 : Schéma général d'une installation de chauffage par induction [5]	39
Figure 1-4 : exemple de chauffage à flux transverse [15].....	40
Figure 1-5 : inducteur « pancake » à enroulement simple (gauche) et double enroulement (droite) [16]	40
Figure 1-6 : inducteur multi-enroulement comportant des bobines carrées (gauche) et rectangulaires (droite)[17]	41
Figure 1-7 : circuit équivalent d'un inducteur associé une charge à chauffer	41
Figure 1-8 : Inducteur avec condensateur série ou parallèle [5]	42
Figure 1-9 : Onduleur de tension (droite) onduleur de courant (gauche), [5]	43
Figure 1-10 : système multi inducteur alimenté par des gradateurs [23]	43
Figure 1-11 : convertisseur alimentant plusieurs inducteurs [31]	44
Figure 1-12 : convertisseur à résonance à deux sorties [34].....	44
Figure 1-13 : convertisseur à deux demi - pont indépendant [28].....	45
Figure 1-14 : structure multi-convertisseur pour charges résonantes [25]	45
Figure 1-15 : chauffage par induction longitudinal d'une plaque d'épaisseur.....	47
Figure 1-16 : chauffage par induction longitudinal d'un cylindre de diamètre D [5]	47
Figure 1-17 : facteur de transfert de puissance active dans le cas d'un chauffage	47
Figure 1-18 : Distribution de la température sur une coupe d'un cylindre d'acier [35]	48
Figure 1-19 : Distribution de la température dans un plan pour diverses durées de chauffage [35]	48
Figure 1-20 : Inducteur à flux transversal	49
Figure 1-21 : comparaison des courbes de transfert de puissance.....	50
Figure 1-22 : système de chauffage par induction à flux transverse avec pièce mobile	51
Figure 1-23 : système de chauffage par induction présenté dans [42]	52
Figure 1-24 : évolution et profil en sortie des temperature du système [42].....	52
Figure 1-25 : paramètres géométriques du système mis en place dans [36]	53
Figure 1-26 : évolution de la température de 5 points de mesures pendant le parcourt sous l'inducteur	53
Figure 1-27 : fonctionnement de l'onduleur en PDM [43]	54
Figure 1-28 : Circuit logique de commande PDM [43].....	55
Figure 1-29 : signaux de commande de la PDM pour des rangs de 1/16 à 16/16 [43].....	56
Figure 1-30 : tension et courant de charge pour une modulation 4/16 [43].....	56
Figure 1-31 : Topologie du système monophasé AC/AC commandé avec une PDM [43].....	57
Figure 1-32 : Puissance de sortie. Résultats de simulation [43].....	58
Figure 1-33: résultats expérimentaux de la puissance de sortie du système relaté dans [43].....	58
Figure 1-34 : structure du convertisseur statique [46]	59

Figure 1-35 : signaux de commande des quatre interrupteurs de l'onduleur [46].....	60
Figure 1-36 : courant et tension pour une commande PSC	60
Figure 1-37 : pont onduleur de tension en H et stratégie de commande [34]	61
Figure 1-38 : imbrication de deux onduleurs de tension partageant un même bras d'interrupteur [34]	62
Figure 1-39 : signaux de commande de la PS control [50]	62
Figure 1-40 : convertisseur de tension à un bras [51]	63
Figure 1-41 : signaux de commande et de sortie de la structure Figure 1-40 [51]	63
Figure 1-42 : Contrôle de la valeur efficace du courant d'un enroulement.....	64
Figure 1-43 : Schéma électrique de l'onduleur de l'alimentation du système à trois phases [1]...	64
Figure 1-44 : Déphasage des courants	65
Figure 1-45 : onduleur de tension [54].....	65
Figure 1-46 : circuit de commande combinant la PSC à la PFM [54].....	66
Figure 1-47 : courbes caractéristiques du fonctionnement du circuit de la Figure 1-46	66
Figure 1-48 : schéma bloc de la technique hybride de contrôle de la puissance	67
Figure 1-49 : dispositif à six inducteurs alimentés par 6 onduleurs.....	69
Figure 1-50 : solution conventionnelle à deux inducteurs sans transformateur de découplage...	69
Figure 1-51 : circuit équivalent de la Figure 1-50	70
Figure 1-52 : circuit de contrôle des courants des inducteurs [56], [57].....	71
Figure 1-53 : Inducteur à six bobines concentriques.....	71
Figure 1-54 : températures des six zones de la Figure 1-53	71
Figure 1-55 : système à deux inducteurs avec pont tout thyristors pour la variation de la source de courant.....	72
Figure 1-56 : source construite avec pont de diode et hacheurs	73
Figure 1-57 : source construite avec pont de diodes avec onduleurs PWM.....	74
Figure 1-58 : système de chauffage par induction multi inducteur présenté dans [61]	75
Figure 1-59 : alimentation de chaque inducteur du système présentée dans [61].....	75
Figure 2-1 : système de chauffage par induction 3 phases pour le chauffage statique d'un disque de tôle	81
Figure 2-2 : vue globale de la maquette étudiée.....	82
Figure 2-3 : onduleurs de la maquette et jeux de barre de fixation des condensateurs (vue de gauche de la Figure 2-2).....	82
Figure 2-4 : condensateurs de la maquette (vue de dessous de la Figure 2-3).....	82
Figure 2-5 : inducteurs (vue de droite de la Figure 2-2).....	82
Figure 2-6 : courbes irrégulières du courant et de la tension de l'inducteur 3	87
Figure 2-7 : section droite sur le rayon de la tôle objet de l'étude	92
Figure 2-8 : principe de détermination des fonctions de distribution.....	93
Figure 2-9 : partie réelle (gauche) des fonctions de distribution normalisées des courants induits ; partie imaginaire (droite) des fonctions de distribution normalisées des courants induits	94
Figure 2-10 : Algorithme d'optimisation.....	95
Figure 2-11 : profil exponentiel descendant (gauche) et ascendant (droite)	96
Figure 2-12 : profil en rampe descendante (gauche) et ascendante (droite)	96

Figure 2-13 : Profil homogène de densité de puissance	96
Figure 2-14: Densité de puissance pour différents r_{min}	97
Figure 2-15 : structure des onduleurs et signal carré d'alimentation de la charge et son fondamental	98
Figure 2-16 : synoptique de la procédure de réglage du système	99
Figure 2-17 : Circuit équivalent de l'inducteur 1 prenant en compte les couplages.....	100
Figure 2-18 : diagramme vectoriel des circuits 1,2 et 3.....	100
Figure 2-19 : onduleur et sa commande rapprochée	103
Figure 2-20 : schéma bloc de la commande rapprochée.....	103
Figure 2-21 : signaux de commande des interrupteurs.....	104
Figure 2-22 : circuit permettant d'avancer les signaux de commande d'un angle α	105
Figure 2-23 : circuit permettant de reculer les signaux de commande d'un angle α	105
Figure 2-24 : circuit de contrôle de la phase δ du fondamental	105
Figure 2-25 : Circuit global de la commande rapprochée.....	105
Figure 2-26 : modèle des trois inductances propres couplées.....	106
Figure 2-27 : Modèle des inducteurs ne prenant pas en compte l'asymétrie de la matrice	107
Figure 2-28 : modèle de la partie réactive de l'inducteur 1	107
Figure 2-29 : modèle des inducteurs avec prise en compte de l'asymétrie de la matrice des impédances.....	108
Figure 2-30 : Evolution temporelle des amplitudes des courants des inducteurs (gauche) ; FFT sur les valeurs efficaces des courants des inducteurs (droite)	108
Figure 2-31 : fondamental de la tension en phase avec le fondamental des courants onduleurs 1 et 2.....	109
Figure 2-32 : fondamental de la tension en phase avec le fondamental du courant carré et l'onduleur 3 (gauche) ; superposition des courants carrés des trois onduleurs (droite).....	109
Figure 2-33 : exemple des courants et tension des interrupteurs de l'onduleur 1	110
Figure 2-34 : caractéristique courant – tension des interrupteur k1 et k2 de l'onduleur 1.....	110
Figure 2-35 : Bloc de calcul des densités de puissance	111
Figure 2-36 : Boucle à verrouillage de phase PLL.....	112
Figure 2-37 : asservissement du signal sinus au courant I11 avec la PLL (gauche) et déphasage entre le signal sinus et le courant I11 (droite)	113
Figure 2-38 : Valeur moyenne de la partie imaginaire du courant I11 de l'inducteur 1	113
Figure 2-39 : évolution des densités de puissance	114
Figure 2-40 : profil de densité de puissance simulé et profil calculé dans Matlab®.....	115
Figure 2-41 : Partitionnement du disque de tôle pour l'étude thermique.....	117
Figure 2-42: Schéma bloc du calcul de la température dans PSIM.....	119
Figure 2-43 : fonction de transfert du premier ordre	119
Figure 2-44 : prise en compte des variations de la constante de temps	119
Figure 2-45 : exemple de profil de température en sortie du système [15]	120
Figure 2-46 : exemple de variations des parties réelles et imaginaires des fonctions images des courants induits de l'inducteur 1	121

Figure 2-47 : influence de la température sur les parties réelle et imaginaire des termes Z_{11} et Z_{12} de la matrice impédance	121
Figure 2-48 : influence de la température sur le profil de température	122
Figure 2-49 : évolution temporelle des températures pour 2 minutes et 9 secondes	125
Figure 2-50 : profils simulés et expérimentaux des températures pour 2 min 9s.....	125
Figure 3-1 : dispositif expérimental	130
Figure 3-2 : carte de commande à base de FPGA.....	131
Figure 3-3 : schéma blocs de la commande rapprochée.....	131
Figure 3-4 : génération de la modulante principale à partir d'un compteur	132
Figure 3-5 : génération rampe de la porteuse déphasée (exemple $N\delta = 3$)	133
Figure 3-6 : obtention des signaux de commande des interrupteurs.....	133
Figure 3-7 : Courants des inducteurs : comparaison des expérimentations et des simulations avec les capacités théoriques et les angles de commande du Tableau 3-2, avec $I_s = 41A$	137
Figure 3-8 : Courants des onduleurs : comparaison des expérimentations et des simulations ..	138
Figure 3-9 : Modèle électrique du condensateur : a) avec pertes parallèles ; b) sans perte parallèle	138
Figure 3-10 : Analyse fréquentielle de l'impédance totale du condensateur de $33\mu F$ + cordons	139
Figure 3-11 : courants simulés des inducteurs avec les angles de commande calculés.....	141
Figure 3-12 : comparaison des résultats expérimentaux et résultats de simulation pour $I_s = 58A$ avec les capacités réelles et les angles recalculés	142
Figure 3-13 : Evolution des déphasages φ_{21} et φ_{31} en fonction des variations singulières de ± 10 %.....	143
Figure 3-14 : Ecarts de φ_{21} en fonction des variations singulières de ± 10 % des capacités C_1 , C_2 et C_3	144
Figure 3-15 : Ecarts de φ_{31} en fonction des variations singulières de ± 10 % des capacités C_1 , C_2 et C_3	144
Figure 3-16 : Ecarts relatifs de φ_{21} en fonction des variations simultanée de ± 10 % des capacités C_1 , C_2 et C_3	145
Figure 3-17 : Ecarts relatifs de φ_{31} en fonction des variations simultanées de ± 10 % des condensateurs C_1 , C_2 et C_3	145
Figure 3-18 : boucles de régulation des courants des inducteurs	148
Figure 3-19 : application d'un échelon de consigne à une phase du système.....	148
Figure 3-20 : réponses simulées du système à l'application d'échelons d'angles de commande	149
Figure 3-21: réponse du système en BO pour l'application d'échelons sur les angles de commande	149
Figure 3-22 : schéma blocs de la commande PI discrétisée.....	150
Figure 3-23 : simulations des commandes des courants en boucle fermée	151
Figure 3-24: réponse expérimentale des valeurs efficaces des courants des inducteurs et du courant de source.....	152
Figure 4-1 : position des inducteurs dans la chaîne de chauffage et prototype du 6 bobines [18]	158
Figure 4-2 : Inducteurs du système 6 phases [18]	158

Figure 4-3 : alimentation des inducteurs.....	159
Figure 4-4 : alimentation des inducteurs.....	162
Figure 4-5 : modèle des inductances couplées de PSim® (gauche) et implantation des résistances mutuelles (droite)	164
Figure 4-6 : modèle des inducteurs couplés.....	165
Figure 4-7 : courants (A) perturbés des inducteurs du système 6 bobines.....	165
Figure 4-8 Tensions (V) des onduleurs.....	166
Figure 4-9 : fondamentaux des courants des inducteurs en phase avec les tensions des onduleurs	167
Figure 4-10 : vue comparative des harmoniques des courants des inducteurs	168
Figure 4-11 : courants absorbés par les onduleurs.....	169
Figure 4-12 : Onduleur 1, pas de chevauchement des commandes	169
Figure 4-13 : exemple du courant absorbé par l'onduleur 2 toujours positif.....	170
Figure 4-14 : système 3 phases, courants des inducteur 1, 2 et 3	171
Figure 4-15 : synoptique de la modélisation thermique.....	173
Figure 4-16 : segment de la tôle considéré pour l'étude.....	174
Figure 4-17 : partitionnement du quart de la géométrie de la Figure 4-16.....	174
Figure 4-18 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 1	175
Figure 4-19 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 2	176
Figure 4-20 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 3	176
Figure 4-21 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 4	177
Figure 4-22 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 5	177
Figure 4-23 : partie réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 6	178
Figure 4-24 : bloc de calcul de la température dans PSim®	180
Figure 4-25 : modèle [77] , densité de puissance simulée pour $\Delta x = 40\text{mm}$	180
Figure 4-26 : modèle [77] , températures simulées pour $\Delta x = 40\text{mm}$	181
Figure 4-27 : modèle 1, températures simulées pour $\Delta x = 20\text{mm}$ pour un pas de calcul 10 – 5s	182
Figure 4-28 : comparaison des profils de températures simulées avec le modèle 1.....	183
Figure 4-29 : module thermique dans PSim®.....	183
Figure 4-30 : Modèle 2, densités de puissance et températures simulées dans PSim®.....	184
Figure 4-31 : densités de puissance et températures simulées dans PSim®	185
Figure 4-32 : comparaison des profils de températures des deux modèles	185
Figure 4-33 : modèle 2, évolution des abscisses durant la simulation	186
Figure 4-34 : températures, densités de puissance du modèle 2 complet	187
Figure 4-35 : composantes complexes des courants des inducteurs du modèle 2 complet	187

Figure 4-36 : densités de puissance simulées dans PSim® avec les courants pollués inducteurs	188
Figure 4-37 : profil des températures avec les harmoniques.....	189
Figure 4-38 : courants des inducteurs 1 et 2 après augmentation des impédances propres.....	190
Figure 4-39 : courants des inducteurs 3 et 4 après augmentation des impédances propres.....	190
Figure 4-40 : courants des inducteurs 5 et 6 après augmentation des impédances propres.....	190
Figure 4-41 : comparaison des THD avant et après augmentation des parties réactives.....	191
Figure 4-42 : tension carrée de l'onduleur et son fondamental.....	192
Figure 4-43 : Courants des inducteurs après élimination de l'harmonique de rang 3 introduite par l'onduleur 1	193
Figure 4-44 : comparaison des THD calculés des courants des inducteurs avec et sans élimination de H3 sur le courant inducteur I2	194
Figure 4-45 : signal carré permettant l'élimination.....	196
Figure 4-46 : Courants des inducteurs 1 à 3 avec élimination des harmoniques 3 et 5	198
Figure 4-47 : Courants des inducteurs 4 à 6 avec élimination des harmoniques 3 et 5	198
Figure 4-48 : tensions des onduleurs 1 à 3 pour $H3=H5=0$	198
Figure 4-49 : tensions des onduleurs 4 à 6 pour $H3=H5=0$	198
Figure 4-50 : courants des inducteurs 1 à 3 après élimination des harmoniques 3,5 et 7.....	199
Figure 4-51 : courants des inducteurs 4 à 6 après élimination des harmoniques 3,5 et 7.....	199
Figure 4-52 : comparaison des THD de toutes les méthodes	200
Figure 4-53 : densité de puissance et températures après élimination des harmoniques 3 et 5 (gauche) et après éliminations des harmoniques 3,5 et 7 (droite)	201
Figure 4-54 : comparaison des profils des températures après élimination de 2 et 3 harmoniques	202
Figure 4-55 : températures simulées avec les angles arrondis pour l'élimination des harmoniques	204
Figure 4-56 : comparaison des profils de températures avec et sans les arrondis des angles de commande pour l'élimination des harmoniques.....	205
Figure 4-57 : positionnement des interrupteurs sur l'onduleur de tension	206
Figure 4-58 : courants et tensions des onduleurs sans élimination des harmoniques.....	206
Figure 4-59 : courant et tension des interrupteurs 1 et 2.....	207
Figure 4-60 : tensions et courants des interrupteurs de l'onduleur 5.....	208
Figure 4-61 : courants et tensions des onduleurs avec élimination de deux harmoniques.....	209
Figure 4-62 : signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur 5 pour l'élimination de 2 harmoniques.....	210
Figure 4-63 : courants et tensions des interrupteurs k1 et k2 de l'onduleur 5.....	211
Figure 4-64 : courants et tensions des interrupteurs k3 et k4 de l'onduleur 5	211
Figure 4-65 : tensions et courants des interrupteurs de l'onduleur 5.....	212
Figure 4-66 : courants et tensions des onduleurs pour l'élimination de trois harmoniques.....	213
Figure 4-67 : Pertes totales dans les onduleurs suivant le nombre d'harmoniques éliminés	214
Figure 5-1 : partie réelle et partie imaginaire des fonctions de distribution des courants induits à 1500 Hz (H1).....	221

Figure 5-2 : partie réelle et partie imaginaire des fonctions de distribution des courants induits à 4500 Hz (H3).....	221
Figure 5-3 : partie réelle et partie imaginaire des courants induits à 7500 Hz (H5).....	221
Figure 5-4 : partie réelle et partie imaginaire des courants induits à 10500 Hz (H7).....	222
Figure 5-5 : exemple de profil exponentiel.....	222
Figure 5-6 : exemple de profil en rampe.....	222
Figure 5-7: exemple des harmoniques du courant de l'inducteur 1 dans le cas n°1	223
Figure 5-8 : cas n°1 courbe de densité de puissance et erreur par rapport à la consigne	224
Figure 5-9 : cas n°2, exemple des harmoniques de rang m des courants des inducteurs 1,2 et 3 et leurs phases respectives.....	225
Figure 5-10 : cas n°2 courbe de densité de puissance et erreur par rapport à la consigne	225
Figure 5-11 : cas n°3 courbe de densité de puissance et erreur par rapport à la consigne	227
Figure 5-12 : profil de densité de puissance obtenue avec les fondamentaux uniquement	227
Figure 5-13 : schéma bloc de l'injection des harmoniques.....	228
Figure 5-14 : inducteur i alimenté par le signal $I_{ond,i}$ avec condensateur en parallèle (gauche) et forme du signal d'alimentation du circuit oscillant i	229
Figure 5-15 : circuit correspondant au fonctionnement d'un inducteur à la fréquence $m * freq$	230
Figure 5-16 : inducteur i alimenté par le signal $I_{ond,i}$ avec condensateur en parallèle (gauche) et forme du signal d'alimentation du circuit oscillant i	232
Figure 5-17 : repérage des décalages temporels δ	232
Figure 5-18: rappel du profil de densité de puissance obtenue avec les fondamentaux uniquement (gauche) et profil optimisé avec l'harmonique 3 pour $I_s = 66,5A$ (droite)	236
Figure 5-19 : profil optimisé avec l'harmonique 3 pour $I_s = 79,4A$	236
Figure 5-20 : températures simulées avec prise en compte de l'harmonique 3	237
Figure 5-21 : profil des températures simulées dans PSim® avec prise en compte de l'harmonique 3	237
Figure 5-22 : densités de puissances simulées avec prise en compte de l'harmonique 3.....	238
Figure 5-23 : courants de l'onduleur 1 et 2.....	238
Figure 5-24 : courant de l'onduleur 3 et superposition des courants des trois onduleurs.....	238
Figure 5-25 : fondamentaux des courants des inducteurs	239
Figure 5-26 : harmoniques 3 des courants des inducteurs.....	239

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : profondeurs de pénétration δ exprimées en mm, pour une perméabilité relative $\mu_r = 1$ sauf acier à 20 °C [5]	38
Tableau 2-2 : Termes de la matrice des impédances sans charge (pas de disque entre les inducteurs) calculés dans Flux2D®	85
Tableau 2-3 : Termes de la matrice des impédances en présence du disque dans les inducteurs calculés dans Flux2D®.....	85
Tableau 2-4 : Termes de la matrice des impédances en présence du disque dans les inducteurs calculés dans Jmag®.....	86
Tableau 2-5 : écart des termes de la matrice calculée avec les logiciels Flux2D® et Jmag®	86
Tableau 2-6 : comparaison des termes de la matrice calculée avec les logiciels Flux2D® et Jmag®	86
Tableau 2-7 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) en présence du disque de tôle et du jeu de barres	89
Tableau 2-8 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) sans disque de tôle et en présence du jeu de barres	89
Tableau 2-9 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) en présence du disque de tôle et sans jeu de barres.....	89
Tableau 2-10 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) sans le disque de tôle et sans jeu de barres.....	89
Tableau 2-11 : Vue globale des termes de la matrice suivant les méthodes de calcul	90
Tableau 2-12 : comparaison des termes de la matrice calculée avec les PE et Flux2D®	90
Tableau 2-13 : comparaison des termes de la matrice calculée avec les PE et Jmag®	91
Tableau 2-15 : capacités des condensateurs de compensation	101
Tableau 2-16 : paramètres de commande du système.....	102
Tableau 2-18 : paramètres de réglage implantés dans PSim®	108
Tableau 2-20 : valeur efficaces des harmoniques des courants des inducteurs.....	109
Tableau 2-21 : paramètres du correcteur PI de la PLL	113
Tableau 2-25 : caractéristiques thermiques et mécaniques du disque de tôle	123
Tableau 2-26 : paramètres de réglages en considérant les condensateurs réels	124
Tableau 3-1 : courants optimisées des inducteurs pour l'obtention d'un profil plat à 10MW/m3	134
Tableau 3-2 : paramètres de réglage du système en boucle ouverte	135
Tableau 3-3 : paramètres de commande implantés dans le FPGA pour la commande en boucle ouverte	136
Tableau 3-6 : disposition et nombre des condensateurs sur la maquette	140
Tableau 3-7 : comparaison des valeurs théoriques et réelles des capacités des condensateurs ..	141
Tableau 3-9 : angles de commande du FPGA avec les capacités réelles.....	142
Tableau 3-11 : paramètres de réglage du système 3 bobines en boucle ouverte	147
Tableau 3-12 : paramètres des fonctions de transfert du système	149

Tableau 3-13 : paramètres des correcteurs PI	150
Tableau 3-14 : paramètres de réglage du système en boucle fermée	151
Tableau 4-1 : courant optimisé des inducteurs pour un profil homogène à la sortie des inducteurs [18]	161
Tableau 4-2 : paramètres de réglage du système	163
Tableau 4-3 : valeurs efficaces des harmoniques et THD des courants du système alimenté.....	166
Tableau 4-4 : Facteurs de qualité des inducteurs	167
Tableau 4-5 : amplitudes et pourcentages relatifs des harmoniques des courants des inducteurs 1 à 3 alimentés par onduleurs de tension par rapport à leurs fondamentaux	168
Tableau 4-6 : pourcentages relatifs des harmoniques des courants des inducteurs 4 et 6 alimentés par onduleurs de tension par rapport à leurs fondamentaux.....	168
Tableau 4-8 : système 3 phases, rapports des modules des termes de couplages à l'impédance propre de chaque phase.....	172
Tableau 4-9 : Modules des termes de couplage / Modules des termes propres (Matrice Z)	172
Tableau 4-10 : paramètres physiques de la bande de tôle	179
Tableau 4-14 : comparaison des températures en sortie, sans et avec les harmoniques	188
Tableau 4-15 : comparaison des THD pour les cas avant et après augmentation des impédances propres	191
Tableau 4-17 : Angles de commande pour H3 et H5 =0.....	197
Tableau 4-18 : Comparaison des THD obtenus avant et après élimination des harmoniques 3 et 5	198
Tableau 4-19 : Angles de commande pour H3, H5 et H7 =0.....	199
Tableau 4-20 : Comparaison des THD obtenus avant et après élimination des harmoniques 3, 5 et 7	200
Tableau 4-21 : températures pour les éliminations des harmoniques 3 et 5 ; et pour l'élimination des harmoniques 3,5 et 7	201
Tableau 4-23 : courants des inducteurs avec les angles arrondis	203
Tableau 4-24 : comparaison des courants après imposition des arrondis des angles de commande	203
Tableau 4-29 : récapitulatif des pertes totales dans les onduleurs	214
Tableau 5-2 : courants des harmoniques du cas n°2.....	225
Tableau 5-3 : courants des harmoniques du cas n°3.....	226
Tableau 5-4 : récapitulatif des erreurs maximales du profil de puissance lorsque les harmoniques sont pris en compte	227
Tableau 5-5 : comparaison des valeurs théoriques et réelles des condensateurs de la maquette 3 phases.....	230
Tableau 5-6 : capacités réelles des condensateurs de la maquette 3 bobines	235
Tableau 5-7 : vecteur optimisé des angles pour l'obtention d'un profil homogène des températures en prenant en compte l'harmonique 3 des courants des inducteurs.	235
Tableau 5-8 : comparatifs des erreurs et courants de source.....	237

Introduction générale

Introduction générale

Dans les industries, la majeure partie de l'énergie (70% en France) est utilisée à des fins de chauffage, essentiellement pour la fabrication des produits et marginalement pour les locaux industriels. Il convient donc d'améliorer les usages de la chaleur. Dans le domaine du chauffage, de la fusion et des traitements thermiques, des progrès significatifs ont été réalisés sur les brûleurs, en particulier grâce aux brûleurs régénératifs. De plus, de nouvelles techniques avec des objectifs très différents voient le jour, tel que l'oxy-combustion et la combustion sans flamme. Ces technologies présentent des avantages et des inconvénients extrêmement contrastés, mais elles permettent de limiter drastiquement la production de certains polluants et/ou d'accéder à de très hautes efficacités de restitution thermique. L'induction est la meilleure technologie disponible de chauffage de solides que ce soit en industrie agroalimentaire ou en métallurgie (traitement thermique des métaux et fusion).

Découverte par le Danois Oersted en 1820 et poursuivie par Michael Faraday, l'induction est passée de la simple déviation de l'aiguille d'une boussole par un courant circulant dans un fil à proximité, au premier moteur électrique. En 1831, les travaux de recherche de Joseph Henry sur les bobines de cuivre attisent la curiosité de Faraday qui parvient à une réponse à la question : si un courant est capable de générer un champ magnétique qui influe sur l'aiguille de la boussole, un champ magnétique est-il capable de générer un courant ? Ses connaissances techniques conjuguées au savoir-faire de Henry, le conduisent à une expérience simple qui est à l'origine de bon nombre d'appareils. En faisant circuler du courant dans une bobine, donc en générant un champ magnétique, il génère un courant dans une autre bobine qui n'est pas reliée à un générateur. Quelques mois plus tard, il génère ce courant avec un aimant qui sera la base de la conception des générateurs tels que nous les connaissons et qui constituera plus tard la clé du principe du chauffage par induction.

Précis et de bon rendement, l'induction est utilisable soit pour chauffer directement des métaux, soit pour chauffer des fluides dans une cuve avec les avantages suivants :

- La chaleur est générée au sein même du matériau à chauffer, d'où une minimisation drastique des pertes énergétiques dues aux transferts,
- L'inertie thermique est très faible et la densité de puissance élevée,
- La modulation de la puissance, la reproductibilité des cycles de traitement et l'automatisation peuvent être relativement aisées par rapport à des chauffages à flamme et apportent une grande flexibilité,
- Les pertes de matière sur le produit par oxydation sont réduites d'où un gain de productivité,
- Le rendement énergétique est élevé.

Le chauffage par induction continue aujourd'hui de s'implanter dans les industries grâce à la maîtrise de l'électricité dont la disponibilité constitue un critère fondamental. Tout cela suppose un développement parallèle des matériels électrotechniques tels que les convertisseurs de fréquence, les inducteurs refroidis par l'eau, le câblage anti-inductif, etc... Les convertisseurs de fréquence sont d'autant plus importants que le chauffage dépend de la fréquence. Il est dès lors plus que nécessaire de maîtriser leur fonctionnement et de l'adapter à la circonstance.

C'est dans cette optique que notre thèse a été initiée par EDF afin de parachever l'étude [1] qui a montré la faisabilité théorique du contrôle des profils de température imposés dans une pièce, par le contrôle des courants des inducteurs uniquement. Cette solution a pour objectif d'améliorer la flexibilité du générateur, de réduire au maximum les tâches de maintenance et de parvenir à une cadence de production élevée.

Nos objectifs initiaux étaient de réaliser la commande des convertisseurs de fréquence, du prototype à trois phases issu de l'étude [1]. La commande des convertisseurs alimentant les inducteurs du système, doit permettre de générer les courants particuliers des inducteurs qui conduisent aux profils souhaités et de réguler ces courants. Nous nous sommes vite rendu compte que nous devons disposer d'un modèle complet comprenant les convertisseurs statiques mais aussi d'un modèle fiable de la charge placée entre les inducteurs. Cela a donné de nouvelles orientations nécessaires à la bonne compréhension du dispositif en lui-même et des lois de commande qui lui sont implantées. Nous détaillerons ces points dans ce mémoire, qui se veut être une contribution à l'étude de systèmes de chauffage par induction polyphasée.

Nous aborderons cinq parties dans ce mémoire.

La première partie présente les procédés de chauffage par induction et sa commande, en passant en revue les solutions à l'échelle domestique et les solutions industrielles. Nous mettrons l'accent sur l'influence des paramètres qui caractérisent le chauffage et le contrôle des profils de température via la puissance injectée dans le matériau chauffé.

Dans la deuxième partie, nous nous intéresserons au prototype à trois phases que nous avons évoqué plus tôt. Cette partie concerne la caractérisation expérimentale et la modélisation des inducteurs du système en présence de la charge, y compris la modélisation dans le logiciel PSim de l'ensemble du procédé, c'est-à-dire de l'imposition des angles de commande des convertisseurs jusqu'à l'obtention des profils de températures.

Nous procéderons ensuite, dans la troisième partie à la commande en boucle ouverte et en boucle fermée du système qui a montré de fortes sensibilités aux variations paramétriques.

La quatrième partie s'inscrit dans l'extension du principe du contrôle des profils des températures à un système plus complexe à six phases, alimentées par des onduleurs de tension. L'étude présentée est plus complexe d'une part à cause du mouvement imprimé à la pièce chauffée, mais aussi à cause des forts couplages magnétiques qui conduisent à des courants qui se perturbent les uns les autres et qui favorisent la propagation des harmoniques.

La cinquième et dernière partie est confidentielle.

Chapitre 1.
Etat de l'art sur les procédés
de chauffage par induction

1.1 Introduction

Le chauffage par induction est un procédé qui consiste à exposer un matériau conducteur d'électricité à un champ magnétique variable ayant ainsi pour effet, la création de courants de Foucault dont la circulation élève la température du matériau par effet Joule. Même s'il n'est qu'à ses débuts, ce mode de chauffage est déjà implanté dans les fonderies et s'intègre bien dans les processus de traitement des matériaux [2] pour ses divers avantages, notamment, l'atteinte de densités de puissances très élevées [3] qui conduit à des échauffements rapides.

En général, la qualité des traitements d'un matériau de caractéristiques homogènes après chauffage est meilleure lorsque sa température est uniforme, mais il peut également n'être question que du chauffage d'une partie de la pièce telle que la denture d'un pignon par exemple. Il convient donc de contrôler la puissance absorbée avec précision afin de maîtriser les profils des températures souhaités dans les matériaux. Cela va de pair avec une forme adaptée de l'inducteur et avec la fréquence des courants injectés. La fréquence intervient dans la localisation du chauffage [4] si bien que ce dernier peut être pénétrant, superficiel ou pelliculaire. Il est donc nécessaire de disposer d'un convertisseur de fréquence associé à sa commande car la source primaire d'électricité est le réseau à 50 Hz. La commande du convertisseur est conçue pour une prise en compte de la complexité du système qu'implique l'association de la charge, l'inducteur et son alimentation.

Ce premier chapitre axé sur un l'état de l'art, présente les principes de base du chauffage par induction en premier lieu et souligne l'importance du choix de la fréquence suivant la puissance souhaitée et le type de chauffage (à flux longitudinal ou transversal). Nous y mentionnons également les performances atteintes aujourd'hui en matière de qualité du chauffage.

Le deuxième point concerne un bref aperçu des applications industrielles. Nous présentons en troisième point de ce chapitre les méthodes de réglage de la puissance transmise et d'adaptation à la charge et notamment la commande des convertisseurs statiques, leur implantation et les résultats qui en découlent. Ce dernier volet recense également les systèmes suivant que les inducteurs comportent une ou plusieurs phases. Nous nous intéressons aux matériaux non magnétiques car leur traitement est simple mais à terme du projet, nous visons le contrôle du chauffage des matériaux magnétiques, dont les applications industrielles sont plus nombreuses.

1.2 Le chauffage par induction

1.2.1 Principe de fonctionnement

Le principe du chauffage par induction électromagnétique est basé sur deux phénomènes physiques, l'induction électromagnétique et l'effet Joule. Il nécessite un dispositif approprié qui est le plus souvent un enroulement bobiné ou solénoïde (inducteur) qui crée un champ magnétique variable. L'exposition d'un matériau conducteur de l'électricité à ce champ magnétique induit des courants au sein de la matière dont la circulation élève la température par effet Joule.

L'induction électromagnétique est le vecteur de transfert de l'énergie depuis la source vers l'objet à chauffer. En plus clair, lorsqu'une boucle d'un matériau conducteur (Figure 1-1 a) est placée dans un champ magnétique, on voit apparaître aux bornes de la boucle une tension induite E exprimée par la relation (1-1). Lorsque la boucle est mise en court-circuit, la tension induite E va entraîner l'apparition d'un courant de court-circuit circulant dans le sens opposé au phénomène qui le génère comme le stipule la loi (1-1) de Faraday-Lenz (Figure 1-1 b).

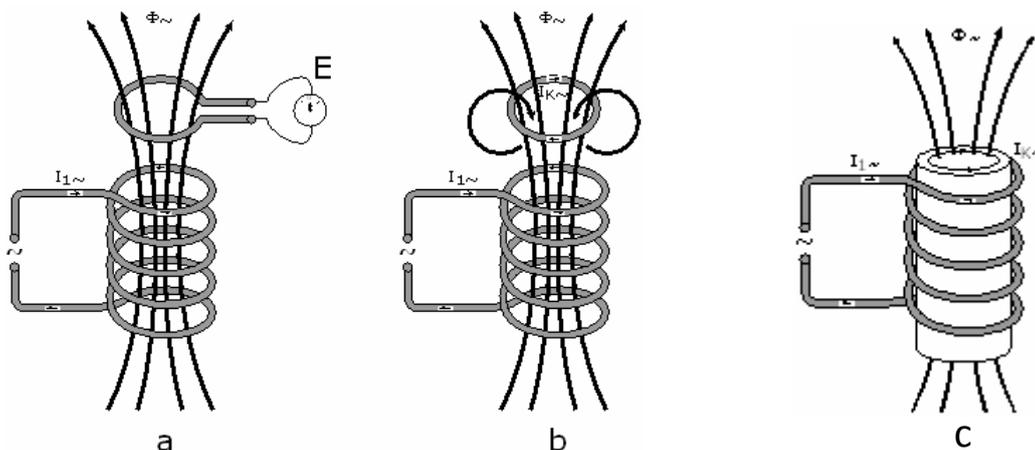


Figure 1-1 : Lignes de champ et principe de la Loi de Faraday dans plusieurs cas ¹

$$E = - \frac{d\phi}{dt} \quad (1-1)$$

Dans cette relation :

- E est la tension induite (V),
- ϕ le flux magnétique (Wb) et
- t le temps (s).

Par analogie à la précédente description du phénomène, lorsqu'un conducteur plein tel qu'un cylindre (Figure 1-1 c) est soumis à une variation de flux magnétique, ce dernier devient le siège de courants induits comme dans le cas de la boucle fermée de la Figure 1-1 b. Ces courants dits de Foucault provoquent à leur tour une génération de chaleur dans le cylindre par le biais de sa résistance (1-2). A noter que l'inducteur n'est pas nécessairement un solénoïde car tout conducteur parcouru par un courant alternatif crée un champ magnétique alternatif susceptible d'induire des courants dans un matériau conducteur à proximité.

Il existe de nombreuses autres formes d'inducteur pour les applications de chauffage par induction. Nous présentons des exemples dans le point § 1.3.1.

De façon générale, la chaleur dissipée par effet Joule dans un matériau de résistance R est calculée par la relation (1-2) où I désigne le courant efficace qui circule dans le matériau.

$$P = RI^2 \quad (1-2)$$

¹ <http://www.hydroquebec.com/fr/>

Pour la plupart des applications de chauffage par induction, la résistance R ne peut pas être facilement déterminée du fait de la distribution non uniforme des courants de Foucault dans le conducteur, l'on définit alors la profondeur de pénétration qui est l'épaisseur dans laquelle circule la majeure partie des courants induits.

1.2.2 Profondeur de pénétration

Une caractéristique générale des courants alternatifs est de ne pas utiliser toute la section utile des conducteurs pour circuler, cela est communément appelé l'effet de peau. En effet, les courants alternatifs se concentrent sur la périphérie des conducteurs et il en est de même pour les courants induits dans le matériau à chauffer, les courants sont plus importants à la périphérie qu'au cœur de l'objet. Il en résulte que la chaleur est principalement générée à la périphérie. L'effet de peau dont la profondeur de pénétration δ est calculée par la relation (1-3) est l'épaisseur de la couche superficielle dans laquelle circulent les $2/3$ des courants induits [5]. Elle correspond à 87 % de la puissance dissipée.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (1-3)$$

- ρ est la résistivité du matériau chauffé ($\Omega \cdot m$),
- μ est la perméabilité magnétique ($\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$; H/m) et
- f la fréquence (Hz).

La profondeur de pénétration dépend à la fois des caractéristiques du matériau à chauffer (ρ, μ) et de la fréquence de fonctionnement qui est l'un des moyens de contrôler la profondeur de pénétration. Les Figure 1-2 a et Figure 1-2 b donnent l'exemple de la distribution des courants induits à partir de la surface extérieure d'un matériau. La densité de courant montre une décroissance exponentielle exprimée par la relation (1-4) [6].

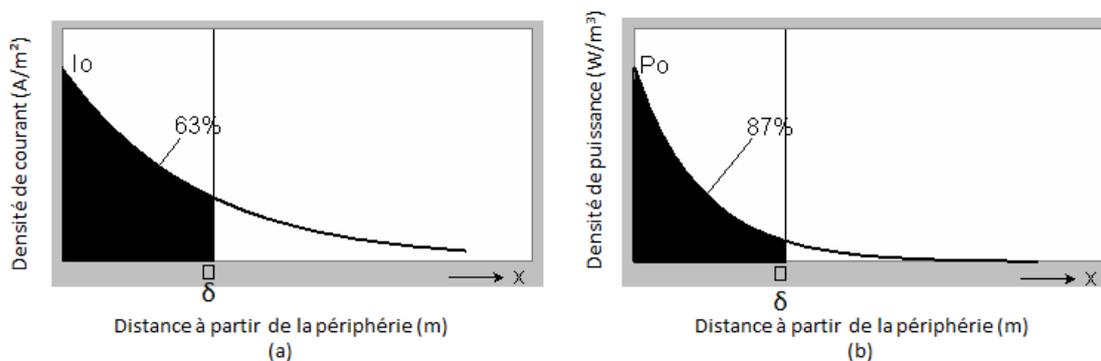


Figure 1-2 : distribution des densités de courant induit (a) et de distribution des densités de puissance (b)²

² <http://www.leonardo-energy.org/drupal/induction-heating>

La relation (1-4) est déduite des équations de Maxwell [6–8] que nous n'évoquons pas ici.

$$i = I_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (1-4)$$

La profondeur de pénétration (1-3) est inversement proportionnelle à la racine carrée de la perméabilité magnétique μ_r , plus elle est grande plus il est difficile de chauffer le cœur de la pièce. Le Tableau 1-1 indique quelques valeurs en exemple de la profondeur de pénétration δ (mm) pour une perméabilité relative $\mu_r = 1$ sauf pour l'acier à 20 °C [5]. La valeur $\mu_r = 1$ correspond aux matériaux non magnétiques, lorsque $\mu_r > 1$, le matériau est dit magnétique.

f(Hz)	Acier ($\mu_r = 100$) (20°C)	Acier (800°C)	Cuivre (20°C)	Cuivre (800°C)	Aluminium (20°C)	Aluminium (500°C)	Graphite (20 – 1300°C)
50	3,18	67,2	9,35	19,4	11,9	19,4	201
10 ²	2,25	47,5	6,61	13,4	8,4	13,4	142
10 ³	0,71	14,6	2,09	4,26	2,66	4,26	45
10 ⁴	0,225	4,75	0,661	1,34	0,84	1,34	14,2
10 ⁵	0,071	1,46	0,209	0,426	0,266	0,426	4,5
10 ⁶	0,0225	0,475	0,066	0,134	0,084	0,134	1,42
10 ⁷	0,007	0,146	0,021	0,043	0,0266	0,043	0,45

Tableau 1-1 : profondeurs de pénétration δ exprimées en mm, pour une perméabilité relative $\mu_r = 1$ sauf acier à 20 °C [5]

La perméabilité magnétique dépend fortement de la nature du matériau mais aussi des conditions imposées telles que la température, l'intensité du champ magnétique et le fonctionnement en saturation. Au-delà de la température de Curie, la perméabilité chute brutalement à $\mu_r = 1$, ce qui engendre une hausse rapide de la profondeur de pénétration. Ce fait est étayé dans le Tableau 1-1, particulièrement dans la colonne 3 qui donne l'exemple de l'acier à 800°C dont les valeurs correspondantes des épaisseurs de peau aux différentes fréquences sont nettement supérieures à celles de la colonne 2 [9].

Quelques soient les applications pour lesquelles un système de chauffage par induction est conçu, il est important de maîtriser la profondeur de pénétration en déterminant la fréquence optimale des courants des inducteurs. Certains systèmes vont plus loin dans la maîtrise du paramètre δ en superposant deux épaisseurs de peau différentes par l'injection dans l'inducteur d'un courant portant plusieurs fréquences [10]. Ce principe a été utilisé dans [11–13] pour le traitement de la denture des pignons.

1.3 Description d'une installation de chauffage par induction

Un système de chauffage par induction est principalement constitué de trois éléments : une source d'énergie, un étage de conversion de l'énergie (un ou plusieurs convertisseurs associés à leur commande) et les inducteurs couplés à la charge. Les différents éléments cités sont représentés sur la Figure 1-3 qui donne une vue générale d'un tel système.

Le convertisseur permet de créer les courants électriques à la fréquence souhaitée à partir du réseau de distribution 50 Hz, le coffret d'adaptation permet l'ajustement des tensions de l'inducteur qui génère le champ électromagnétique. La charge à chauffer est placée à l'intérieur des inducteurs.

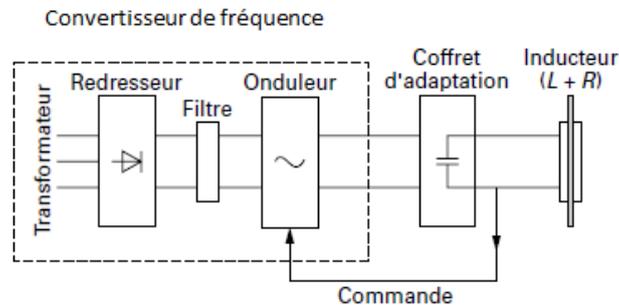


Figure 1-3 : Schéma général d'une installation de chauffage par induction [5]

Ce genre d'équipement est généralement évalué en termes de fréquence et de puissance de sortie maximale, quelques ordres de grandeur sur le chauffage par induction sont fournis dans [5]. Ces chiffres permettent de mieux cerner ses spécificités.

Concernant les fréquences de fonctionnement, Il est habituel de distinguer les plages de fréquences suivantes.

Basse fréquence	Moyenne fréquence	Haute fréquence
- 50 Hz à 1 000 Hz	- 1 000 Hz à 35 kHz	- 35 kHz à 5 MHz

Ces systèmes sont également caractérisés par la puissance surfacique P_s qui est la puissance injectée rapportée à la surface du matériau. On distingue trois genres de chauffage listés ci-après.

Genre de chauffage	Plage de fréquence	Plage de puissance	Exemple d'application
Pénétrant	- de 1 à 50 kHz pour les métaux - de 0,1 à 4 MHz pour les semi-conducteurs	$10^2 < P_s < 10^3$ (kW/m ²)	forge, fusion
Superficiel	- de 10 à 500 kHz pour les métaux	$5 \cdot 10^3 < P_s < 5 \cdot 10^4$ (kW/m ²)	trempe superficielle, brasage
Pelliculaire	- de 10 à 1000 kHz pour les métaux	$P_s < 10^5$ kW/m ²	soudages de tubes, thermo scellage

En plus du type genre de chauffage souhaité, la fréquence de fonctionnement est choisie de sorte que le matériau chauffé ne soit pas attiré vers l'inducteur, car ce dernier se comporte comme un électroaimant. De ce fait, le matériau est soumis à une force électromagnétique qui résulte de la superposition des densités de forces de Laplace, de son poids et des densités des forces magnétiques [14]. Ces dernières cités sont nulles lorsque que le matériau est amagnétique.

Le cas présenté dans [14] concerne le chauffage à flux transverse d'une bande de tôle qui passe entre des inducteurs (Figure 1-4) ayant chacun une bobine supérieure et une bobine inférieure. Pour que les contributions en termes de densité des courants induits ne s'annulent pas, il faut que les courants des deux bobines circulent dans les mêmes sens. En conséquence, les forces produites par chaque bobine ont le même sens.

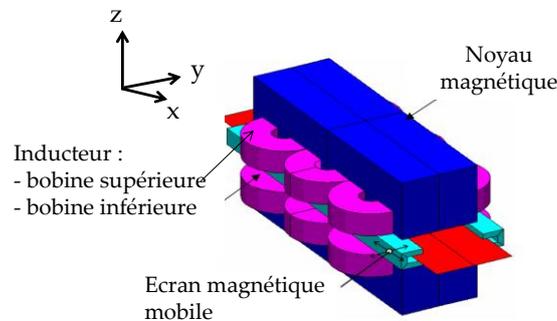


Figure 1-4 : exemple de chauffage à flux transverse [15]

Tel qu'indiqué dans [14], la fréquence du champ magnétique produit a une forte influence sur les composantes des forces de Laplace et des forces magnétiques qui tendent ainsi à mouvoir le matériau dans l'entrefer. Nous présentons l'essentiel des détails du chauffage par induction à flux transverse dans le paragraphe §1.4.2.

Nous décrivons par la suite le système en mettant l'accent distinctement sur les différentes parties qui le composent. Nous considérons d'abord les inducteurs, puis leur association avec la charge à chauffer. Nous décrivons également les structures des convertisseurs qui constituent l'alimentation. Les lois de commande qui leurs sont associées sont présentées au paragraphe §1.5.

1.3.1 Les inducteurs

L'inducteur est généralement fabriqué à partir d'un tube de cuivre et est conçu de sorte à obtenir une évolution de la chaleur adéquate pour un rendement maximum du générateur de chauffage par induction. C'est un élément important de l'installation de chauffage au même titre que l'alimentation. Il a pour rôle de créer le champ magnétique alternatif qui brasse la pièce et doit supporter des courants importants en engendrant le minimum de pertes Joule. Les Figure 1-5 et Figure 1-6 montrent respectivement les exemples d'inducteurs pancake où les bobines sont en spirale et des inducteurs comportant des bobines de forme carrée ou rectangulaire.

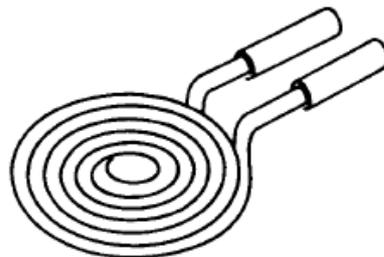


Figure 1-5 : inducteur « pancake » à enroulement simple (gauche) et double enroulement (droite) [16]

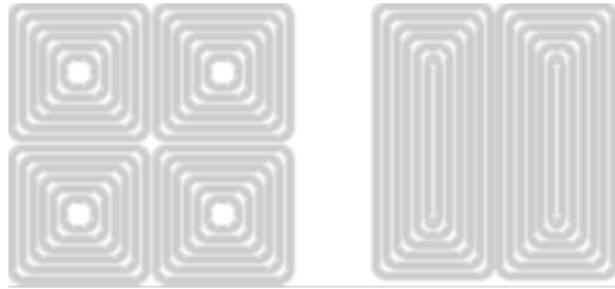


Figure 1-6 : inducteur multi-enroulement comportant des bobines carrées (gauche) et rectangulaires (droite)[17]

La position du champ magnétique créé, par rapport à la pièce permet de différencier deux types de chauffage par induction, le chauffage à flux longitudinal et le chauffage à flux transverse. Nous décrivons les deux types de chauffage au paragraphe § 1.4.

1.3.2 Système inducteur-charge

Tel que décrit dans [5], le système inducteur – charge peut être vu comme l'association de trois impédances, celle de l'inducteur, de l'entrefer et de la charge. Il est d'usage de représenter l'inducteur par une résistance en série avec une inductance tout comme la charge. L'entrefer qui est l'espace entre inducteur et la charge n'est le siège d'aucune puissance active. Il peut être représenté par une inductance pure. Le système inducteur-charge apparaît donc comme une résistance $R = R_i + R_c$ associée à une inductance $L = L_i + L_e + L_c$ agencés comme le montre la Figure 1-7.

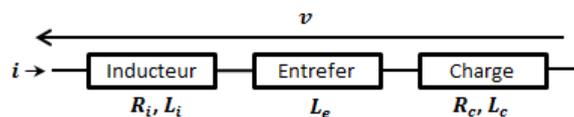


Figure 1-7 : circuit équivalent d'un inducteur associé une charge à chauffer

Dans les cas où les systèmes comportent plus d'un inducteur, une représentation matricielle telle que présentée dans [1], [18], [19] est plus adaptée. Il existe peu de documents traitant de ce type de représentation. Deux méthodes de détermination des termes de la matrice sont possibles : une identification par calcul numérique [20] ou par une méthode Volt – Ampère métrique qui requiert des mesures sur le dispositif réel [19], [21] qui peuvent être difficiles et imprécises dans la plupart des cas car l'environnement de mesure est perturbé par les champs magnétiques.

1.3.3 Alimentation du système

Au-delà de l'inducteur et de la pièce, le générateur est probablement la composante la plus importante d'un système de chauffage par induction. Il est généralement constitué de convertisseur(s) statique(s) dont il existe plusieurs topologies. Les plus courantes, indiquées dans [5] sont des onduleurs en H que nous montrons sur la Figure 1-9. Le fonctionnement à la résonance est dans recherché la plupart des cas, car l'inducteur est un circuit globalement inductif. Il convient donc d'adjoindre des condensateurs pour relever le facteur de puissance.

Pour ce faire, on adopte l'un ou l'autre des circuits de la Figure 1-8, suivant que l'on s'intéresse à une structure en tension ou en courant.



Figure 1-8 : Inducteur avec condensateur série ou parallèle [5]

Les expressions (1-5) et (1-6) font le lien entre les différents éléments du circuit et la fréquence de résonance.

- Circuit série

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1-5)$$

- Circuit parallèle

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (1-6)$$

Lorsque $R \ll \sqrt{\frac{L}{C}}$, l'expression (1-6) se ramène à l'écriture (1-5).

Les structures en courant (Figure 1-9) sont utilisées lorsque l'inducteur a une impédance « faible » car les courants nécessaires à l'atteinte de haute puissance sont généralement élevés et se rapprocheraient des courants de court-circuit en cas d'alimentation par des onduleurs de tension. L'inducteur est monté en parallèle avec le condensateur afin de respecter les règles d'association des sources. Ainsi en fonctionnant à la résonance (facteur de qualité $\gg 1$), le circuit résonant est le siège d'un sur-courant qui peut être exprimé par les formules (1-7) [22].

$$I_c = I_s \cdot \tan\varphi$$

$$I_L = I_s \cdot \sqrt{1 + (\tan\varphi)^2} \quad (1-7)$$

A l'inverse lorsque l'impédance de l'inducteur est « élevée », une alimentation en tension est mieux adaptée. A la résonance, il se crée une surtension aux bornes du condensateur et de l'inducteur qui peuvent être difficiles à mettre en œuvre. Dans ce cas, il faut avoir recours à des transformateurs d'adaptation. Les expressions (1-8) des tensions de l'inducteur et du condensateur se déduisent des expressions (1-7).

$$U_c = E \cdot \tan\varphi$$

$$U_L = E \cdot \sqrt{1 + (\tan\varphi)^2} \quad (1-8)$$

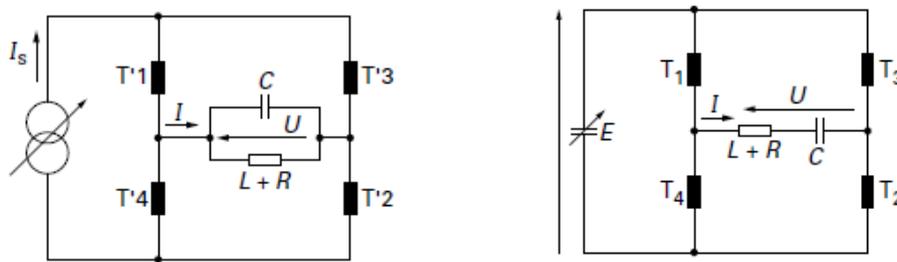


Figure 1-9 : Onduleur de tension (droite) onduleur de courant (gauche), [5]

Sur la Figure 1-9, droite, la source de tension continue et réglable E est généralement obtenue grâce à un redresseur à thyristors ou à diodes. Un filtrage permet ensuite de disposer d'une tension E avec de faibles ondulations. Le courant I absorbé est quasi sinusoïdal du fait de la forte sélectivité du circuit série (filtre éjecteur de bande). L'impédance est faible à la fréquence f_r de résonance et tend vers l'infini ailleurs. Nous revenons sur les stratégies de commande dans le paragraphe §1.5.

Dans le cas de l'onduleur de courant (Figure 1-9, gauche), l'inducteur est en parallèle avec le condensateur. La source de courant continu et réglable est obtenue comme précédemment mais avec une forte inductance de lissage. Ce courant circule de façon alternative dans le circuit par ouverture et fermeture des interrupteurs. Dans ce cas-ci, la tension qui apparaît aux bornes du circuit est quasi , autant que le courant de l'inducteur (résonance). La sélectivité du circuit parallèle consiste ici aussi en un filtre passe bande.

Ils existent d'autres structures qui équipent les systèmes de chauffage par induction. Les systèmes peuvent être composés de plusieurs convertisseurs alimentant chacun un inducteur comme le montre l'exemple de la Figure 1-10.

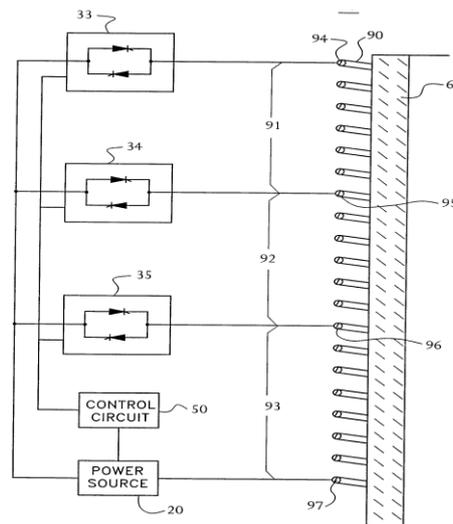


Figure 1-10 : système multi inducteur alimenté par des gradateurs [23]

Les systèmes peuvent également être constitués de plusieurs inducteurs reliés à un même convertisseur de structure différente des ponts en H [24–31]. Ces dernières structures sont pour la plupart utilisées dans le chauffage par induction domestique.

Elles peuvent être simples ou complexe, comportant un ou plusieurs bras d'interrupteurs. Nous présentons quelques exemples de structures dans les lignes suivantes.

La Figure 1-11 donne l'exemple d'une structure simple à un bras à deux interrupteurs [31], [32] alimentant plusieurs inducteurs. Une structure d'un bras à trois interrupteurs est donnée dans [29]. La structure, Figure 1-11 a été implantée dans [17], [31] pour alléger les systèmes en termes de composants actifs d'une part. D'autre part et tel que souligné dans [29] la diminution du nombre de convertisseurs permet de réduire les interférences basses fréquences causées par les commutations asynchrones et amplifiées par le matériau chauffé, dans les systèmes comportant plusieurs convertisseurs. Les interférences existent également dans les systèmes comportant un seul convertisseur tel que le mentionne le document [33] qui traite de leur élimination par une modulation de fréquence.

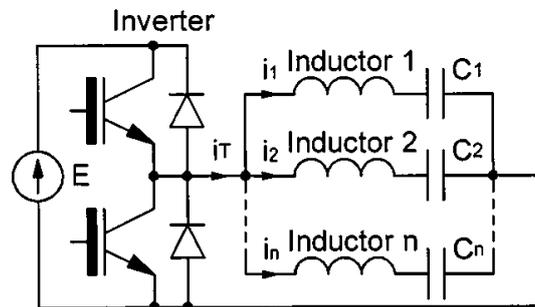


Figure 1-11 : convertisseur alimentant plusieurs inducteurs [31]

L'inconvénient de la structure, Figure 1-11 est que le contrôle des courants des inducteurs n'est possible que pour une seule branche à la fois car cela se fait par action sur les interrupteurs. Cela limite son usage au chauffage par induction domestique où la précision du chauffage ne constitue pas une contrainte forte. En effet, nous verrons dans le paragraphe §1.5 que la recherche de courants particuliers sur chaque branche est nécessaire lorsque l'on souhaite obtenir des chauffages précis.

La Figure 1-12 extraite de [34] mise en avant dans [24], [30] montre une structure imbriquant deux onduleurs en H avec un bras commun. Elle permet le contrôle des deux sorties, à leurs puissances nominales par action sur les interrupteurs S_1 et S_2 . Elle permet également d'économiser le nombre de composants.

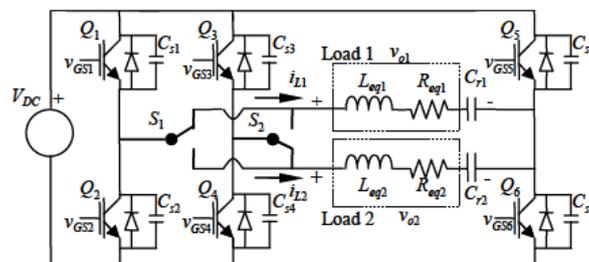


Figure 1-12 : convertisseur à résonance à deux sorties [34]

La Figure 1-13 présente une structure extraite de [28] qui consiste en deux demi – ponts.

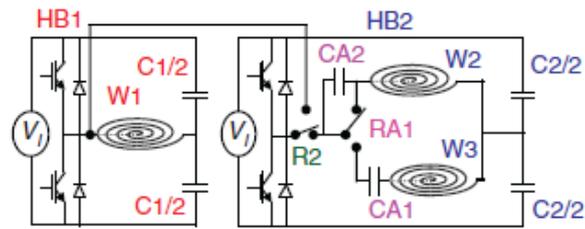


Figure 1-13 : convertisseur à deux demi - pont indépendant [28]

Cette structure a été utilisée pour l'alimentation de trois inducteurs circulaires (Cf. Figure 1-5) et concentriques afin de s'adapter à des charges de diamètres différents.

Une structure matricielle plus complexe mettant en jeu un demi-pont commun pour toutes les charges, chacune associée à un interrupteur est présenté sur la Figure 1-14. Elle a été mise en place dans [25–27] et fournit une solution souple et rentable pour les systèmes multi-inducteurs. Il est mentionné dans [25] que cette topologie a une portée générale pour les systèmes à charge multiple, bien qu'elle ait été particularisée pour le chauffage par induction.

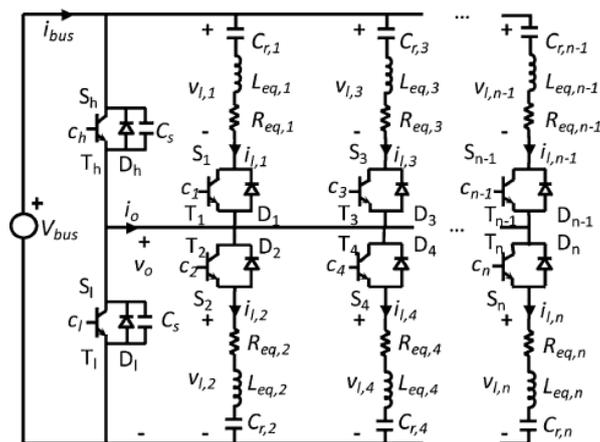


Figure 1-14 : structure multi-convertisseur pour charges résonantes [25]

Nous avons présenté ici quelques structures qui sont utilisées en chauffage par induction en passant des plus courantes qui sont les ponts en H, que l'on retrouve dans le chauffage industriel et dans le chauffage domestique. Le besoin de disposer de plusieurs foyers de chauffage en utilisation domestique conduit à des structures qui peuvent être complexes dans leur ensemble. Nous mettrons l'accent dans la suite sur le chauffage par induction industriel, en retenant des structures classiques de convertisseurs statiques. L'innovation de notre travail portera sur la caractérisation, la modélisation et la commande plutôt que sur la structure de conversion d'énergie.

1.4 Les applications du chauffage par induction

Les procédés de chauffage par induction sont utilisés dans les milieux industriels pour la préchauffe de pièces avant mise en forme à chaud (forgeage, matriçage, laminage, brasage), pour les traitements thermiques (trempe) ou encore pour des opérations de soudure entre pièces métalliques [7]. Ce chauffage s'intègre également dans les traitements de surface qui recouvrent des opérations diverses tel que :

- le dégraissage, le décapage, le séchage,
- la galvanisation et étamage,
- la cuisson de vernis et de peintures, la plastification.

Cette vaste utilisation s'explique par le transfert thermique s'opérant de l'intérieur de la matière vers l'extérieur qui constitue un atout favorable notamment aux opérations de séchage (évacuation des solvants et vapeurs). Cela permet d'obtenir :

- une meilleure adhérence,
- un meilleur aspect de surface,
- une bonne reproductibilité, critère important pour le séchage des peintures colorées,
- une grande souplesse d'utilisation par le choix des températures de traitement,
- enfin, une ligne de production plus compacte et susceptible de fonctionner de façon discontinue, en l'absence de toute inertie thermique.

Un autre type d'application en développement croissant au sein des industries de verres, de chimie et de céramiques est la fusion de verre et d'oxydes par induction en auto creuset. En effet, la résistivité électrique des oxydes (1 à 10 $\Omega \cdot \text{cm}$ à 1500°C) due à une conduction ionique est compatible avec la fusion par induction. Leur faible conduction thermique aux basses températures et une résistivité décroissante avec la température permettent d'utiliser la technique de l'induction directe en auto creuset avec une profondeur de peau égale au rayon de la charge. L'auto creuset constitué du même matériau solide que l'on cherche à fondre, se forme grâce au refroidissement optimal de l'inducteur (mono-spire) et permet d'atteindre des températures supérieures à 2500°C sans contact entre le bain et l'inducteur. Il n'y a donc pas de pollution du produit.

Telles que présentées, les applications du chauffage par induction sont multiples mais nous nous intéressons pour notre part au chauffage par induction de métaux. Il existe deux types de chauffage par induction qui se distinguent l'un de l'autre par les positions relatives des champs magnétiques créés par rapport à la pièce à chauffer. Nous les présentons dans les paragraphes §1.4.1 et §1.4.2, en mettant l'accent sur les performances qu'ils offrent dans le cas de chauffage de pièce longue de forme cylindrique ou sous forme de bande mince.

1.4.1 Chauffage par induction à flux longitudinal

Dans ce type de chauffage, l'inducteur est enroulé autour de la pièce et crée un champ magnétique colinéaire à l'axe de l'inducteur. Les Figure 1-15 et Figure 1-16 montrent respectivement les positions relatives d'une plaque et celle d'un cylindre par rapport aux inducteurs, dans le cas du chauffage à flux longitudinal.

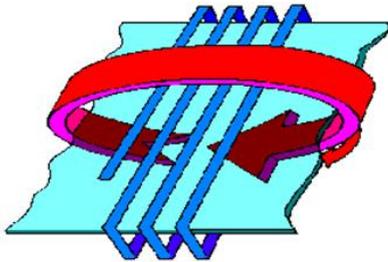


Figure 1-15 : chauffage par induction longitudinal d'une plaque d'épaisseur

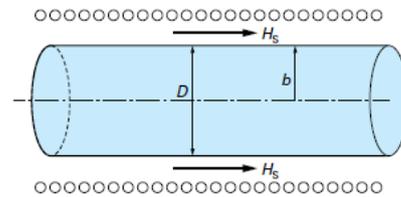


Figure 1-16 : chauffage par induction longitudinal d'un cylindre de diamètre D [5]

La Figure 1-17 montre les courbes de transfert d'énergie correspondantes, caractérisé par des facteurs de transfert F importants pour des hautes fréquences et faible pour les basses fréquences. Ces courbes montrent que la forme de la pièce est une donnée importante car le transfert de puissance en dépend. En effet, la courbe de F d'une plaque montre de plus grandes valeurs que pour le chauffage d'un cylindre.

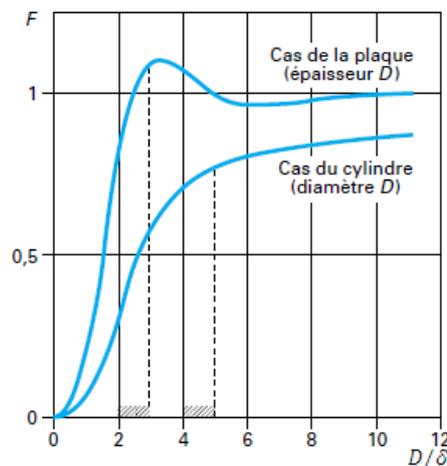


Figure 1-17 : facteur de transfert de puissance active dans le cas d'un chauffage longitudinal pour le cas d'un cylindre et d'une plaque [35]

La puissance transmise calculée par l'expression (1-9) qui découle de la résolution des équations de Maxwell montre le rôle du facteur F exprimé par (1-10).

$$P = \rho \frac{H^2}{\delta} FS \quad (1-9)$$

Dans cette relation,

- ρ est la résistivité en $\Omega.m$
- H le champ magnétique efficace créé par le(s) inducteur(s) en T,
- S la surface de la pièce en m^2 et
- F le facteur de transfert de puissance.

$$F_{longitudinal} = \frac{\sinh\left(\frac{D}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{D}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{D}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{D}{\delta}\right)} ; F_{transverse} = \frac{\sinh\left(\frac{D}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{D}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{D}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{D}{\delta}\right)} \quad (1-10)$$

Les courbes de la Figure 1-17 traduisent que l'on dispose d'une plus grande puissance à mesure que la fréquence est augmentée. Cependant l'augmentation de la fréquence s'accompagne du rétrécissement de l'épaisseur de peau (1-3) empêchant ainsi de transférer la puissance à la pièce avec un bon rendement (Cf. (1-9)) et de manière homogène. Cela pourrait avoir pour conséquence un chauffage excessif à la surface pouvant parfois provoquer des fusions non souhaitées lorsque la puissance injectée est importante. De plus, lorsque la fréquence augmente les pertes dans l'alimentation augmentent également. Il faut alors adopter un compromis sur la valeur du facteur de transfert de puissance. Un intervalle [35] de valeurs usuelles de F est donné ci-après, ainsi que les valeurs correspondantes du rapport D/δ .

0,7 < F < 0,8	
Cylindre $4 < \frac{D}{\delta} < 5$	Plaque $2 < \frac{D}{\delta} < 3$

Quel que soit le procédé de chauffage d'un métal, pour que la déformation s'effectue convenablement et sans usure trop rapide des outillages, il faut que le produit soit pratiquement isotherme. Ce qui suppose qu'en dehors de la maîtrise de la puissance injectée dans le matériau, le temps de chauffage soit également important. Le temps de chauffage est généralement déterminé pour que la pénétration de chaleur par conduction thermique (avant le traitement) permette de disposer d'un produit à température uniforme. Un exemple de répartition de température pour différentes profondeurs de peau d'un cylindre chauffé par flux longitudinal est donné Figure 1-18. La Figure 1-19 montre les distributions de température pour différentes durées de chauffage. Cette figure montre également des températures qui tendent à être de plus en plus homogènes pour des durées de chauffage plus grandes. Cela est notamment dû à la conductivité thermique du métal. Les densités de puissance généralement atteintes sont inférieures à 1MW/m².

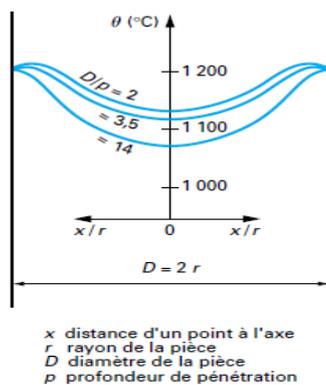


Figure 1-18 : Distribution de la température sur une coupe d'un cylindre d'acier [35]

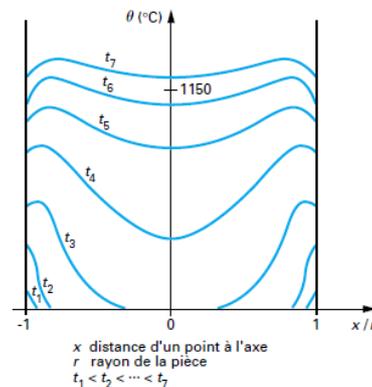


Figure 1-19 : Distribution de la température dans un plan pour diverses durées de chauffage [35]

Le chauffage longitudinal fonctionne aussi bien avec des matériaux magnétiques qu'avec les matériaux non magnétiques même si le rendement est meilleur pour le cas du chauffage de pièce magnétique [5], [18]. La relation (1-11) montre le lien entre la perméabilité magnétique et le rendement. Comme nous l'avons évoqué dans le paragraphe §1.2.2, Tableau 1-1, une perméabilité $\mu_r = 1$, traduit un matériau non magnétique. Lorsque $\mu_r > 1$, les matériaux sont magnétiques et conduisent donc à de meilleurs rendements comme le décrit l'expression (1-11).

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{K}{F} \sqrt{\frac{1}{\mu_r} \frac{\rho_i}{\rho_c}}} \quad (1-11)$$

- ρ_i : résistivité du métal des spires de l'inducteur,
- ρ_c : résistivité du métal de la charge,
- F : facteur de transfert de puissance active,
- K : facteur lié à la géométrie,
- μ_r : perméabilité magnétique (> 1 pour les matériaux magnétiques).

Le chauffage à flux longitudinal révèle ses limites lorsqu'il s'agit du chauffage de bandes métallique de faibles épaisseurs, une fréquence élevée devient dès lors nécessaire pour une bonne efficacité du système, cf. (1-9) et Figure 1-17. Le chauffage par induction à flux transversal apparait à ce niveau comme une solution intéressante.

1.4.2 Chauffage par induction à flux transversal

Dans le cas du chauffage à flux transverse, les inducteurs sont placés parallèlement à la plaque à chauffer. Cette configuration permet de créer un champ magnétique transversal par rapport à la pièce. La Figure 1-20 montre l'exemple d'un inducteur à flux transverse et les lignes de champ correspondantes (en rouge).

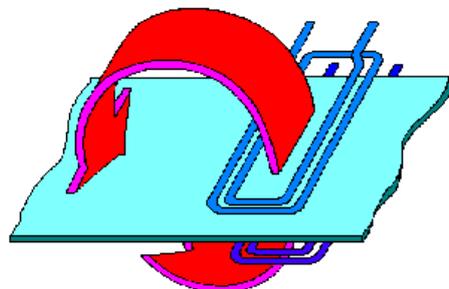


Figure 1-20 : Inducteur à flux transversal

La Figure 1-21 compare les courbes de facteur de transfert de puissance pour le chauffage à flux transverse et le chauffage longitudinal d'une plaque métallique.

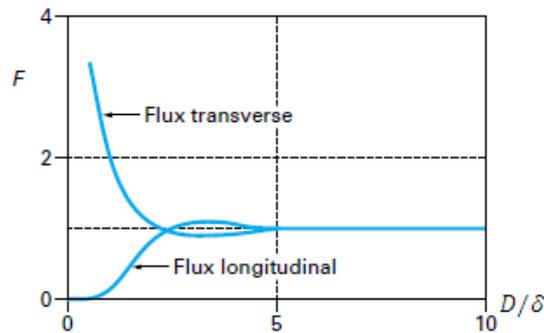


Figure 1-21 : comparaison des courbes de transfert de puissance pour les deux types de chauffage [5]

Comparativement au chauffage à flux longitudinal, des fréquences relativement faibles peuvent être utilisées pour une grande efficacité du système de chauffage. Cela fait que ce chauffage est bien adapté pour le chauffage de matériaux minces [18] mais seulement pour les matériaux amagnétiques [36]. Il introduit cependant la difficulté de contrôler l'uniformité des températures, comme nous le verrons dans le paragraphe §1.5.1 qui traite du réglage de la puissance injectée dans le matériau.

Dans la suite, nous mettons l'accent sur le chauffage par induction à flux transverse dont les applications industrielles sont plus nombreuses en raison des avantages précédemment cités.

1.5 Contrôle de l'énergie injectée pour le chauffage par induction de matériau

Dans les précédents paragraphes, nous avons décrit les systèmes de chauffage par induction et quelques applications en mettant l'accent sur les caractéristiques fondamentales telles que la fréquence des convertisseurs et les puissances qu'ils peuvent délivrer. En supposant ces caractéristiques bien choisies pour assurer un bon fonctionnement de l'équipement, l'obtention de résultats reproductibles d'une pièce à l'autre ou encore plusieurs types de chauffage dépendent dans une large mesure d'un contrôle judicieux de la puissance injectée dans le matériau et du temps de chauffage. Nous ne nous préoccupons pas du traitement que le matériau subit après le chauffage. Nous présentons en détail les méthodes de contrôle de la puissance que nous avons relevées dans la littérature.

1.5.1 Contrôle « classique » de l'énergie dans le matériau chauffé

Les solutions classiques [15], [37] préconisent l'utilisation de plusieurs inducteurs auxquels sont adjoints des écrans magnétiques et des culasses mobiles (Figure 1-22). L'artifice permet en plus de mieux répartir les champs magnétiques produits et donc d'adapter le système à différents formats de matériau à chauffer et aux changements de position pour atteindre les gradients de températures désirés.

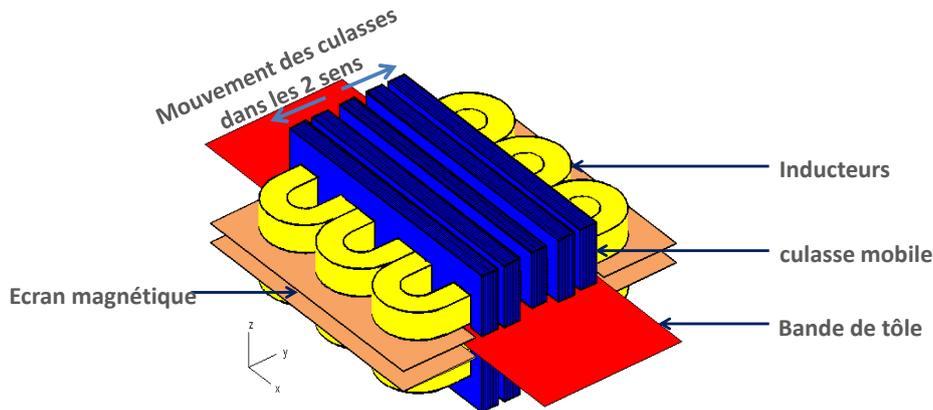


Figure 1-22 : système de chauffage par induction à flux transverse avec pièce mobile

Les lignes de traitement sont ainsi sujettes à des réglages mécaniques et/ou des maintenances aussi souvent qu'il faut changer de matériau à chauffer. A cela, s'ajoute le fait que le profil de puissance souhaité est obtenu par essais de réglages successifs qui sont coûteux en temps.

Grace à la conception assistée par ordinateur, il est aujourd'hui plus simple de caractériser les comportements de ces procédés à travers des simulations des phénomènes magnétiques et thermiques. Cela représente un avantage certain en termes de coût, de délai et d'optimisation pour la mise au point [6] de ces procédés. Plusieurs documents tels que [38–41] relatent les méthodes de simulations numériques. Elles consistent en des optimisations du système inducteur – charge afin d'obtenir les meilleurs répartitions de températures en sortie des inducteurs pour un format de bande métallique. Ainsi, les positions des inducteurs sont choisies pour un profil de chauffage le plus homogène possible en sortie des inducteurs.

Le problème à résoudre est la prédiction des variations thermiques en tout point de la pièce. Les méthodes employées pour y arriver concernent la construction de modèles 2D ou 3D dans des logiciels d'éléments finis qui prennent en compte les phénomènes magnéto – thermiques en relation directe avec les courants de Foucault dans le matériau [36]. La procédure doit également prendre en compte les variations des caractéristiques électriques et thermiques de la matière avec la température. La dernière donnée est le temps de chauffage dont la discrétisation est basée sur la vitesse de défilement de la bande sous les inducteurs. Nous présentons succinctement quelques exemples dans les lignes suivantes.

Un exemple de simulation numérique du chauffage de bande de tôle au défilé est donné dans [42]. Il consiste en quatre inducteurs de forme hippodrome présentés sur la Figure 1-23 (gauche). La circulation des courants induits se fait suivant les courbes des formes des inducteurs sauf pour les inducteurs en entrée et en sortie. Cela est dû à leur partie non couverte par les noyaux magnétiques dont le rôle est de forcer les champs magnétiques à être perpendiculaires au sens de translation de la bande.

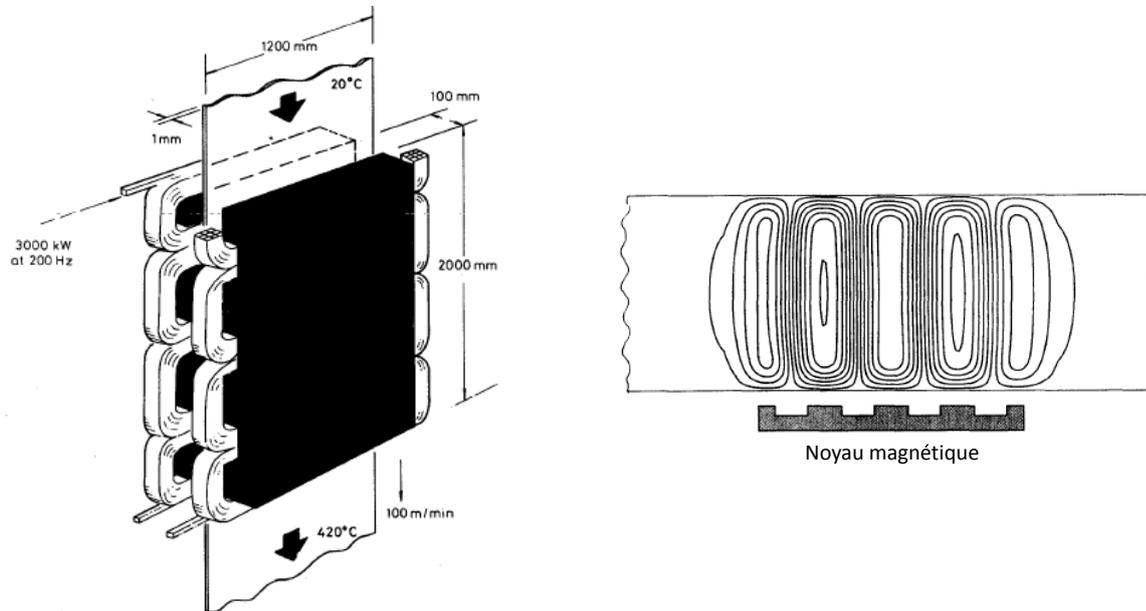


Figure 1-23 : système de chauffage par induction présenté dans [42]

L'évolution des températures de ce système est représentée sur la Figure 1-24 (gauche) qui montre une vue complète du profil de chauffe (Figure 1-24, droite), sur la largeur de la bande en sortie des inducteurs. L'évolution montre clairement que la température ne s'élève pas de manière uniforme sur toute la longueur de l'inducteur, mais alterne par des motifs correspondant aux champs magnétiques créés par chaque bobine au regard des courants qui les parcourent. Il s'en suit néanmoins que le chauffage est « presque » uniforme à la sortie des inducteurs comme le montre la Figure 1-24 (droite). Il est donc possible de prédire ces effets et de les prendre en compte.

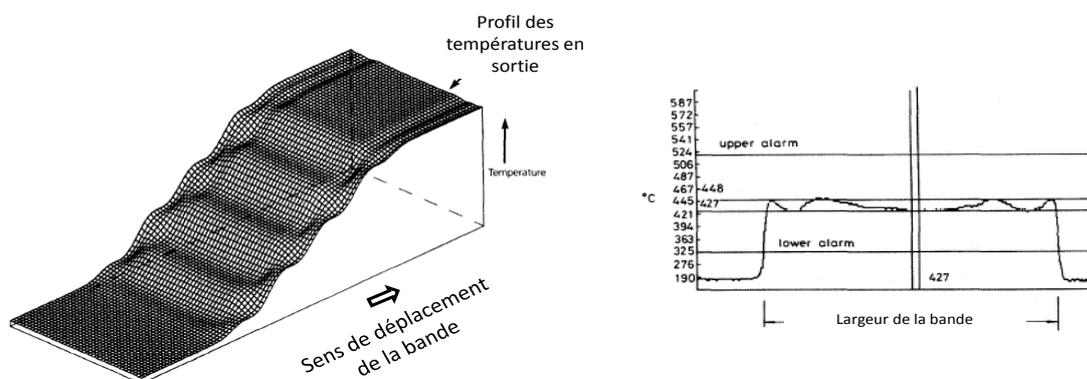


Figure 1-24 : évolution et profil en sortie des températures du système [42]

Le profil de température de la Figure 1-24 (droite) montre un écart de +2,4% (indiqué dans [42]) par rapport à la température moyenne. Il n'est pas fait mention des courants d'alimentation ni de la fréquence utilisée mais d'une plage allant de 75 à 3000Hz. Il est indiqué que la mesure des températures est faite à l'aide de pyromètre infra rouge.

La Figure 1-25 montre un autre exemple de chauffage par induction présenté dans le document [36] qui traite du chauffage au défilé d'une bande de tôle.

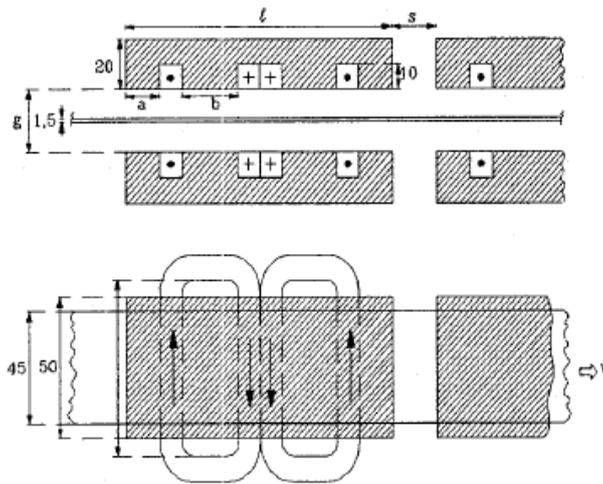


Figure 1-25 : paramètres géométriques du système mis en place dans [36]

L'évolution des températures de cinq points de mesure sur la demi-largeur est représentée sur la Figure 1-26. Ces mesures sont obtenues dans [36] grâce à l'injection d'un courant de 2120 A dans chacun des trois inducteurs du système.

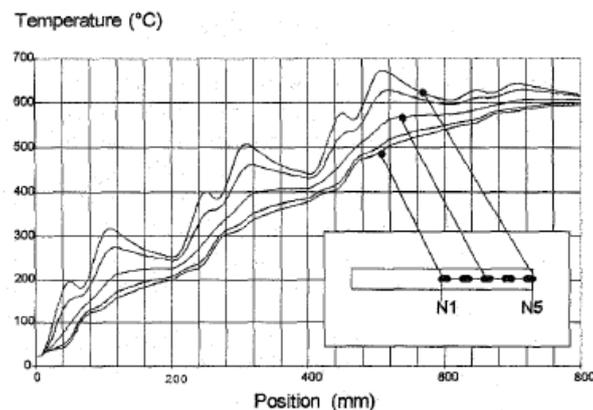


Figure 1-26 : évolution de la température de 5 points de mesures pendant le parcours sous l'inducteur

Les courbes montrent des évolutions irrégulières, caractéristiques de l'énergie absorbée le long du parcours et tendent à s'homogénéiser en sortie de l'inducteur.

Une bibliographie plus complète sur le chauffage à flux transverse est présentée dans la thèse [18]. Cette thèse complémentaire à la nôtre et également encadrée par EDF, s'intéresse à l'optimisation du design d'un inducteur à 6 phases dont nous avons en charge la conception de l'alimentation.

Après cette présentation succincte de quelques applications du chauffage à flux transverse, nous nous intéressons au contrôle électrique de l'énergie injectée dans les matériaux chauffés pour un chauffage homogène.

1.5.2 Contrôle électrique de l'énergie dans le matériau chauffé

1.5.2.1 La Pulse Density Modulation (PDM)

Cette méthode explicitée dans [43], [44] et mentionnée dans [30] permet le contrôle de la puissance injectée dans le cas du chauffage par induction monophasé d'une charge. Il s'agit d'une technique de contrôle adaptée autant aux onduleurs à résonance série qu'aux onduleurs parallèles. La variation de la puissance de la charge est obtenue en introduisant des cycles de roue libre d'une durée multiple de la période. Au cours des cycles de roue libre (Figure 1-27, mode 3), la tension et le courant d'alimentation de la charge sont nuls et la charge est auto alimentée par l'énergie stockée dans le circuit réactif. Le fonctionnement est tel que moins il y a de cycles de roue libre, plus la puissance moyenne (1-12) transmise à la charge est importante. La Figure 1-27 illustre le principe de fonctionnement de la PDM appliqué à un onduleur de tension.

Trois modes sont explicités sur cette figure.

- Les modes 1 et 2 sont concernent l'application d'une tension alternative carrée aux bornes du circuit résonant RLC,
- Le mode 3 consiste en la mise en court-circuit du circuit.

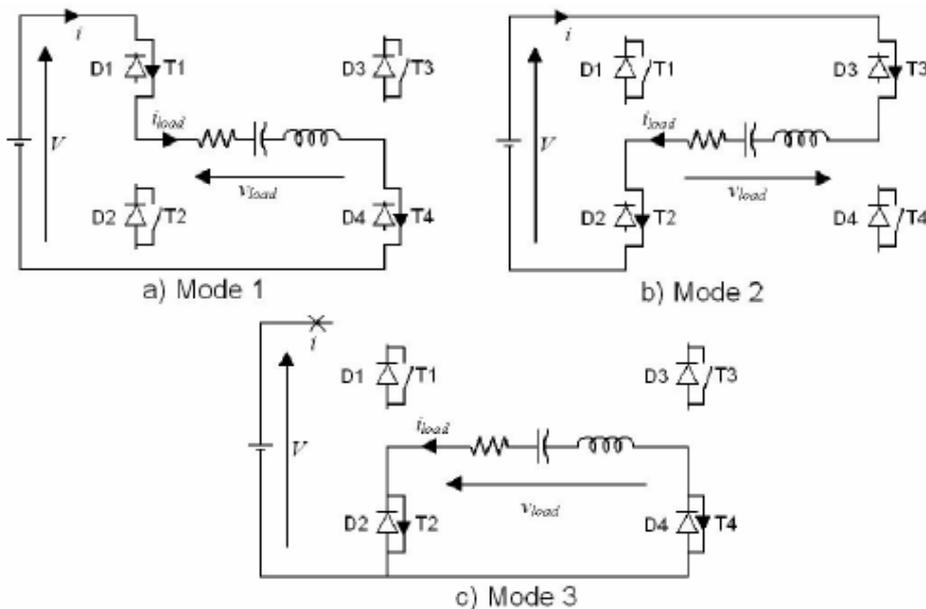


Figure 1-27 : fonctionnement de l'onduleur en PDM [43]

Il existe plusieurs variantes de la PDM qui sont comparées dans [45] et obéissent toutes au même principe de fonctionnement. Nous présentons la variante dite « regular PDM ».

La puissance transmise est donnée par l'expression (1-12) ci-après qui met en relation la puissance maximale transférable à la charge, les paramètres N et mod qui sont caractéristiques des signaux de commande appliqués aux interrupteurs. L'expression de la puissance est obtenue en supposant très élevé le facteur de qualité de la charge [43] (résonance).

$$P_{out} = \left(\frac{mod}{N}\right)^2 P_{max} \quad (1-12)$$

Dans cette relation,

- N est la longueur d'un cycle PDM en nombre de cycle de résonance de la charge,
- mod le niveau de la modulation $1 \leq mod \leq N ; mod \in N$ et
- P_{max} la puissance maximale transmise lorsque $mod = N$.

Le mode 1 concerne l'application de la tension d'alimentation V aux bornes du circuit RLC série (inducteur + condensateur) complété par le mode 2 (application de la tension $-V$ à la charge) pour l'obtention d'un signal carré alternatif aux bornes de la charge. Le mode 3 est la phase durant laquelle la charge est mise en court-circuit.

La Figure 1-28 montre le circuit de génération des ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur de la Figure 1-27.

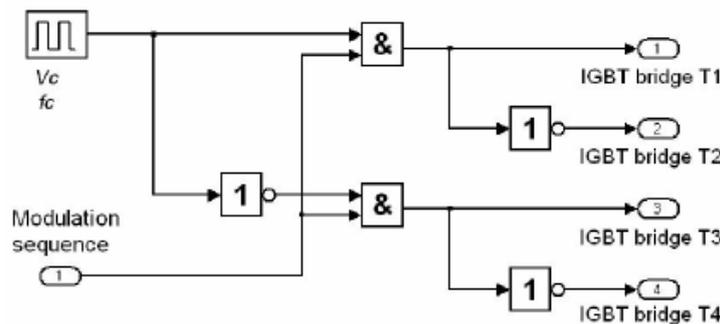


Figure 1-28 : Circuit logique de commande PDM [43]

Le signal carré V_c , représenté sur la Figure 1-29, est généré pour une fréquence de résonance de la charge. Cette figure présente également l'entrée « modulation séquence » pour différents exemples ($mod = 1, 2, 3 \dots 16$) dans le cas d'une longueur N de la PDM égale à 16 périodes. En l'exemple, la modulation 1 (1/16) correspond à une seule exécution des modes 1 et 2 successivement (Figure 1-27) sur les 16 périodes d'un cycle de la PDM. La charge est ensuite mise en court-circuit (mode 3) pendant les 15 derniers cycles de la PDM.

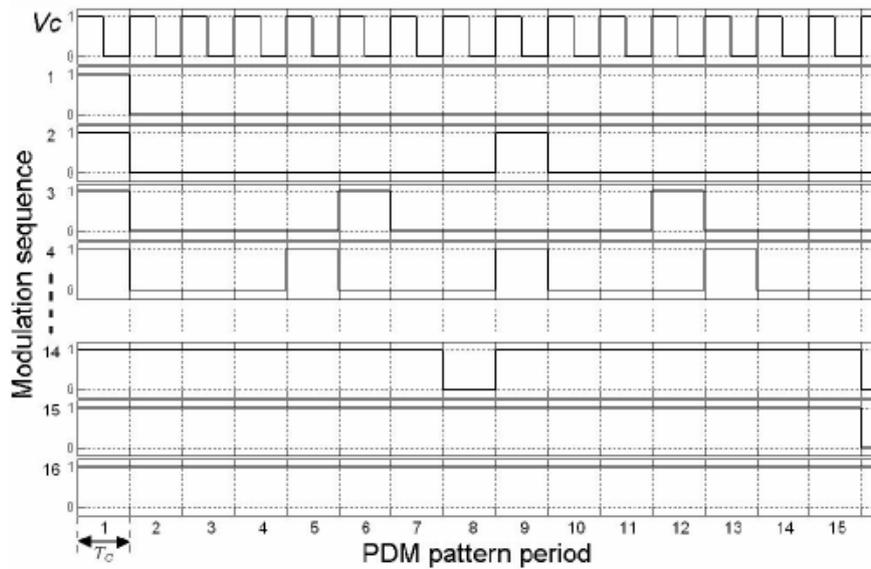


Figure 1-29 : signaux de commande de la PDM pour des rangs de 1/16 à 16/16 [43]

Un exemple des courbes de la tension et du courant pour le *mod 3* est donné sur la Figure 1-30.

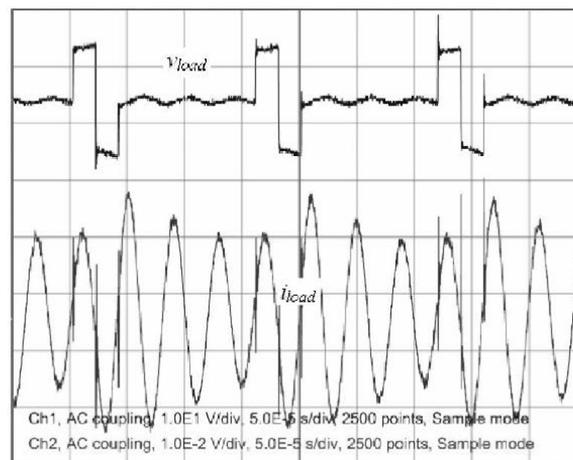


Figure 1-30 : tension et courant de charge pour une modulation 4/16 [43]

Dans ce mode, les courants subissent un amortissement à la fréquence de résonance jusqu'à l'exécution des modes 1 et 2. Cela est probablement gênant lorsque les courants recherchés doivent avoir les mêmes valeurs. En effet, tel que présenté dans [1] qui traite du chauffage en statique d'un disque de tôle, l'atteinte d'une distribution particulière peut être obtenue en calculant les courants précis à injecter dans chaque inducteur. Dans ces conditions, une fluctuation perturberait les profils calculés en simulation numérique.

Le circuit de contrôle en boucle fermée de la puissance présenté dans [43], combine un algorithme de prévision et une fonction hystérésis. On retrouve ces deux modules sur la Figure 1-31 qui donne une vue globale du système.

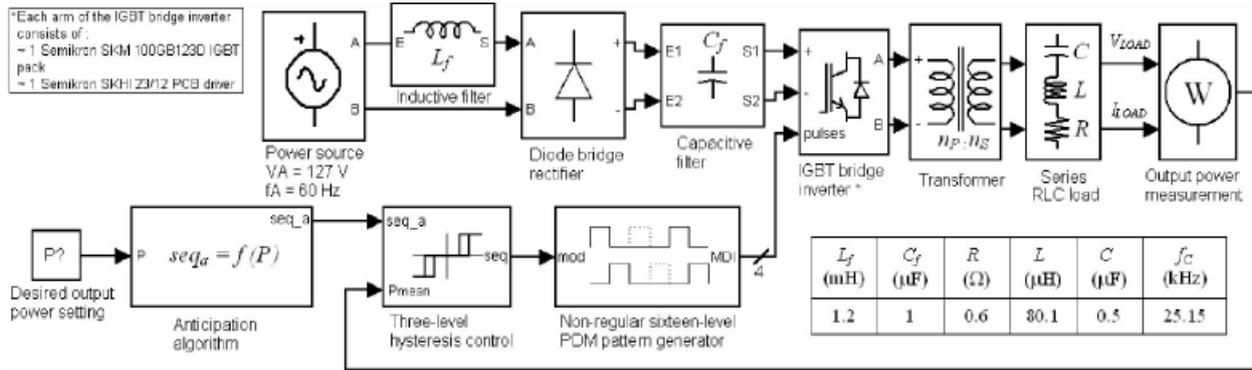


Figure 1-31 : Topologie du système monophasé AC/AC commandé avec une PDM [43]

- Algorithme d'anticipation

L'algorithme d'anticipation représente le processus inverse du système qui se base sur l'équation (1-12). C'est à ce niveau qu'est fait le choix de la séquence de modulation qui s'approche le plus de la puissance recherchée, définie par l'opérateur. Ainsi, connaissant la puissance P_{out} désirée en sortie, il est possible de retrouver la séquence correspondante (cf. Figure 1-29) dans une table et l'appliquer.

- Commande à hystérésis 3 niveaux

Il s'agit d'un contrôleur à trois niveaux d'hystérésis qui astreint le système à osciller autour de la séquence prévue par l'algorithme d'anticipation. Cela permet d'obtenir une puissance moyenne de sortie proche de celle définie par l'utilisateur. En l'exemple, lorsque l'erreur entre la puissance mesurée et la puissance de consigne n'est pas trop grande, l'oscillation en nombre d'impulsions autour de la séquence optimale déterminée par l'algorithme d'anticipation est comprise entre les valeurs -1 et 1 autour de la puissance réglée. Dans le cas contraire elle est maintenue entre les valeurs -2 et 2 . La fonction hystérésis permet donc d'assurer au système, une stabilité accrue en évitant les changements brusques et les oscillations d'un état à un autre.

Les résultats (Figure 1-32) de simulations et expérimentaux (Figure 1-33) indiqués dans l'étude sont en bon accord et démontrent que la régulation de la puissance peut être faite avec une précision qui dépend du paramètre mod . En effet, lorsque la puissance correspond à une valeur de mod de la table d'un cycle de la PDM, l'écart entre la sortie et la consigne est pratiquement nul comme le montre le palier 5 de la Figure 1-32 ($4s < t < 5s$). La puissance de sortie représentée en ligne interrompue montre un bon suivi de la consigne en trait fort pour un fonctionnement à 25,15 KHz.

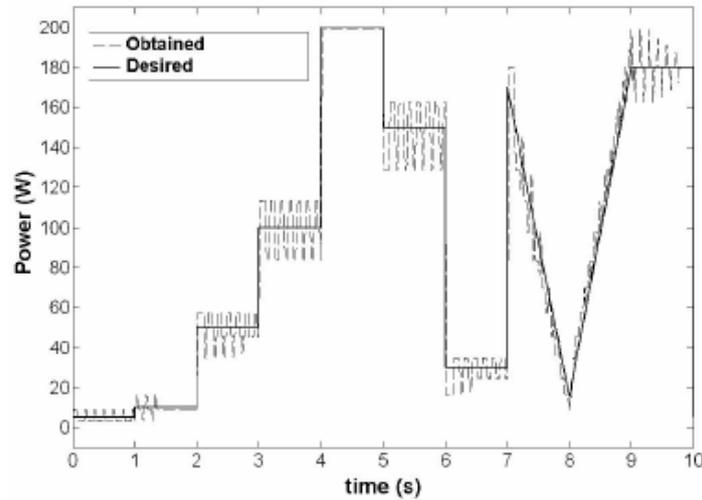


Figure 1-32 : Puissance de sortie. Résultats de simulation [43]

Par contre, lorsque la séquence ne correspond pas à une valeur exacte du paramètre *mod*, des variations plus ou moins importantes se produisent autour de la consigne. En l'exemple, le palier 6 ($5 < t < 6$) montre des oscillations importantes qui ne peuvent être rattrapées, de ce fait le module hystérésis force le système à osciller entre les butées $+2$ ou -2 . Lorsque l'écart peut être réduit sans atteindre la valeur exacte de la puissance réglée, l'oscillation se poursuivra entre ± 1 , comme dans l'exemple du palier 3 de la Figure 1-32.

Les résultats de la validation expérimentale présentés dans [43] sont donnés sur la Figure 1-33 qui corrobore les résultats de simulation.

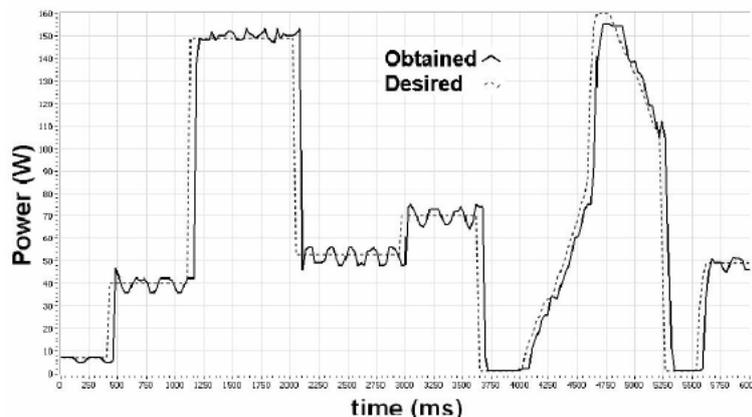


Figure 1-33: résultats expérimentaux de la puissance de sortie du système relaté dans [43]

Dans cet exemple, le retard observé entre la consigne et la sortie est dû au temps de communication, de l'ordre de 67ms, pour le rapatriement des valeurs. Cette solution ne figure dans la littérature que dans une version monophasée et introduit une modulation de l'amplitude du courant de la charge. Cela peut être gênant notamment si le courant recherché doit être constant en terme d'amplitude, comme dans le système que nous étudions ou nous avons à faire à plusieurs inducteurs magnétiquement couplés. En effet, notre système requiert des courants précis en amplitude et en phase qu'il nous faudra rechercher et maîtriser pour imposer des profils particuliers de températures.

1.5.2.2 La Phase Shifted Control (PSC)

Application à un onduleur de tension en commutation douce

Cette méthode présentée dans [46], traite d'une commande à décalage bien connue parmi les stratégies de commande des convertisseurs en H. Elle est utilisée ici pour le contrôle de la puissance injectée dans la charge par action sur un angle ϕ de décalage. Il est possible grâce à cet angle que l'on retrouve sur la Figure 1-35, d'agir sur l'amplitude du fondamental du signal carré généré en sortie de l'onduleur (Figure 1-36). L'article s'intéresse à un cas de chauffage monophasé mais l'on peut se ramener facilement à un cas multi – phasé en branchant d'autres onduleurs en parallèle sur la même source de tension continue, à condition de maîtriser les couplages magnétiques qui perturbent le contrôle [47]. Cette stratégie est appliquée à la structure du convertisseur statique présenté Figure 1-34.

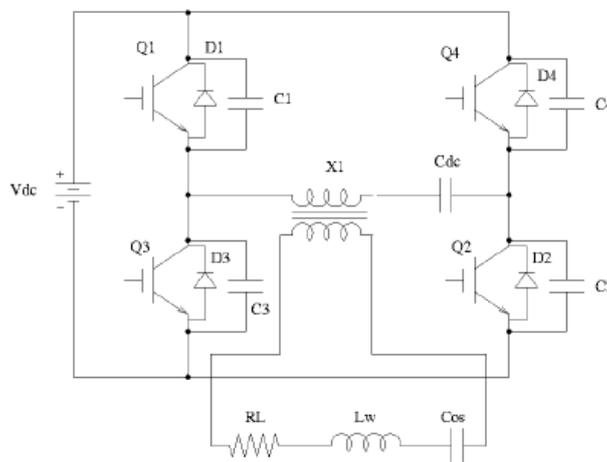


Figure 1-34 : structure du convertisseur statique [46]

Le convertisseur alimente un transformateur d'adaptation d'impédance via lequel est reliée la charge. Les condensateurs en parallèle avec chaque IGBT permettent d'assurer un fonctionnement en commutation douce [48], [49] pour réduire les pertes des interrupteurs. De façon générale, cette stratégie de commande est applicable autant aux onduleurs de tension qu'aux onduleurs de courant, en veillant à générer des signaux de commande complémentaires dans une cellule de commutation.

La tension de sortie (Figure 1-36) est constituée de créneaux rectangulaires à trois niveaux $-V_{dc}$, 0 , $+V_{dc}$, dont la largeur des paliers est modulée par les chevauchements introduits par l'angle ϕ entre les commandes (Figure 1-35) des transistors deux à deux. Les signaux de commande sont générés avec un rapport cyclique de 50% et les interrupteurs de chaque bras ($Q_1 - Q_3$ et $Q_2 - Q_4$) sont en opposition de phase afin d'éviter de court-circuiter la source de tension.

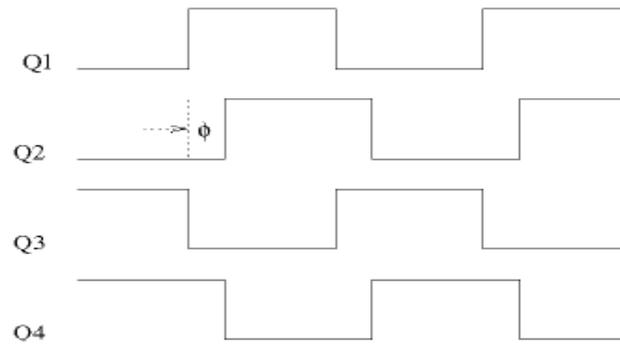


Figure 1-35 : signaux de commande des quatre interrupteurs de l'onduleur [46]

La Figure 1-36 montre le fondamental $V_H(1)$ du signal carré qui est toujours centré sur celui-ci.

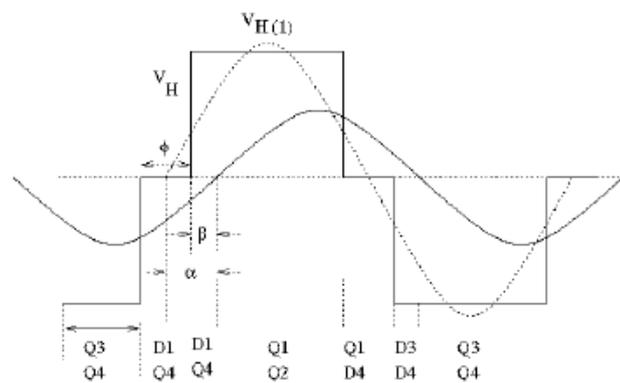


Figure 1-36 : courant et tension pour une commande PSC

L'obtention d'un fonctionnement en commutation douce (ZVS) ne peut avoir lieu que lorsque le déphasage α entre le fondamental de la tension de l'onduleur et son courant est entretenu. En gros, cela se produit au détriment de la résonance mais est nécessaire pour l'obtention de pertes moindres. Le déphasage α est exprimé par la relation (1-13) qui met en relation le facteur de qualité Q de la charge vu des bornes de l'onduleur et de la pulsation normalisée.

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{(\omega_n^2 - 1)Q}{\omega_n} \quad (1-13)$$

En outre, pour que la commutation douce fonctionne quel que soit la charge, l'angle β cf. Figure 1-36, doit être au moins égal à une valeur β_{min} (1-14) qui induit en conséquence une valeur maximale (1-15) de l'angle de décalage ϕ .

$$\beta_{min} = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2\omega_s Q_s}{I_p} \right) \quad (1-14)$$

- ω_s est la pulsation de découpage, en rad/s
- Q_s la charge stockée dans un condensateur, en Coulombs (C)
- I_p le courant maximal de la charge en A.

$$\Phi_{max} = 2(\alpha - \beta_{min}) \quad (1-15)$$

Tous les angles mentionnés sont exprimés en rad. La puissance de sortie est exprimée par la relation (1-16).

$$P_n = \frac{8}{\pi^2} q \cdot (\cos\alpha)^2 \cdot \left(\cos\frac{\phi}{2}\right)^2 \quad (1-16)$$

La solution proposée ici est intéressante lorsque l'on ne s'intéresse qu'à la puissance transmise à la charge par le biais d'un inducteur. Dans notre cas, nous souhaitons contrôler les phases des courants et la puissance indépendamment. En effet, contrôler la puissance totale uniquement ne permet pas à lui seul un suivi de la distribution des densités de puissance dont est tributaire le de profil de température que nous voulons imposer.

La stratégie de commande (Figure 1-37) présentée dans [34] rejoint celle précédemment détaillée par l'insertion d'un angle α pour moduler la tension carrée de la charge. La principale différence se situe dans la symétrie de la tension. En effet en considérant la tension carrée de la Figure 1-36, l'application de l'angle ϕ maintient la tension symétrique sur chaque alternance, c'est-à-dire que sur l'alternance positive par exemple, le palier positif de la Figure 1-36 est défini de ϕ à $\pi - \phi$ et par analogie, le palier négatif est défini de $\pi + \phi$ à $2\pi - \phi$.

Dans le cas de la stratégie [34] appelée ADC control [50], appliquée à la structure, Figure 1-37, le signal n'est pas symétrique. L'angle α est tel que le palier positif par exemple, varie de 0 à $\pi - \alpha$ comme le montre la Figure 1-36. Cela est possible en maintenant la commande d'un bras fixe, ici $[Q_{11} - Q_{21}]$ et en jouant sur le rapport cyclique des signaux de commande des interrupteurs Q_{31} et Q_{41} .

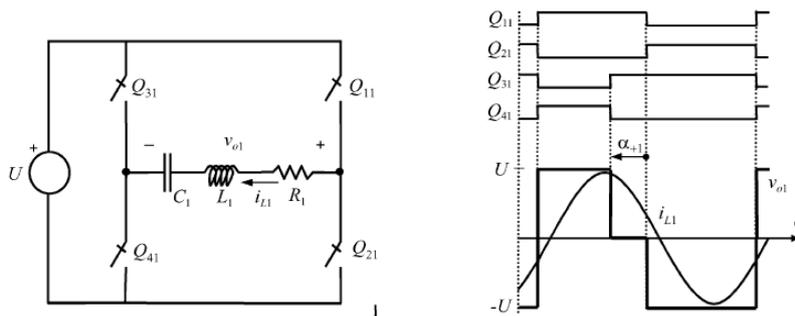


Figure 1-37 : pont onduleur de tension en H et stratégie de commande [34]

L'avantage de cette dernière stratégie trouve son fondement dans le maintien de la commande fixe d'un bras. Cela permet d'imbriquer les onduleurs en H et économiser ainsi deux interrupteurs. L'exemple de la Figure 1-38 montre deux onduleurs de tension imbriquant deux onduleurs de tension partageant un bras commun.

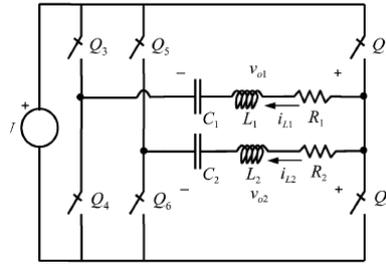


Figure 1-38 : imbrication de deux onduleurs de tension partageant un même bras d'interrupteur [34]

L'inconvénient de cette stratégie est la difficulté de déphaser les signaux carrés les uns par rapport aux autres et l'injection d'une composante continue $-\alpha/T$, cf. relation (1-17), qui ne contribue pas au chauffage par induction.

$$U(t) = -\frac{\alpha}{T} + \frac{2}{nT} \sum_1^{\infty} [\sin(n(\pi - \alpha))] \cos(nwt) + \frac{2}{nT} \sum_1^{\infty} [1 - \cos(n(\pi - \alpha))] \sin(nwt) \quad (1-17)$$

Une autre stratégie de commande présentée dans [50] et appelée PS control, consiste à appliquer des signaux de commande de rapport cyclique variable pour tous les interrupteurs. La Figure 1-39 montre la structure du convertisseur et les signaux de commande à appliquer pour réaliser une PS control.

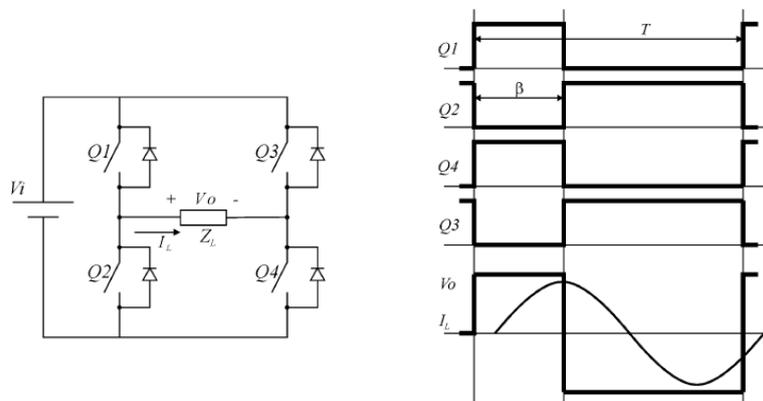


Figure 1-39 : signaux de commande de la PS control [50]

Cette solution déclinée en monophasé injecte également une composante continue qui ne contribue pas au chauffage.

Dans le cas de l'utilisation de convertisseur à un bras d'interrupteurs tel que celui de la Figure 1-40, la tension délivrée ne peut avoir que deux états, 0 ou V_{bus} . Il est possible de contrôler la puissance en imposant des signaux de commande de rapport cyclique variable [51] comme le montre la Figure 1-41.

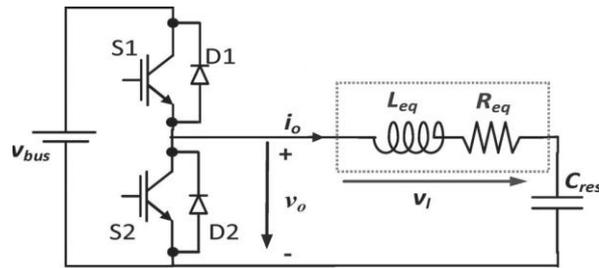


Figure 1-40 : convertisseur de tension à un bras [51]

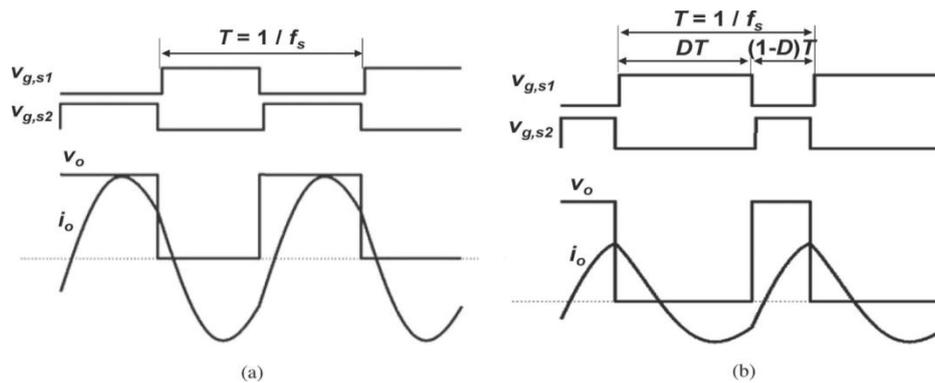


Figure 1-41 : signaux de commande et de sortie de la structure Figure 1-40 [51]

Application de la PSC à des onduleurs de courant

Cette solution fait référence à la méthode innovante développée au Laplace dans le cadre de la thèse [1] en partenariat avec l'industriel EDF et protégée par un brevet [52]. Elle constitue le point de départ de nos travaux.

Elle traite du chauffage par induction trois phases qui a été étudié grâce au logiciel d'éléments finis Flux2D®, afin de rechercher les courants des inducteurs qui conviennent à une distribution uniforme des températures pour le cas du chauffage à flux transverse. Cela est rendu possible car la distribution des températures est une image de la distribution des densités de puissance injectées dans le matériau [53] lorsque ce dernier est statique. La stratégie de commande des onduleurs qui est utilisée dans l'étude, est similaire à celle explicitée dans [46].

La Figure 1-36 montre la forme carrée des courants des onduleurs de courant et les signaux de commande des interrupteurs correspondants à sa génération. Le courant carré modulé est généré à fréquence constante contrairement à certaines méthodes qui associent le même principe à une compensation d'une éventuelle variation de la charge par action sur la fréquence. Cela permet d'assurer un maintien du fonctionnement à la résonance il peut également être question du suivi d'un mode de commutation tel que le ZCS ou ZVS. Le document [54] traite d'une méthode de suivi de la ZCS par action sur la fréquence, pour un cas de chauffage monophasé avec un onduleur de tension.

Les variations de la charge sont inhérentes à l'application qui est faite de l'induction. En effet et tel que présenté dans [51] qui traite du chauffage par induction domestique, les charges associées au réceptacle peuvent être diverses (natures et dimensions différentes), d'où la nécessité d'un suivi du fonctionnement en mode ZCS. Nous présentons cette stratégie ainsi que le circuit de commande au paragraphe §1.5.2.4.

Dans ce cas-ci, la fréquence est constante.

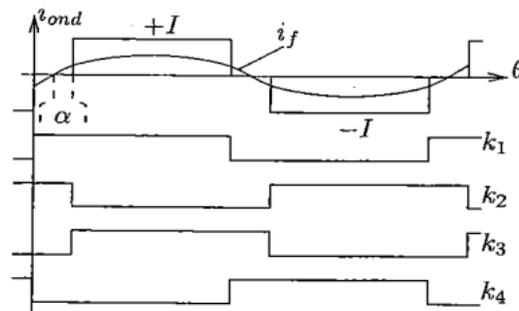


Figure 1-42 : Contrôle de la valeur efficace du courant d'un enroulement

L'angle de décalage nommé α dans ce cas, est retrouvé dans l'expression (1-18) de la valeur efficace du fondamental indiqué sur la Figure 1-42. Ainsi, une action sur α modifie la valeur efficace du fondamental et donc de la puissance qu'il va permettre de transférer à la charge.

$$I_f = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \cos\alpha \quad (1-18)$$

La Figure 1-43 montre le circuit de l'alimentation où l'on retrouve les trois onduleurs de courant débitant sur des circuits résonants constitués des inducteurs et des condensateurs. Le système présenté dans [55] pour le chauffage de creuset est quelque peu similaire par l'alimentation de deux onduleurs de courant par une même source de courant.

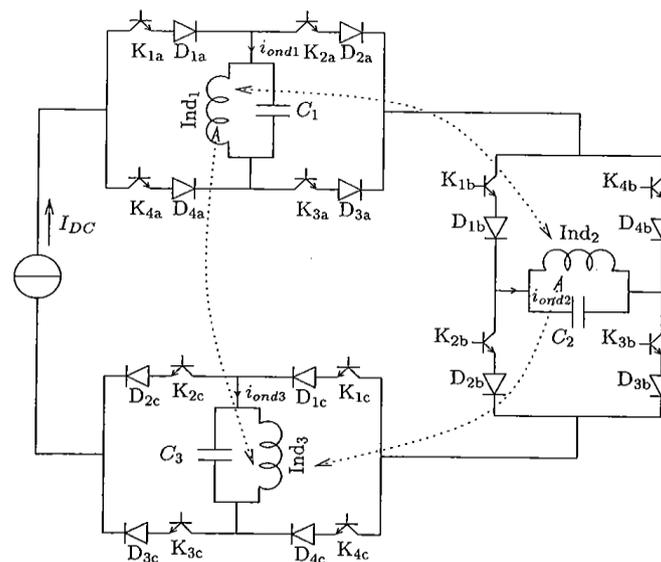


Figure 1-43 : Schéma électrique de l'onduleur de l'alimentation du système à trois phases [1]

L'étude menée avec l'hypothèse du premier harmonique sous-entend un bon filtrage des composantes harmoniques portées par les signaux carrés de largeurs modulées. Cela n'est pas souvent simple car il existe des échanges d'énergie entre les inducteurs contrairement au cas explicité dans [55].

Le système est constitué de trois phases dont les courants peuvent être déphasés les uns par rapport aux autres. Les déphasages nommé φ_i sur la Figure 1-44, des fondamentaux des courants carrés des onduleurs sont obtenus par décalage temporel des signaux carrés car le fondamental est toujours centré sur eux. L'étage de commande devra donc générer les bons courants de référence en fonction de la température désirée et asservir les courants instantanés, ce qui sera l'objet d'une partie de nos travaux après de nombreuses étapes de modélisation qui seront également présentées.

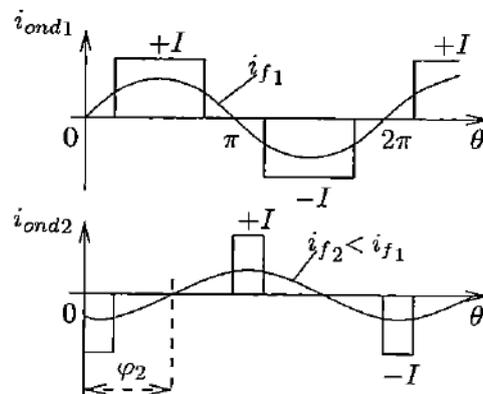


Figure 1-44 : Déphasage des courants

1.5.2.3 Combinaison Phase shift control (PSC) et Pulse Frequency Modulation (PFM)

Cette stratégie appliquée à un onduleur de tension (Figure 1-45) pour un fonctionnement en ZCS dans [54] permet d'avoir une plage de variation de puissance plus importante qu'elle ne le serait avec la PFM seule.

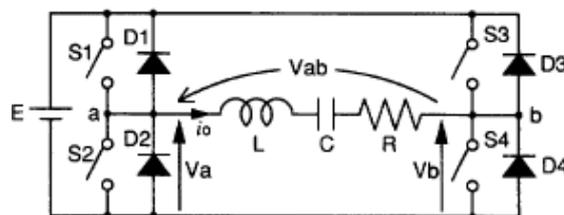


Figure 1-45 : onduleur de tension [54]

Dans ce système, un angle ϕ est constamment réglé pour obtenir la puissance de sortie spécifique désirée, tandis que la fréquence de sortie de l'onduleur est variée afin d'adapter le fonctionnement de sorte que les commutations se passent au zéro du courant de la charge. Le circuit de commande est présenté sur la Figure 1-46.

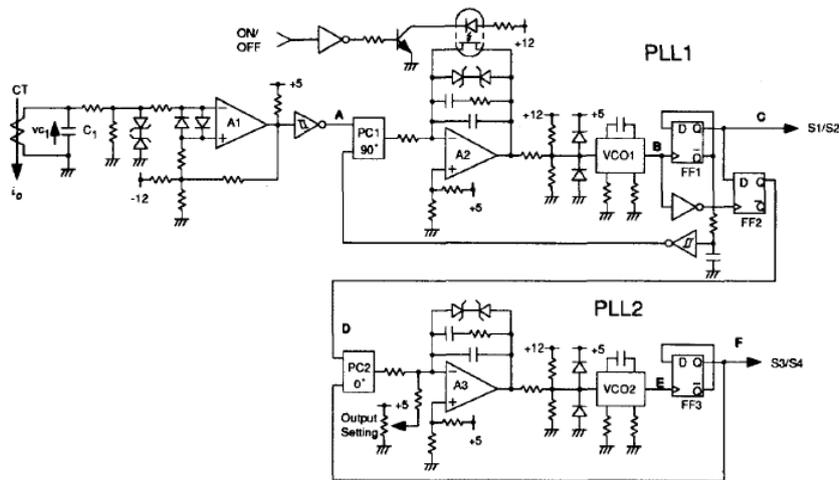


Figure 1-46 : circuit de commande combinant la PSC à la PFM [54]

Le fonctionnement est tel que la régulation de puissance en mode PFM est réalisée par deux PLL agencées l'une à la suite de l'autre, comme indiqué sur la Figure 1-46. La première PLL impose les commutations du bras $S_1 - S_2$ au passage à zéro du courant de la charge tandis que la deuxième permet d'imposer l'angle de décalage ϕ .

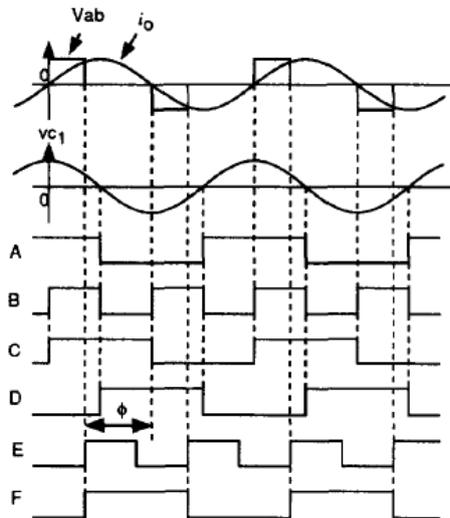


Figure 1-47 : courbes caractéristiques du fonctionnement du circuit de la Figure 1-46

Cette solution offre l'avantage d'une réduction des pertes dans les semi-conducteurs mais pourrait induire des changements dans le chauffage. Comme nous l'avons vu en début de ce chapitre au paragraphe §1.3, la fréquence est une donnée nécessaire qu'il faut déterminer en fonction du type de chauffage recherché, de l'équilibre de la pièce chauffée dans les inducteurs (chauffage transversale) et surtout de l'efficacité du chauffage qui s'en trouve affecté. Une solution à variation de fréquence ne semble donc pas être entièrement convenable, particulièrement dans notre étude où nous recherchons un fonctionnement fréquence fixe. Nous pourrions cependant l'utiliser si l'éloignement du fonctionnement est faible, c'est-à-dire pour de faible variation de fréquence.

Le prochain point traite d'une méthode hybride combinant commande à décalage PSC et PDM.

1.5.2.4 Combinaison Pulse Density Modulation (PDM) et Phase shift control (PSC)

Le document [46] que nous avons présenté au paragraphe § 1.5.2.2 précise qu'il est possible de combiner la PDM et la PSC en considérant les limitations relatives à la puissance maximale transmissible, sous les contraintes liées à la recherche du fonctionnement de l'onduleur en mode ZVS.

Lorsque le facteur de qualité Q est faible, l'angle de déphasage α , (1-19) entre le fondamental de la tension et le courant devient petit. En conséquence, la plage de variation de l'angle ϕ , (1-20) devient faible.

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{(\omega_n^2 - 1)Q}{\omega_n} \quad (1-19)$$

L'angle β_{min} est supposé maintenu à une valeur constante grâce à une PFM.

$$\phi_{max} = 2(\alpha - \beta_{min}) \quad (1-20)$$

Dans les conditions d'un faible facteur de qualité, il est indiqué dans [46] que la puissance fournie à la charge ne peut pas être réduite de plus de 50% de sa puissance maximale car cela suppose un angle $\phi > \phi_{max}$ et donc une perte du ZVS. Une solution consisterait en une augmentation de la fréquence de fonctionnement.

L'avantage de la combinaison des deux méthodes PSC et PDM réside en l'obtention d'une plus large plage de contrôle qui ne peut être obtenue avec l'une ou l'autre des deux méthodes prise indépendamment. Cela permet en outre de conserver le mode ZVS imposé à l'onduleur.

Le schéma-blocs de la technique de contrôle hybride est présenté sur la Figure 1-48.

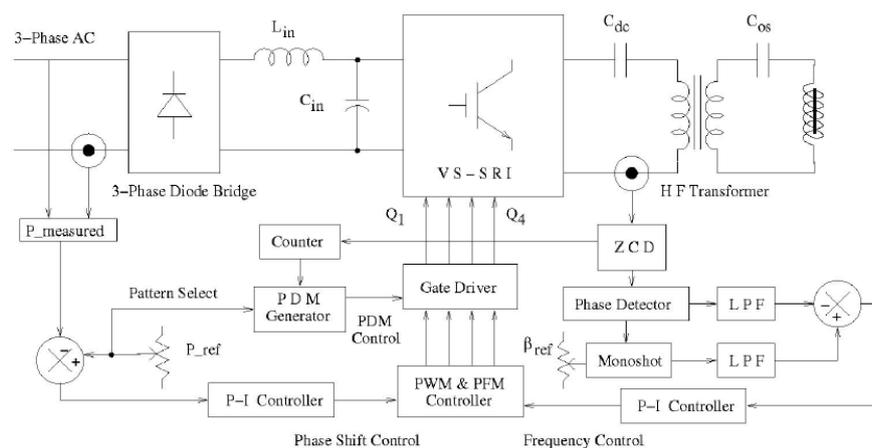


Figure 1-48 : schéma bloc de la technique hybride de contrôle de la puissance

En configuration hybride, la puissance de sortie est contrôlée sur une plage donnée (fonction des exigences de la charge) par la PDM en boucle ouverte. Une fois le ratio PDM réglé, ce dernier

reste inchangé au cours du cycle de chauffage. La régulation de puissance est assurée par PSC en modifiant le décalage de phase sur une faible plage angulaire au cours du cycle de chauffage afin de suivre la consigne. En plus clair, la PDM est utilisée pour un réglage grossier de la puissance tandis que la PSC est utilisée pour ajuster finement la puissance à sa référence. Les résultats de simulation et expérimentaux montrés dans [46] révèlent une concordance.

La puissance est alors exprimée par la relation (1-21) qui est une pondération de la relation (1-16) de la PSC par le coefficient D qui caractérise la PDM.

$$P_n = \frac{8}{\pi^2} \cdot Q \cdot (\cos\alpha)^2 \cdot \left(\cos\frac{\varnothing}{2}\right)^2 \cdot D \quad (1-21)$$

Cette stratégie de combinaison des deux méthodes comporte une modulation de l'amplitude des courants de l'onduleur à cause des phases de roue libre de la PDM. Cela peut constituer un inconvénient lorsque les amplitudes recherchées doivent être rigoureusement constantes. En l'exemple, dans le cas [1] l'obtention d'un profil donné de densité de puissance est assujettie à la détermination des courants précis qui permettent de l'atteindre. D'autre part, dans le cas de multiples inducteurs couplés, la détermination des condensateurs est fortement dépendante du point de fonctionnement. Dans de telles conditions, cette méthode ne conviendrait donc pas.

1.5.2.5 Zone Controlled Induction Heating (ZCIH)

Cette solution proposée dans [56] traite du chauffage par induction à flux longitudinal (Figure 1-49) et à flux transverse (Figure 1-53) dans un environnement de couplage magnétique entre les inducteurs. L'objectif recherché est l'homogénéité du chauffage qui passe par une maîtrise des couplages entre les inducteurs du système. La Figure 1-49 montre le circuit d'un système de chauffage par induction indiqué dans [56]. Le système se compose de six onduleurs associés chacun à un hacheur dévolteur qui régule la tension d'entrée des onduleurs. Les inducteurs enroulés autour de la pièce sont quant à eux, alimentés par les onduleurs par le biais de transformateurs d'adaptation d'impédance. Le document [23] présente une solution qui consiste en l'alimentation des inducteurs dans les mêmes dispositions mais par des gradateurs. Il n'est pas fait mention des couplages magnétiques dans [23].

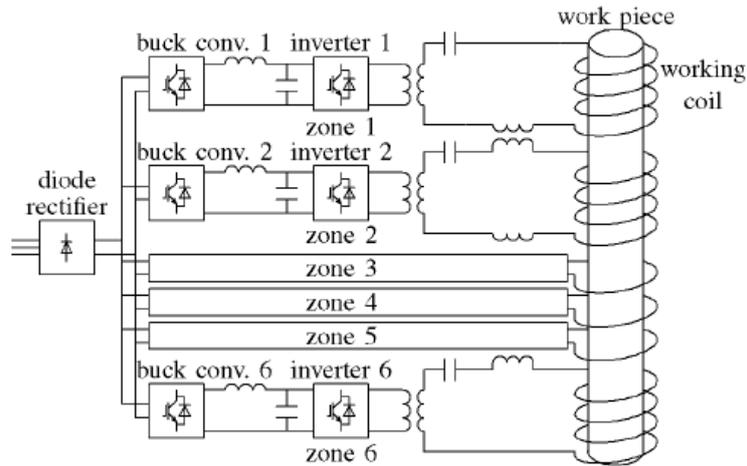


Figure 1-49 : dispositif à six inducteurs alimentés par 6 onduleurs

Tout comme le circuit électrique de la Figure 1-43 les courants dans les bobines tendent à être déséquilibrés, car les inductances mutuelles des bobines les rendent dépendant les uns des autres. Il est mis en évidence que le couplage magnétique entre les inducteurs peut être atténué en utilisant des transformateurs de découplage (Figure 1-49) mais cela est insuffisant. Pour illustrer, le transformateur de découplage entre les inducteurs 1 et 2 ne permet d'éliminer que la perturbation introduite par l'inducteur 2 sur le 1 (et inversement) mais pas celle de l'inducteur 3 par exemple. Les effets des mutuelles peuvent être éliminés en appliquant la méthode ZCIH qui permet de simplifier la commande du système. Le principe de fonctionnement de cette méthode est expliqué pour le cas d'un système conventionnel à deux inducteurs montrés sur la Figure 1-50.

L'analyse est portée sur l'identification des termes de couplages magnétiques dans l'écriture de la puissance, afin d'annuler les couplages résiduels. Un schéma équivalent d'un système conventionnel sans transformateur de découplage est fourni Figure 1-51 afin de mieux cerner le principe de la méthode ZCIH.

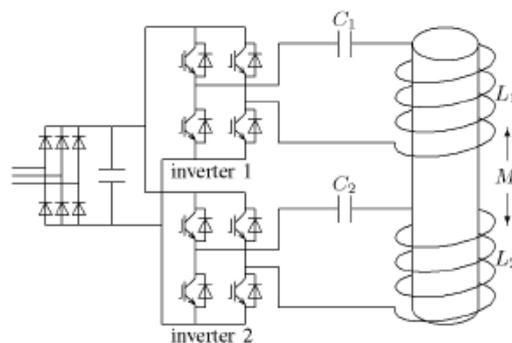


Figure 1-50 : solution conventionnelle à deux inducteurs sans transformateur de découplage

Le circuit équivalent de la précédente figure est donné sur Figure 1-51.

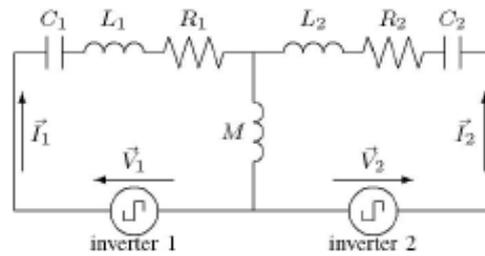


Figure 1-51 : circuit équivalent de la Figure 1-50

où :

- les résistances R_1 et R_2 caractérisent l'énergie transmise à la charge via les inducteurs 1 et 2 et les pertes dans ces derniers,
- L_1 et L_2 sont les inductances de bobines,
- M est la mutuelle entre les inductances L_1 et L_2 représentatives des inducteurs,
- V_1 et V_2 sont les signaux carrés des tensions générées par les onduleurs.

L'écriture des grandeurs électriques (1-22) permet le calcul des puissances (1-23) dans les deux circuits. Nous proposons dans le chapitre 2, un modèle plus complet et à nos yeux plus précis en terme de compréhension des couplages entre les inducteurs, avec la charge et pour la signification des différents termes R_i , L_i et M .

La solution ZCIH (Figure 1-49) a l'avantage de la souplesse de réglage mais nécessite un nombre élevé de convertisseurs statiques, un onduleur plus un hacheur par phase, auxquels il faut ajouter des transformateurs de découplage.

Il est possible d'écrire les tensions vues des bornes des onduleurs par les relations (1-22).

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = V_1 e^{j\theta_1} = R_1 \bar{I}_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \bar{I}_1 + j \omega M \bar{I}_2 \\ \bar{V}_2 = V_2 e^{j\theta_2} = R_2 \bar{I}_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \bar{I}_2 + j \omega M \bar{I}_1 \end{cases} \quad (1-22)$$

Avec $\bar{I}_1 = I_1 e^{j\phi_1}$ et $\bar{I}_2 = I_2 e^{j\phi_2}$.

Des équations précédentes, découle l'écriture des puissances consommées à la sortie de chaque onduleur.

$$\begin{cases} P_1 = \text{Re}(\bar{V}_1 \bar{I}_1) = R_1 I_1^2 + \omega M I_1 I_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) \\ P_2 = \text{Re}(\bar{V}_2 \bar{I}_2) = R_2 I_2^2 + \omega M I_1 I_2 \sin(\phi_2 - \phi_1) \end{cases} \quad (1-23)$$

Ces équations mettent en évidence une partie qui contient la mutuelle inductance entre les inducteurs et qui dépend des déphasages entre les courants des bobines. Au regard de ces équations, il est possible d'éliminer l'effet de la mutuelle inductance entre les inducteurs à condition que les phases des courants ϕ_1 et ϕ_2 soient égales. Il en résultera que l'intégralité de

la puissance produite sera dissipée sous forme de chaleur dans la pièce car tel que l'exprime la relation (1-24) suivante.

$$\begin{cases} P_1 = R_1 I_1^2 \\ P_2 = R_2 I_2^2 \end{cases} \quad (1-24)$$

De façon analogue, lorsque les six inducteurs fonctionnent simultanément, il existera sur chacun une superposition de l'influence des cinq autres qui seront éliminées en imposant les mêmes phases à tous les courants des inducteurs.

$$P_i = \vec{V}_i \vec{I}_i = R_i I_i^2 + \omega \sum_{j \neq i} M_{ij} \cdot I_i I_j \sin(\phi_i - \phi_j) \quad (1-25)$$

Le fonctionnement est tel que le matériau accumule successivement les énergies dues aux différentes puissances transmises puissance dans chaque zone.

Partant de ce résultat, il est dès lors possible de piloter les onduleurs en considérant que les systèmes sont indépendants. La commande du système présenté est décrite dans [57] et consiste en la réalisation des boucles, Figure 1-52 sur chaque phase, à fréquence constante.

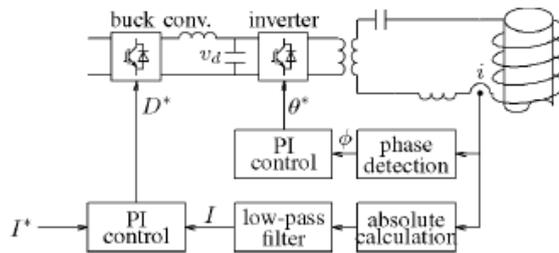


Figure 1-52 : circuit de contrôle des courants des inducteurs [56], [57]

Cette solution a l'avantage de la souplesse de réglage mais nécessite un nombre élevé de convertisseurs statiques avec un onduleur plus un hacheur par phase. Les Figure 1-53 et Figure 1-54 montrent l'exemple de l'application de la méthode pour le chauffage d'un disque de graphite par six inducteurs concentriques et les résultats obtenus. Le chauffage en question est réalisé en statique.

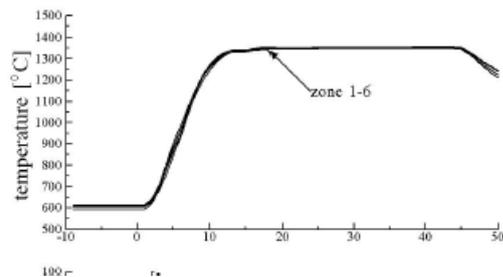
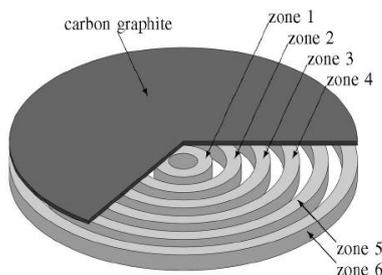


Figure 1-53 : Inducteur à six bobines concentriques

Figure 1-54 : températures des six zones de la Figure 1-53

Cette solution est d'autant plus intéressante qu'elle traduit une maîtrise des couplages et donc des échanges d'énergie entre les inducteurs. Cela constitue un avantage certain en terme de commande car les courants de ce genre de système s'auto perturbent. Elle contraint cependant à la recherche de courants en phase qui ne conduisent pas forcément au meilleur profil des températures. En effet, tel que montré dans [18], [58], [59] la recherche de courants, qui ne sont pas forcément en phase peut conduire à de meilleurs résultats en terme de profil de températures, même si la mise en œuvre peut être plus complexe. De plus, cette méthode fait intervenir des transformateurs de découplage et deux convertisseurs statiques par phase, qui alourdissement la structure en terme de nombre de composants.

Un problème non évoqué dans [56] est l'incidence des facteurs de qualité sur la transmission des énergies dans chaque zone différente. En effet, tel que nous le présenterons dans le chapitre 4 de cette thèse, de faibles facteurs de qualité induisent une pollution des courants des inducteurs qui affecte sensiblement le chauffage du matériau et la recherche d'une mise en phase des fondamentaux des courants des inducteurs. Cela correspond à une superposition de plusieurs puissances correspondant à des fréquences multiples de celles des fondamentaux.

A l'évidence, une approche par densité de puissance plutôt que par puissance globale est plus appropriée dans le matériau car elles sont la conséquence de la superposition des densités de courant induit par chaque inducteur.

Il existe d'autres solutions [60] qui s'apparentent à celles présentées, que nous relatons succinctement. Elles consistent toutes en un fonctionnement en phase des courants des inducteurs et à la résonance. Les différences sont essentiellement localisées sur la source d'entrée dont les convertisseurs ne sont pas les mêmes.

Avec pont tout thyristors

Le système (Figure 1-55) présenté dans [60] expose un système composé de deux inducteurs avec un pont tout thyristors pour chacun de ces derniers.

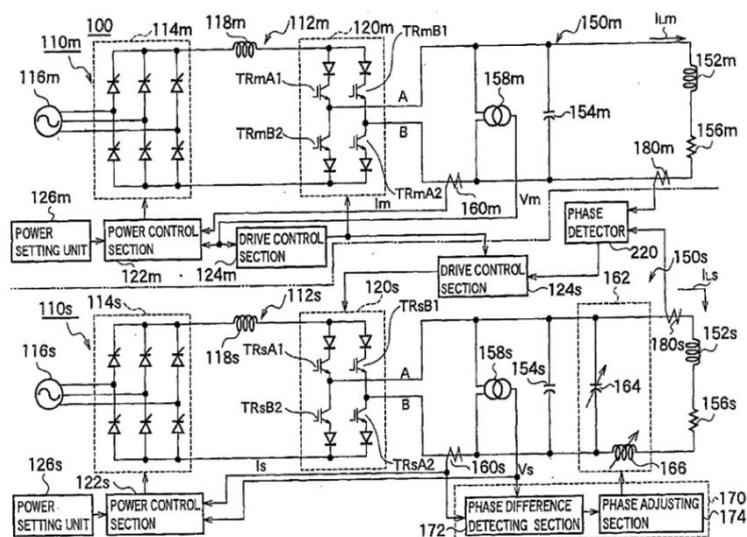


Figure 1-55 : système à deux inducteurs avec pont tout thyristors pour la variation de la source de courant

Dans cette solution, le pont tout thyristors permet de moduler la puissance envoyée sur chaque inducteur. L'onduleur fonctionne en $\pm E$ avec un rapport cyclique de 0,5. La commande de cet onduleur intègre un système de détection du passage à zéro afin d'avoir un fonctionnement en ZVS permettant de réduire les pertes par commutation. Sur le deuxième inducteur, nous voyons apparaître une impédance variable assez mystérieuse, permettant de maintenir les tensions de chaque inducteur en phase. Ceci permet d'avoir un passage par zéro simultané des tensions et donc avoir une commande des onduleurs synchronisée engendrant des courants en phase dans chaque phase.

Cette solution a l'avantage de la souplesse de réglage mais nécessite un nombre élevé de convertisseurs statiques, un onduleur plus un redresseur commandé par phase et une action de réglage sur une impédance variable.

Avec pont de diodes et hacheurs

Le système présenté sur la Figure 1-56 [60] est très largement inspiré de la solution avec les ponts tout thyristors.

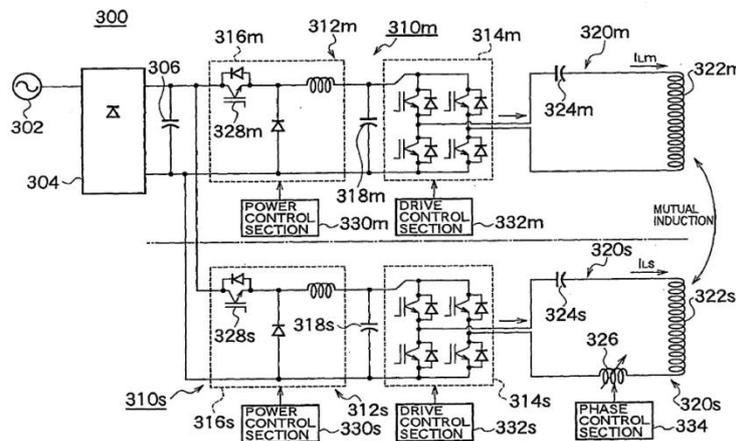


Figure 1-56 : source construite avec pont de diode et hacheurs

Dans ce cas-ci, les ponts de thyristors sont remplacés par un pont de diodes connectés à des hacheurs dévolteurs alimentant chaque phase. Ces derniers permettent de moduler la puissance injectée dans chaque inducteur. Le fonctionnement est identique au premier cas.

Avec pont de diodes et PWM

Cette solution consiste à éliminer les hacheurs dévolteurs et à moduler la puissance injectée dans l'inducteur en introduisant des phases de roue libre dans les onduleurs tout en gardant toujours les courants en phase dans les différentes phases par action sur les inductances variables.

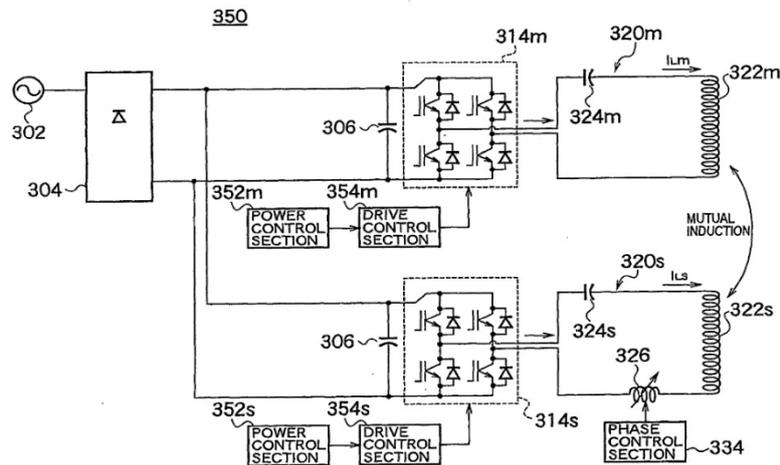


Figure 1-57 : source construite avec pont de diodes avec onduleurs PWM

La puissance demandée est comparée à la puissance fournie. En fonction de cette différence, la largeur des créneaux est modifiée. Le système de ZVS est conservé en amorçant les interrupteurs à tension nulle. Afin d'avoir les courants de chaque inducteur en phase, il est nécessaire de conserver le système d'impédance variable, ce qui présente donc l'inconvénient de l'ajout de composants magnétiques, dont la variation d'impédance est un problème en soi. Cette solution présente toutefois l'avantage relatif d'un nombre réduit de convertisseurs, comparativement aux deux précédentes solutions. Cette solution est déclinée en onduleur de tension que l'on peut simplement transposer sur des onduleurs de courant. La modulation de puissance traduit une variation des valeurs des amplitudes des courants des inducteurs qui affecte le profil des températures dans la charge. Cela ne nous convient donc pas.

Une autre solution [61] pahe suivante Figure 1-58, qui s'intéresse au chauffage longitudinal présente un fonctionnement séquentiel des bobines et donc du chauffage. Comme les cas précédents, chaque onduleur (de tension ici) semble disposer de sa propre alimentation.

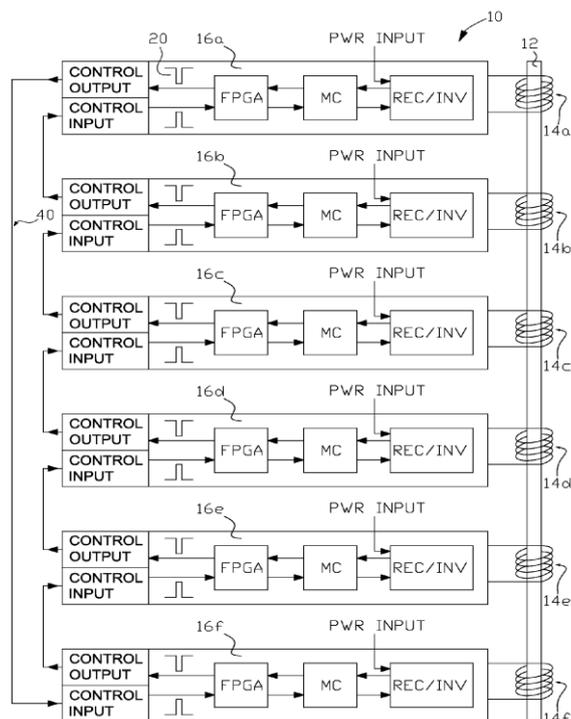


Figure 1-58 : système de chauffage par induction multi inducteur présenté dans [61]

La structure d'alimentation de chaque phase est détaillée sur la Figure 1-59.

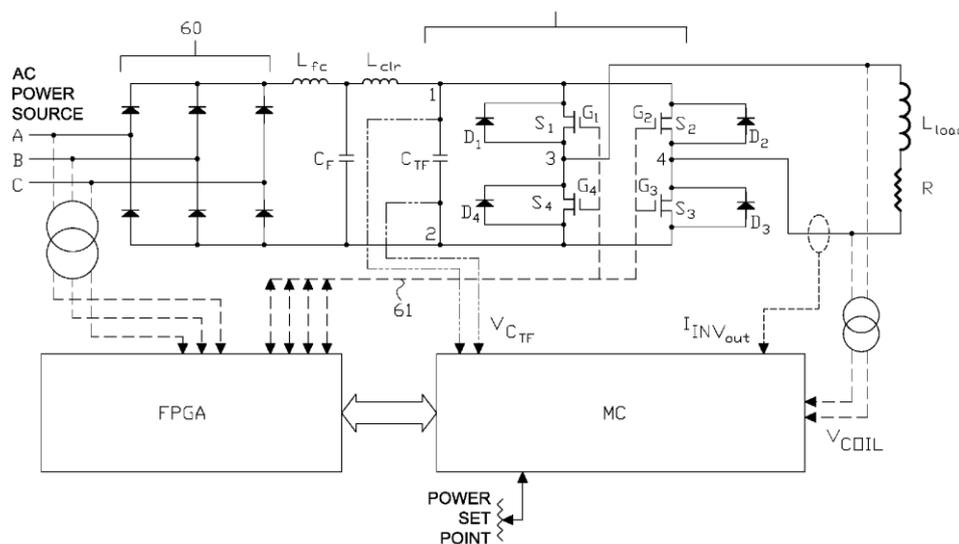


Figure 1-59 : alimentation de chaque inducteur du système présentée dans [61]

Le document [61] traite du contrôle de profil de température mais ne mentionne pas l'existence de couplages magnétiques entre les inducteurs qui est un phénomène que nous souhaitons maîtriser. Sans couplage magnétique, l'étude se ramène à une analyse séparée de chaque système par phase. En d'autres termes, il s'agit de plusieurs systèmes monophasés disjoints. Cette solution rejoint les précédentes par le nombre de composants qui est élevé. Nous avons ici, un FPGA par phase hormis les convertisseurs statiques.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le chauffage par induction en évoquant les principaux paramètres qui le caractérisent. Nous avons mis l'accent sur les procédés de chauffage par induction à flux transverse qui est le type de chauffage qui intéresse nos partenaires industriels. Il a été montré que la mise en œuvre d'un tel type de chauffage révèle pour l'instant, des difficultés de réglage qui le rendent relativement peu flexible. En effet, les méthodes classiques de réglage de la puissance par pièces mobiles, engendrent des pertes en termes de temps et de coût car le réglage est obtenu par des essais successifs basés sur l'expérience.

Grâce au développement de la conception assistée par ordinateur, une partie du problème est résolu en anticipant les formes des inducteurs ainsi que leurs positions optimales relatives au matériau chauffé. Même si l'on parvient à contrôler le profil des températures, il demeure que ces solutions concernent une faible gamme de formats de matériau.

Nous avons par ailleurs mis l'accent sur des solutions électriques de contrôle de l'énergie injectée qui sont pour leur grande majorité contraintes à des spécificités de fonctionnement. Ces dernières concernent des fonctionnements en ZVS ou comportant une mise en phase des courants des inducteurs afin d'éliminer les couplages entre les inducteurs, au cas où le système en comporte plus d'un.

Certaines solutions misent plus sur l'économie de composants tandis que d'autres font appel à des transformateurs de découplage qui complexifient les structures de l'alimentation, en plus de hacheurs ou de redresseurs commandés sur chaque phase, destinés à régler la puissance transmise. Les solutions innovantes que nous recherchons pour l'architecture et la commande et qui seront présentées dans les chapitres suivants, devront être simples, précises et souples, pour s'adapter à différentes charges et régler la puissance sur une large gamme. Elles ne devront pas inclure de transformateur de découplage ni de nécessité de mettre tous les courants en phase. Ces solutions devront également minimiser le nombre de convertisseurs statiques, c'est-à-dire par exemple sans nécessité d'avoir un hacheur pour le réglage de la puissance. Dans ces conditions, l'optimisation du système sera réalisée non pas en agissant sur l'architecture du système qui sera optimisée pour un cas unique, mais par action sur la structure de la commande et sur son paramétrage, comme il sera démontré dans les chapitres suivants.

Chapitre 2.
Etude au premier harmonique
du système de chauffage par induction
multi-bobines

2.1 Introduction

Le chapitre 1 a passé en revue les solutions qui existent aujourd'hui en matière de technologie et de qualité de chauffage atteint avec l'induction. Les applications sont très nombreuses, qu'il s'agisse de traitement thermique de surface, de forgeage et bien d'autres. Il demeure cependant que la mise au point des installations de chauffage par induction n'est pas simple. Les inducteurs sont encore bien souvent dimensionnés sur la base de l'expérience acquise par le constructeur et le profil de puissance à injecter dans la pièce est obtenu par essais successifs. Les performances de ce type de chauffage dépendent principalement de la répartition géographique, de l'amplitude et de la phase du champ magnétique. Cela fait que sur les dispositifs classiques on a recourt à des pièces mobiles, tels que les concentrateurs de flux afin d'adapter le système à différents formats de matériau à chauffer, aux changements de position et pour atteindre les gradients de températures désirées. Les lignes de traitement sont ainsi sujettes à des maintenances ou des réglages mécaniques aussi souvent qu'il faut changer de type de ou de taille de pièce à chauffer.

Une solution consiste en des études en simulations numériques qui permettent d'optimiser les systèmes. Ainsi, de récentes solutions ont été développées et ont concouru à des avancées significatives dans l'univers de l'induction. Nous avons présenté différents principes de contrôle de la répartition des températures dans la charge dans le chapitre 1, en passant des systèmes monophasés [5], [46] aux systèmes polyphasés [56], [20], [62], [53]. Nous nous intéresserons ici à celui qui consiste à s'affranchir de pièces mobiles afin de rendre le système plus fiable, plus précis et plus modulaire. Cette solution se base sur une méthode théorique développée au Laplace dans le cadre d'une thèse [1], qui a montré qu'il est possible de contrôler précisément le profil de chauffage du matériau, par la seule action sur les courants d'alimentation des inducteurs.

Cette étude fondée sur un concept similaire à la ZCIH [56] propose une solution plus ambitieuse que les méthodes classiques. Elle consiste en un contrôle de la répartition du champ magnétique en rajoutant des inducteurs et en recherchant la configuration optimale des courants qui les alimentent. La cohabitation des inducteurs introduit cependant une difficulté à cause des échanges d'énergie qui existent entre eux. L'objectif est donc de maîtriser ces échanges et d'augmenter la souplesse de ces systèmes en leur associant une commande optimale qui requiert avant tout une bonne représentation de l'ensemble du système. Quelques logiciels tels que Flux2D® permettent de faire une étude magnétothermique mais sont complexes et présentent des temps de simulation importants [7], [39], [62]. L'étude de la commande devient dès lors complexe car il faut recourir à la co-simulation étant donné que ces logiciels ne permettent pas à eux seuls d'étudier l'ensemble du système.

Il est possible de coupler ces logiciels d'éléments finis avec des logiciels spécialisés en circuits électriques sous réserve de faisabilité mais au prix d'une augmentation du temps de calcul. Dans notre cas, l'étude magnétothermique a été faite grâce au logiciel Flux2D® et ses résultats injectés dans le logiciel PSim® où sera effectuée l'étude de l'alimentation et de la commande.

Nous avons privilégié le logiciel PSim® à cause de sa simplicité relative en plus de son interface d'utilisation qui donne des temps de conception circuits très courts. Nous avons développé un modèle complet du système qui prend en compte le comportement thermique de la charge, le comportement électrique des inducteurs, leur alimentation et la commande.

Ce chapitre organisé autour de quatre points principaux présentant la modélisation de l'ensemble du système et la validation expérimentale du principe théorique mis en évidence dans [1]. Nous présentons dans un premier temps, le dispositif expérimental construit par EDF en vue de la valorisation du savoir-faire théorique. Cette partie décrit également l'approche considérée pour la caractérisation expérimentale des inducteurs en présence du matériau chauffé, qui est ici un disque de tôle amagnétique pour un chauffage en statique. En effet, nous avons souhaité comparer l'impact sur le profil de chauffage, des paramètres du modèle magnétique issus de Flux ou mesurés sur la maquette.

Le deuxième point détaille la procédure de détermination des courants des inducteurs et introduit la notion de fonction de distribution des courants induits, qui nous permettent de nous libérer des aspects magnétiques dans PSim®. C'est notamment grâce à ces fonctions que les temps de calcul sont considérablement réduits.

La troisième partie porte sur la détermination des paramètres de réglage du système en boucle ouverte, qui permettent la génération des courants des inducteurs par le biais d'onduleurs de courant. Nous présentons le calcul des condensateurs calculés pour un fonctionnement à la résonance des trois onduleurs, malgré les échanges entre les inducteurs. Nous précisons que nous ne recherchons pas systématiquement un fonctionnement en commutation douce.

Enfin la quatrième et dernière partie de ce chapitre présente le modèle complet, de l'imposition des angles de commande en BO jusqu'à l'obtention des températures, ainsi que les résultats que nous obtenons.

2.2 Présentation et modélisation du système de chauffage d'un disque de tôle

2.2.1 Présentation du système

Le système objet de cette étude et dimensionné dans [1] est constitué de trois inducteurs concentriques (Figure 2-1, droite) composés chacun de deux bobines, disposées l'une en face de l'autre de chaque côté du disque de tôle à chauffer, dans une configuration à flux transversal et de sorte que les champs magnétiques produits ne s'annulent pas.

Les inducteurs sont alimentés par des onduleurs de courant qui partagent la même source Is tel que montré sur la Figure 2-1 qui donne une vue globale du système. Les onduleurs de courant sont connectés en série pour avoir une seule source de courant commune, rendant ainsi le dispositif plus simple et moins cher. Les dispositions concentriques et les formes en spirale des inducteurs ont été réalisées conformément aux simulations numériques. En effet, les formes symétriques permettent de simplifier les études numériques en résumant le comportement

électrothermique de la pièce dans une section droite sur le rayon de la pièce. Nous explicitons ce point dans le paragraphe §2.3.

Une maquette a été construite pour vérifier expérimentalement les travaux [1] [63] qui ont mis en évidence la possibilité de rendre les systèmes de chauffage par induction plus souples en termes de maîtrise du profil de température. Le principe [1], [63] détaillé au §2.3.2 consiste en l'écriture d'une équation non linéaire liant les courants d'alimentation des inducteurs et les densités de courants induits dans le matériau à chauffer. Les courants des inducteurs sont ensuite déterminés en amplitudes et en phases de sorte que la distribution des densités de courants corresponde au profil de chauffe. Avec cette méthode, il n'est plus nécessaire d'avoir recours à des concentrateurs de flux magnétique.

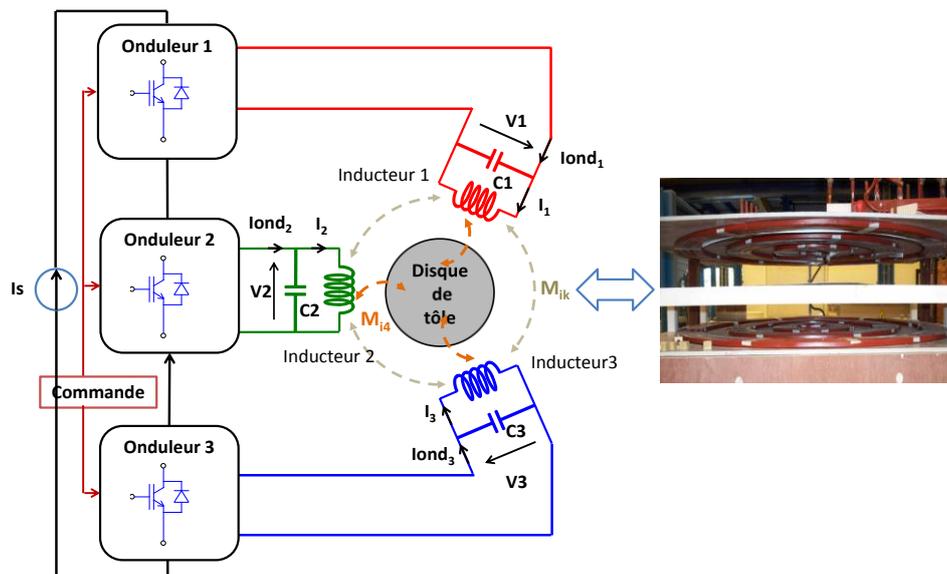


Figure 2-1 : système de chauffage par induction 3 phases pour le chauffage statique d'un disque de tôle

Sur cette figure :

- I_{ond_i} : les courants générés par les onduleurs,
- I_i : courants d'alimentation des inducteurs,
- I_s : valeur du courant de la source
- M_{ik} : inductances de couplage entre les inducteurs i et k ,
- M_{i4} : inductance de couplage entre l'inducteur i et le disque de tôle indicé 4,
- V_i : tensions résultant de l'application des courants I_{ond_i} aux circuits oscillants formés des inducteurs et des condensateurs placés en parallèle.

Les condensateurs C_i permettent d'une part de respecter les règles de commutation des sources et d'autre part de se rapprocher le plus possible d'un facteur de puissance unitaire sur chaque phase du système malgré les forts couplages magnétiques. Leurs valeurs seront calculées au paragraphe §2.4.2.1.

La maquette est présentée sur la Figure 2-2 tandis que les Figure 2-3, Figure 2-4 et Figure 2-5 montrent respectivement les onduleurs, les condensateurs et les inducteurs de la maquette.



Figure 2-2 : vue globale de la maquette étudiée



Figure 2-3 : onduleurs de la maquette et jeux de barre de fixation des condensateurs (vue de gauche de la Figure 2-2)



Figure 2-4 : condensateurs de la maquette (vue de dessous de la Figure 2-3)



Figure 2-5 : inducteurs (vue de droite de la Figure 2-2)

Nous décrivons la modélisation des inducteurs et le comportement électrique vu des bornes des inducteurs, dans le prochain point.

2.2.2 Modélisation des inducteurs

Les inducteurs sont considérés avec la pièce à chauffer afin de prendre globalement en compte l'ensemble des phénomènes thermiques, électromagnétiques et électriques qui se traduisent par des mutuelles inductances et mutuelles résistances. Les valeurs des résistances et inductances mutuelles sont difficiles à calculer analytiquement et varient en fonction de la température et de la fréquence de fonctionnement. La complexité est encore plus grande lorsque le matériau à chauffer est magnétique. Dans notre cas, la charge est un disque de tôle amagnétique dont les paramètres sont donnés dans le Tableau 2-1. Il est possible d'identifier les paramètres par simulation numérique dans des logiciel dédiés tels que Flux 2D®, Flux 3D® ou Inca 3D® et à procéder à des mesures sur le dispositif réel afin de s'assurer de la bonne représentativité du système en simulation.

Ainsi l'on parvient à déterminer les caractéristiques électriques qui renseignent un modèle matriciel traduisant l'association des inducteurs et la charge à chauffer. Les simulations numériques dans le logiciel Flux2D® ont été réalisées dans une thèse [18] parallèle à la nôtre.

C	Chaleur massique spécifique	500	J.kg ⁻¹ .K ⁻¹
λ	Coefficient de conductivité thermique	15	W.m ⁻¹ .K ⁻¹
σ	Constante de Stefan-Boltzmann	5,67 10 ⁻⁸	W.m ⁻² .K ⁻⁴
ρ	Masse volumique	7850	kg.m ⁻³
h	Coefficient de convection	10	W.m ⁻² .K ⁻¹
ε	Coefficient d'émissivité	0,63	
μ	Perméabilité magnétique	1	
e	Epaisseur du disque	0,001	m
R _{disc}	Rayon du disque	0,425	m

Tableau 2-1 : paramètres du disque de tôle

Les valeurs issues du logiciel Flux2D® et celles issues des mesures sont présentées au paragraphe suivant qui explicite le modèle dans un premier temps puis compare les résultats de différentes méthodes de détermination des termes du modèle matriciel.

2.2.2.1 Approche matricielle du comportement électrique des inducteurs

Nous avons développé un modèle matriciel du procédé qui s'appuie sur le comportement électrique des mailles [19] de chaque inducteur et du disque de tôle qui constitue une maille en elle-même, dans laquelle circulent les courants induits. Les trois inducteurs et le disque de tôle constituent les quatre circuits électriques décrits sous forme matricielle (2-3).

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{V}_2 \\ \bar{V}_3 \\ \bar{V}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} & j\omega M_{14} \\ j\omega M_{21} & R_2 + j\omega L_2 & j\omega M_{23} & j\omega M_{24} \\ j\omega M_{31} & j\omega M_{32} & R_3 + j\omega L_3 & j\omega M_{34} \\ j\omega M_{41} & j\omega M_{42} & j\omega M_{43} & R_4 + j\omega L_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \\ \bar{I}_4 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

L'indice 4 représente le disque de tôle,

où

- \bar{V}_i (i=1, 2, 3) est la tension aux bornes de l'inducteur i,
- $\bar{V}_4 = 0$ la tension aux bornes de la tôle (nulle car circuit fermé),
- $j\omega M_{ij}$ sont les termes de couplage entre les l'élément i et j.

Vu des bornes des trois inducteurs, une matrice (3,3) est obtenue en éliminant la quatrième ligne de l'écriture (2-3) et en remplaçant le courant \bar{I}_4 par son expression donnée ci-après par la relation (2-2).

$$\bar{V}_4 = 0 \rightarrow \bar{I}_4 = -j \frac{\omega M_{41} \cdot \bar{I}_1 + \omega M_{42} \cdot \bar{I}_2 + \omega M_{43} \cdot \bar{I}_3}{(R_4 + j\omega L_4)} \quad (2-2)$$

Nous en déduisons alors le modèle (2-3) qui décrit le comportement électriques des inducteurs lorsqu'ils sont parcourus par les courants \bar{I}_1, \bar{I}_2 et \bar{I}_3 .

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{V}_2 \\ \bar{V}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} & \bar{Z}_{12} & \bar{Z}_{13} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{Z}_{22} & \bar{Z}_{23} \\ \bar{Z}_{31} & \bar{Z}_{32} & \bar{Z}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

Les expressions détaillées des termes diagonaux \bar{Z}_{ii} et non diagonaux \bar{Z}_{ik} sont fournies par les formules (2-4).

$$\bar{Z}_{ii} = \left(R_i + \frac{\omega^2 M_{i4}^2 R_4}{R_4^2 + (\omega L_4)^2} \right) + j\omega \left(L_i - \frac{\omega^2 M_{i4}^2 L_4}{R_4^2 + (\omega L_4)^2} \right) = R_{ii} + j\omega L_{ii} \quad (2-4)$$

$$\bar{Z}_{ik} = \left(\frac{\omega^2 M_{i4} M_{k4} R_4}{R_4^2 + (\omega L_4)^2} \right) + j\omega \left(M_{ik} - \frac{\omega^2 M_{i4} M_{k4} L_4}{R_4^2 + (\omega L_4)^2} \right) = R_{ik} + j\omega L_{ik}$$

où :

- R_{ik} : résistance mutuelle entre l'inducteur i et k,
- L_{ik} : inductance mutuelle entre l'inducteur i et k,
- ω : pulsation,
- R_4 et L_4 sont respectivement la résistance de la tôle vue dans le sens de circulation des lignes de courant et L_4 l'inductance de la tôle.

Ce modèle fait apparaître des termes de résistance mutuelle R_{ik} qui sont caractéristiques de la présence du disque de tôle à l'intérieur des inducteurs. La présence du matériau a pour effet d'augmenter les termes résistifs et de diminuer les termes réactifs $j\omega L_{ik}$. Ce modèle décrit bien le procédé mais l'identification des valeurs des paramètres L_4, R_4 et M_{i4} pose problème car ils sont difficiles à déterminer de façon analytique, d'où le recours à d'autres méthodes qui permettent d'obtenir directement les termes R_{ik} et L_{ik} de la matrice des impédances à la fréquence de fonctionnement. Nous avons exploré deux méthodes, les simulations numériques dans Flux 2D® qui est un logiciel d'éléments finis et les mesures expérimentales.

2.2.2.2 Détermination des impédances en simulation numérique

Les simulations numériques dans le logiciel Flux 2D® consistent à construire la structure des inducteurs et à renseigner les dimensions géométriques, la nature des matériaux (y compris le disque de tôle) ainsi que les positions relatives conformément à la maquette expérimentale. Nous notons à ce niveau la difficulté à reproduire les formes spirales des inducteurs dans Flux2D® car il n'est possible de modéliser que les sections des spires. Cela revient donc à considérer des inducteurs de forme circulaire. Il est possible de construire les formes en spirale dans le logiciel Flux3D® mais la complexité en est augmentée. En effet, cela revient à construire l'ensemble de la structure or il est plus simple d'utiliser les symétries pour réduire la complexité comme fait dans [18].

L'utilisation des symétries réduit la dimension du problème en considérant les spires circulaires. Cela revient aux résultats de la simulation dans Flux2D®. Un modèle a également été construit dans le logiciel Jmag® [64].

Que ce soit en simulation numérique ou en pratique, le principe usuel du calcul des impédances consiste à injecter successivement un courant dans un inducteur pendant que les deux autres sont ouverts. On mesure ainsi les tensions induites aux bornes des inducteurs ouverts. Les tensions induites sont les images des couplages magnétiques. Les valeurs des impédances (2-5) sont ensuite calculées en rapportant les tensions induites \bar{V}_i dans les inducteurs au courant injecté I_k .

$$\frac{\bar{V}_i}{I_k} = \bar{Z}_{ik} \leftrightarrow \bar{Z}_{ik} = \frac{V_i}{I_k} e^{j\varphi_{ik}} \quad (2-5)$$

- φ_{ik} est le déphasage entre la tension induite aux bornes de l'inducteur i et le courant injecté dans l'inducteur k

Le Tableau 2-2 ci-après page suivante fournit les termes [20] de la matrice des impédances en l'absence de disque de tôle. Les termes correspondant à la présence du disque de tôle sont donnés dans la Tableau 2-3. Les valeurs correspondent à la fréquence de fonctionnement de 1500 Hz qui sera maintenue constante dans toute la suite.

Simulation dans Flux2D® sans le disque de tôle							
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	ωL _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	ωL _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	ωL _{ij} (mΩ)
1		16,03	237,07	3,56	72,77	7,72	50,47
2		3,56	72,77	10,18	318,83	3,90	195,83
3		2,00	50,47	3,90	195,83	16,85	669,10

Tableau 2-2 : Termes de la matrice des impédances sans charge (pas de disque entre les inducteurs) calculés dans Flux2D®

Simulation dans Flux2D® avec le disque de tôle							
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	ωL _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	ωL _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	ωL _{ij} (mΩ)
1		31,33	221,09	25,89	43,96	21,43	22,26
2		25,89	43,96	69,49	248,31	69,94	117,07
3		21,43	22,26	69,94	117,07	114,75	569,94

Tableau 2-3 : Termes de la matrice des impédances en présence du disque dans les inducteurs calculés dans Flux2D®

Conformément au modèle matriciel (2-3) les termes résistif sont augmentés et les inductances équivalentes sont diminuées. En exemple, la résistance R_{11} est passée de 16,03 à 31,33 mΩ et la réactance ωL_{11} est passée de 237,07 mΩ à 221,09 mΩ.

Les résultats des deux précédents tableaux correspondent à des calculs sans les impédances du jeu de barres des inducteurs car elles n'ont pas été calculées dans Flux2D® à cause de la symétrie considérée qui ne permet pas de les prendre en compte. Il en est de même pour les résultats obtenus dans le logiciel Jmag®. Nous ne disposons que de la matrice avec tôle calculée avec le logiciel Jmag®. Les résultats de Jmag® sont donnés ci-après dans le Tableau 2-4.

		Simulation dans Jmag® avec le disque de tôle					
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)
1		32,17	220,73	25,60	42,22	20,83	20,64
2		25,60	42,22	69,27	243,82	69,14	111,87
3		20,83	20,64	69,14	111,87	115,86	563,13

Tableau 2-4 : Termes de la matrice des impédances en présence du disque dans les inducteurs calculés dans Jmag®

Nous comparons les résultats de Flux2D® à ceux du logiciel Jmag® dans le Tableau 2-5 qui montre de faibles différences.

		Ecart de Flux2D® par rapport à Jmag®					
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)
1		-0,84	0,36	0,29	1,73	0,60	1,62
2		0,29	1,73	0,22	4,49	0,80	5,20
3		0,60	1,62	0,80	5,20	-1,11	6,80

Tableau 2-5 : écart des termes de la matrice calculée avec les logiciels Flux2D® et Jmag®

La plus grande différence est de 6,8 mΩ sur X₃₃. Les erreurs relatives en % sont données dans le Tableau 2-6 suivant.

		Erreur relative de Flux2D® par rapport à Jmag®					
j		1		2		3	
i		R _{ij}	L _{ij}	R _{ij}	L _{ij}	R _{ij}	L _{ij}
1		-2,61%	0,17%	1,13%	4,02%	2,88%	7,76%
2		1,13%	4,02%	0,32%	1,86%	1,16%	4,63%
3		2,88%	7,76%	1,16%	4,63%	-0,96%	1,21%

Tableau 2-6 : comparaison des termes de la matrice calculée avec les logiciels Flux2D® et Jmag®

Ce dernier tableau indique une erreur maximale de 7,76% sur L₃₁ (ou L₁₃) alors que l'écart absolu n'est que de 1,62 mΩ. Par ailleurs, l'erreur relative est de 1,21% sur la réactance X₃₃ pour un écart absolu de 6,8 mΩ. L'écart peut donc être faible mais l'erreur grande.

Dans le prochain paragraphe nous présentons les impédances calculées avec une méthode dite des pseudos – énergies qui nécessitent la mesure de grandeurs électriques sur le dispositif réel. Les résultats de cette méthode sont ensuite comparés à ceux des simulations numériques dans le paragraphe § 2.2.2.4.

2.2.2.3 Détermination de la matrice par la méthode des pseudo-énergies

Nous avons dans un premier temps procédé à des mesures de tensions induites après l'injection d'un courant dans chaque inducteur, de façon identique à la procédure décrite au paragraphe §2.2.2.2. La difficulté résidait dans la mesure du déphasage φ_{ik} de l'expression (2-5) des impédances. En effet, les signaux étaient fortement perturbés d'une part à cause de la source de courant que nous avons utilisé qui n'était pas parfaite mais aussi des perturbations introduites par les champs magnétiques générés par les inducteurs. La Figure 2-6 montre l'exemple du courant injecté dans l'inducteur 3.

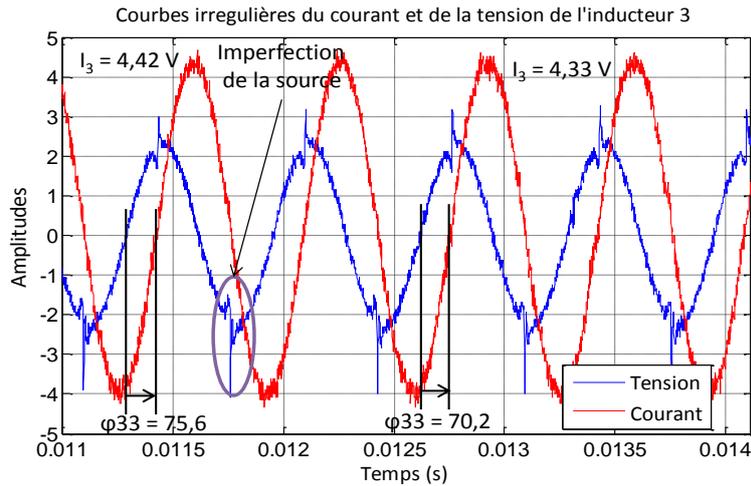


Figure 2-6 : courbes irrégulières du courant et de la tension de l'inducteur 3

Sur cette figure, deux mesures du déphasage montrent des valeurs différentes du déphasage φ_{33} . Nous avons 75,6° au point 1 et 70,2° point 2 qui incluent l'imprécision du relevé en plus des perturbations citées. Le calcul par la méthode Volt-Ampère métrique (2-5) devient dès lors incertain car il requiert la mesure du déphasage entre les grandeurs. Les valeurs correspondantes des impédances complexes sont les suivantes.

Point n°1, $\varphi_{33} = 75,6^\circ$	Point n°2, $\varphi_{33} = 70,2^\circ$
$\bar{Z}_{33}^{(1)} = 137,26 + j534,62 \text{ m}\Omega$	$\bar{Z}_{33}^{(2)} = 176,26 + j489,6 \text{ m}\Omega$.

En considérant l'une ou autre des deux valeurs des impédances comme étant la bonne nous obtenons les erreurs suivante qui sont plus importantes sur les parties résistive que sur les parties réactives.

Bonne valeur $\rightarrow \bar{Z}_{33}^{(1)} = 137,26 + j534,62 \text{ m}\Omega$	Bonne valeur $\rightarrow \bar{Z}_{33}^{(2)} = 176,26 + j489,6 \text{ m}\Omega$.
$\varepsilon(R_{33}^{(2)}) = \frac{176,26 - 137,26}{137,6} = 28,4\%$	$\varepsilon(R_{33}^{(1)}) = \frac{137,26 - 176,26}{176,26} = 22,1\%$
$\varepsilon(L_{33}^{(2)}) = \frac{489,60 - 534,62}{534,62} = -8,4\%$	$\varepsilon(L_{33}^{(1)}) = \frac{534,62 - 489,60}{489,60} = 9,2\%$

Nous comparons également les valeurs des impédances à celles de Flux2D®.

Bonne valeur, $\bar{Z}_{33}^{(flux)} = 114,75 + j569.93m\Omega$	
$\varepsilon(R_{33}^{(2)}) = \frac{176,26 - 114,75}{114,75} = 53,6\%$	$\varepsilon(R_{33}^{(1)}) = \frac{137,26 - 176,26}{176,26} = 19,6\%$
$\varepsilon(L_{33}^{(2)}) = \frac{489,60 - 569.93}{569.93} = -14,1\%$	$\varepsilon(L_{33}^{(1)}) = \frac{534,62 - 569.93}{569.93} = 6,2\%$

Les erreurs calculées montrent des différences qui rendent le choix de la « bonne » valeur délicat. Dans ces conditions, la méthode des pseudo-énergies est d'autant plus avantageuse qu'elle permet de s'affranchir de la détermination du déphasage φ_{ik} entre les grandeurs courants et tensions des inducteurs. Cette méthode indirecte [19] se base sur une approche énergétique [21] qui consiste en la détermination des puissances consommées par chaque circuit pour déterminer les termes diagonaux de la matrice. Les termes non diagonaux sont calculés à partir des pseudo-puissances qui sont le produit d'une tension et d'un courant qui n'appartiennent pas au même circuit. Ces pseudo-puissances traduisent l'échange d'énergie entre les inducteurs et entre les inducteurs et la charge.

A partir de la mesure des grandeurs instantanées des courants et des tensions, sont calculées les paramètres résistifs et réactifs en rapportant les puissances moyennes actives et réactives au carré du courant injecté dans chaque inducteur. Le calcul des termes des impédances est fourni par les équations (2-6) et (2-7).

$$R_{ik} = \frac{1}{I_k^2 \cdot n \cdot T} \int_0^{nT} V_i(t) \cdot I_k(t) dt = \frac{P}{I_k^2} \quad (2-6)$$

$$\omega L_{ik} = \frac{1}{I_k^2} \sqrt{(V_i \cdot I_k)^2 - \left(\frac{1}{nT} \int_0^{nT} V_i(t) \cdot I_k(t) dt \right)^2} = \frac{\sqrt{S^2 - P^2}}{I_k^2} \quad (2-7)$$

Dans ces deux dernières relations :

- n est le nombre de périodes considérées pour le calcul des grandeurs efficaces et des puissances,
- $V_i(t)$ est la tension instantanée induite aux bornes du circuit i lorsque le circuit k est alimenté par le courant efficace I_k ,
- V_i la valeur efficace de la tension $V_i(t)$,
- $I_k(t)$ est le courant instantané injecté dans l'inducteur k et I_k sa valeur efficace,
- S et P respectivement la puissance apparente et la puissance réactive calculée sur les n périodes considérées.

Les Tableau 2-7, Tableau 2-8, Tableau 2-9 et Tableau 2-10 fournissent les valeurs des impédances calculées par la méthode des pseudo-énergies. Nous distinguons quatre cas : avec jeu de barres avec et sans le disque de tôle et sans jeu de barres, avec et sans le disque de tôle.

		Avec jeu de barres et le disque de tôle					
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)
1		33,71	244,57	25,96	43,73	21,49	24,32
2		25,84	43,64	67,31	247,31	65,93	113,66
3		20,86	21,39	65,22	111,21	107,11	567,47

Tableau 2-7 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) en présence du disque de tôle et du jeu de barres

		Avec jeu de barres sans le disque de tôle					
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)
1		16,96	263,05	3,54	75,68	1,9	53,74
2		3,43	76,06	10,11	328,92	2,77	198,68
3		2,18	52,4	3,48	195,47	14,51	671,16

Tableau 2-8 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) sans disque de tôle et en présence du jeu de barres

		Sans jeu de barres avec le disque de tôle					
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)
1		32,42	237,88	25,71	42,79	21,32	25
2		25,41	42,51	66,64	242,5	65,95	113,44
3		20,82	21,49	66,08	112,44	105,78	560,26

Tableau 2-9 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) en présence du disque de tôle et sans jeu de barres

		Sans jeu de barres sans le disque de tôle					
j		1		2		3	
i		R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)
1		15,56	257,11	3,23	76,53	1,84	54,03
2		3,52	76,62	9,05	323,36	2,91	199,41
3		1,95	52,97	3,13	193,87	13,62	673,62

Tableau 2-10 : Matrice calculée par la méthode des pseudo-énergies (PE) sans le disque de tôle et sans jeu de barres

Les valeurs non nulles des résistances mutuelles dans les Tableau 2-8 et Tableau 2-10 sont la conséquence de la circulation de courant induits à l'intérieur des inducteurs car ces derniers sont massifs et baignent dans leurs propres champs magnétiques. Cela fait que malgré l'absence du disque les résistances mutuelles ne sont pas nulles. Nous nous intéressons à la matrice du Tableau 2-9 pour faire des comparaisons avec les résultats des logiciels Flux2D® et Jmag® car elle correspond au cas sans jeu de barres tels que les résultats des simulations numériques.

2.2.2.4 Comparaison des résultats de Flux2D® et de la méthode des pseudos – énergies

Le Tableau 2-11 donne une vue comparative des termes de la matrice des impédances. Dans ce tableau, les lettres PE, F et J désigne respectivement les termes calculés avec la méthode des pseudos – énergies, dans le logiciel Flux2D® et dans le logiciel Jmag®.

i	j	1		2		3	
		R _{ij} (mΩ)	L _{ij} (μH)	R _{ij} (mΩ)	L _{ij} (μH)	R _{ij} (mΩ)	L _{ij} (μH)
1	PE	32,42	25,24	25,71	4,54	21,32	2,653
	F	31,328	23,458	25,888	4,664	21,425	2,362
	J	32,17	23,42	25,6	4,48	20,83	2,19
2	PE	25,41	4,51	66,64	25,73	65,95	12,036
	F	25,888	4,664	69,486	26,346	69,935	12,422
	J	25,6	4,48	69,27	25,87	69,14	11,87
3	PE	20,82	2,28	66,08	11,93	105,78	59,445
	F	21,425	2,362	69,935	12,422	114,75	60,472
	J	20,83	2,19	69,14	11,87	115,86	59,75

Tableau 2-11 : Vue globale des termes de la matrice suivant les méthodes de calcul

Nous comparons les résultats de la méthode des pseudos – énergies à ceux de Flux2D® dans le Tableau 2-12 puis par rapport à ceux du logiciel Jmag dans le Tableau 2-13.

		Ecart de la PE par rapport à Flux®					
j	i	1		2		3	
		R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)	R _{ij} (mΩ)	X _{ij} (mΩ)
1	1	1,09	16,79	-0,18	-1,17	-0,11	2,74
2	2	-0,48	-1,45	-2,85	-5,81	-3,99	-3,63
3	3	-0,61	-0,77	-3,86	-4,63	-8,97	-9,68

Tableau 2-12 : comparaison des termes de la matrice calculée avec les PE et Flux2D®

Nous comparons également les résultats de la méthode des pseudo-énergies à ceux du logiciel Jmag® dans le Tableau 2-13.

		Ecart de la PE par rapport à Jmag®					
j		1		2		3	
i		$R_{ij}(m\Omega)$	$X_{ij}(m\Omega)$	$R_{ij}(m\Omega)$	$X_{ij}(m\Omega)$	$R_{ij}(m\Omega)$	$X_{ij}(m\Omega)$
1		0,25	17,15	0,11	0,57	0,49	4,36
2		-0,19	0,29	-2,63	-1,32	-3,19	1,57
3		-0,01	0,85	-3,06	0,57	-10,08	-2,87

Tableau 2-13 : comparaison des termes de la matrice calculée avec les PE et Jmag®

Les écarts de la PE sont globalement faibles avec un écart maximal de 16,79 mΩ sur X_{11} par rapport aux résultats de Flux2D®. L'écart maximal est de 17,15 mΩ pour X_{11} par rapport aux résultats de Jmag®. L'écart maximal entre les deux logiciels est de 6,8 mΩ sur R_{33} . Les différences de la PE par rapport aux simulations numériques sont donc plus importantes. Nous imputons les différences des simulations numériques aux modèles 2D axisymétriques qui ne permettent pas de prendre complètement en compte la complexité du système. C'est notamment le cas du pas d'hélice des inducteurs et du jeu de barres, ce qui explique probablement des différences de résultats. Nous choisissons la matrice du Tableau 2-7 calculée avec la méthode des PE car elle prend en compte le jeu de barres et implicitement le pas d'hélice des inducteurs.

Nous présentons une comparaison des résultats expérimentaux avec des simulations du comportement thermique dans le logiciel PSim au paragraphe 2.5.2.3. Les simulations concernent l'application des paramètres du système réel pour le cas de la matrice calculée avec les pseudos-énergies.

La matrice des impédances intervient dans le calcul des paramètres de commande qui est une étape secondaire dans le réglage du système. La première étape du réglage, présentée dans le prochain paragraphe porte sur la détermination des courants des inducteurs pour l'atteinte d'une distribution souhaitée des températures dans le matériau.

2.3 Principe du contrôle de la répartition de température

Le principe est basé sur le contrôle de la densité des courants induits en tout point r du disque. En exemple, l'atteinte d'une température homogène suppose une dissipation uniforme de la chaleur par effet Joule dans la pièce. Cela suggère un calcul de la puissance dissipée dans les éléments de volume dV , Figure 2-7. Nous prenons pour hypothèse, l'uniformité de la résistivité dans tout le matériau.

La symétrie de la pièce permet de résumer l'étude du disque de tôle à son comportement électrothermique dans une section droite sur le rayon.

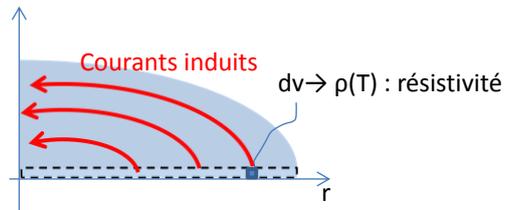


Figure 2-7 : section droite sur le rayon de la tôle objet de l'étude

Nous utilisons les variables suivantes pour décrire les différentes grandeurs électriques du système. Les grandeurs électriques courant et tension sont toutes en valeur efficace.

Dans la tôle :

- J (A/m²) désigne la densité totale de courant induit,
- $Dp(r)$ (w/m³) désigne la densité de puissance dissipée par unité de volume à l'abscisse r .

Cette densité de puissance dissipée est calculée à l'aide de la relation (2-8).

$$Dp = \rho \cdot J^2 \quad (2-8)$$

Dans les inducteurs :

- I_1^1, I_2^1 et I_3^1 désignent respectivement les valeurs efficaces des fondamentaux des courants des inducteurs 1, 2 et 3 lorsque I_1, I_2 et I_3 désignent respectivement les valeurs efficaces des courants des inducteurs 1, 2 et 3 comprenant des harmoniques.

Les références des grandeurs électriques sont prises sur le fondamental du courant de l'inducteur 1 tel que fait dans [1].

- φ_{21}^1 (°) désigne le déphasage relatif du fondamental du courant de l'inducteur 2 par rapport à l'inducteur 1,
- φ_{31}^1 (°) désigne le déphasage relatif du fondamental du courant de l'inducteur 3 par rapport à l'inducteur 1
- $X = I_1^1, I_2^1, \varphi_{21}^1, I_3^1, \varphi_{31}^1$ le vecteur des inconnues recherchées.

2.3.1 Calcul de la densité de puissance dissipée dans le matériau

Le calcul se base sur la connaissance de la distribution des densités des courants induits dans la matière. Les densités de courants sont calculées dans le logiciel d'éléments finis Flux 2D®, par applications successives d'un courant de 1 A dans chaque inducteur lorsque les deux autres sont ouverts. La symétrie du disque de tôle permet d'en résumer l'étude sur le rayon. L'écriture (2-9) explicite le principe de la détermination des fonctions de distribution illustré sur la Figure 2-8 pour l'exemple de l'inducteur 3.

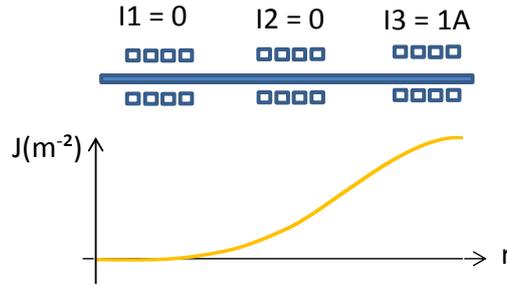


Figure 2-8 : principe de détermination des fonctions de distribution de la densité de courant induit normalisée

Sur la Figure 2-8, la courbe en jaune représente le module $|\bar{J}_3|$ de la distribution des densités de courants induits par l'inducteur 3 lors de l'application d'un courant de 1A. Cette courbe montre un maximum juste en dessous de l'inducteur pour une valeur nulle au centre. Il en est de même pour les autres inducteurs 1 et 2, les densités de courant induit sont maximales sous l'inducteur et s'amointrissent à mesure que l'on s'en éloigne.

La relation (2-9) explicite la détermination des fonctions images (en valeur efficaces) et leur décomposition en parties réelles et imaginaires.

$$\bar{f}_k(r) = \left. \frac{\bar{J}_k(r)}{\bar{I}_k} \right|_{\bar{I}_k=1 A} = \bar{f}_{kR}(r) + j \cdot \bar{f}_{kI}(r) \quad (2-9)$$

Avec

$$[\bar{f}_k] = \frac{[\bar{J}_k]}{[\bar{I}_k]} = \frac{A/m^2}{A} = 1/m^2 \quad (2-10)$$

La linéarité du système permet d'écrire de façon générale la relation (2-11) de la densité de courant $\bar{J}_k(r)$ induit par l'inducteur k parcouru par le courant \bar{I}_k .

$$\bar{J}_k(r) = \bar{f}_k(r) \cdot \bar{I}_k \quad (2-11)$$

Nous obtenons finalement la densité totale (2-12) de courant induit par les trois inducteurs en superposant les contributions de chaque inducteur.

$$J(r) = \sum_{k=1}^3 \bar{J}_k(r) = \sum_{k=1}^3 \bar{f}_k(r) \times \bar{I}_k \quad (2-12)$$

Il nous faut ensuite considérer l'expression complexe détaillée pour calculer la densité totale de courant induit en tout point r du disque. La relation est obtenue considérant les expressions complexes (2-9) des densités de courants induits [1] par chaque inducteur et ceux des courants d'alimentation des inducteurs.

$$\begin{aligned} \bar{J}(r, X) &= \sum_{k=1}^3 (f_{kR} \cdot I_{kR} - f_{kI} \cdot I_{kI}) + j \cdot \sum_{k=1}^3 (f_{kR} \cdot I_{kI} + f_{kI} \cdot I_{kR}) \\ &= J_R(r, X) + j \cdot J_I(r, X) \end{aligned} \quad (2-13)$$

où :

- $I_{kR} = I_k \cdot \cos(\varphi_{k1})$ la partie réelle du courant efficace I_k d'alimentation de l'inducteur k ,
- $I_{kI} = I_k \cdot \sin(\varphi_{k1})$ la partie imaginaire du courant efficace I_k d'alimentation de l'inducteur k ,
- $J_R(r, X)$ la partie réelle de la densité totale de courant induit efficace,
- $J_I(r, X)$ la partie imaginaire de la densité totale de courant induit efficace.

Les parties réelles f_{kR} et imaginaires f_{kI} en tout point r du disque de tôle sont indiquées sur les Figure 2-9 ci-après.

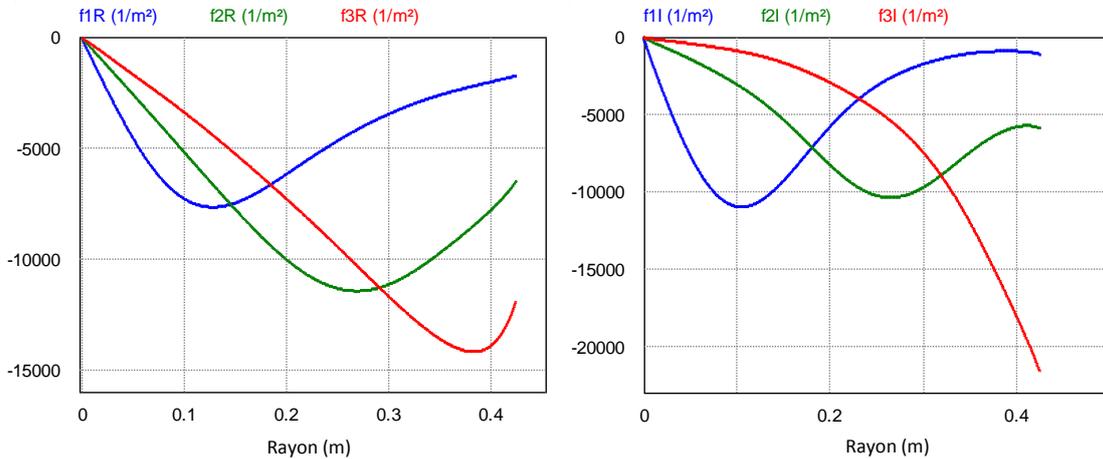


Figure 2-9 : partie réelle (gauche) des fonctions de distribution normalisées des courants induits ; partie imaginaire (droite) des fonctions de distribution normalisées des courants induits

Ces courbes de densités de courants induits nous ont été fournies [18], [63] à partir de logiciels à éléments finis. La densité de puissance en tout point r du disque de tôle est finalement exprimée par l'écriture (2-14).

$$\begin{aligned} Dp(r, X) &= \rho \left[\left(\sum_{k=1}^3 (f_{kR}(r, X) \cdot I_{kR} - f_{kI}(r, X) \cdot I_{kI}) \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(\sum_{k=1}^3 (f_{kR}(r, X) \cdot I_{kI} + f_{kI}(r, X) \cdot I_{kR}) \right)^2 \right] = \rho [J_R^2(r, X) + J_I^2(r, X)] \end{aligned} \quad (2-14)$$

Le choix d'un profil particulier de distribution de température revient donc à déterminer les courants des inducteurs en amplitude et en phase qui permettent de l'atteindre. Les détails du calcul des courants des inducteurs sont donnés ci-après.

2.3.2 Calcul des courant des inducteurs

L'unique équation (2-14) à 5 variables $I_1, I_2, \varphi_{21}, I_3, \varphi_{31}$, ne peut être résolue qu'à travers une méthode d'optimisation qui fournit les composantes du vecteur $X = [I_1^1, I_2^1, \varphi_{21}^1, I_3^1, \varphi_{31}^1]$ qui permettent de s'approcher le plus de la consigne. La méthode des moindres carrés dans le logiciel Matlab® donne des résultats satisfaisants en première approche, pour la recherche de la minimisation de la fonction F, qui représente l'écart par rapport à la consigne.

$$F = \frac{|Dp(r, X) - Dp(\text{consigne})|}{Dp(\text{consigne})} \tag{2-15}$$

L'implantation de la fonction à optimiser dans Matlab® se fait à travers la fonction Lsqnonlin qui nécessite la définition des intervalles de recherche de chaque variable. Les contraintes considérées dans le programme sont données par (2-16).

$$\begin{cases} 0 \leq I_k \leq 1000 \text{ A} \\ -90 \leq \varphi_{k1} \leq 90 \\ k = 1, 2, 3 \end{cases} \tag{2-16}$$

L'algorithme indiqué sur la Figure 2-10 consiste en 10 exécutions de la fonction Lsqnonlin qui conduisent à 10 solutions parmi lesquelles est choisie la meilleure. Nous utilisons pour critère, le résidu de la somme des moindres carrés.

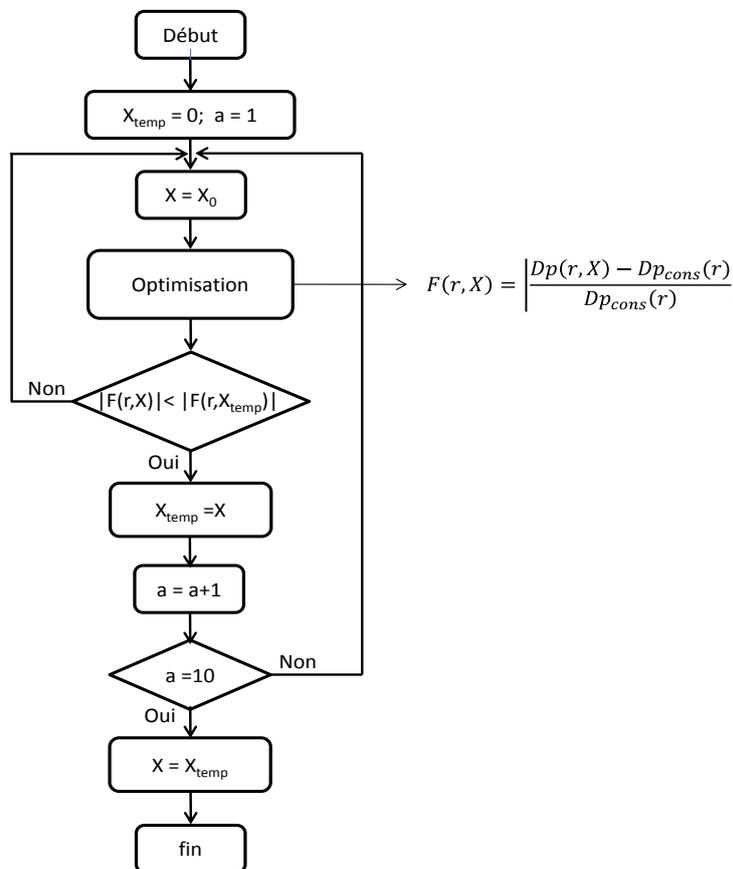


Figure 2-10 : Algorithme d'optimisation

Différents profils peuvent être obtenus, tels sur les Figure 2-11 à Figure 2-13. Les consignes de ces profils ont été choisies arbitrairement afin d'illustrer la souplesse du système. Les courants des inducteurs à appliquer sont indiqués sur chacune des figures.

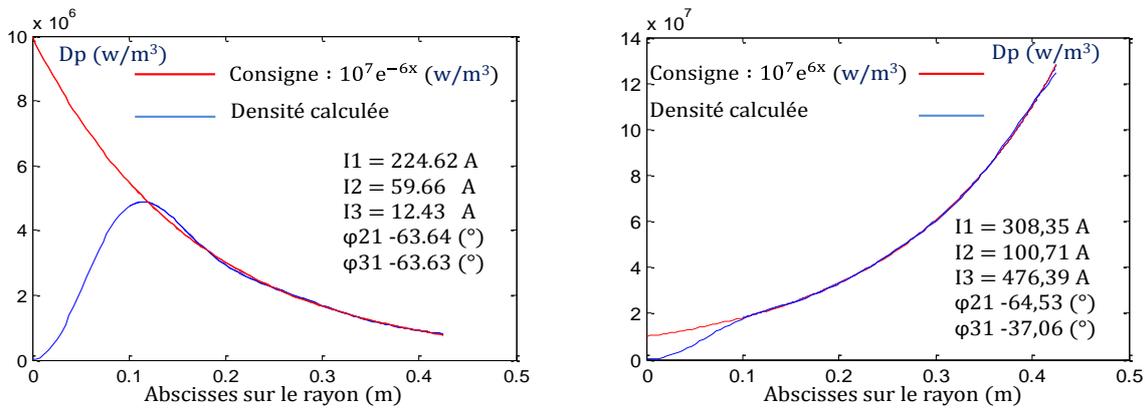


Figure 2-11 : profil exponentiel descendant (gauche) et ascendant (droite)

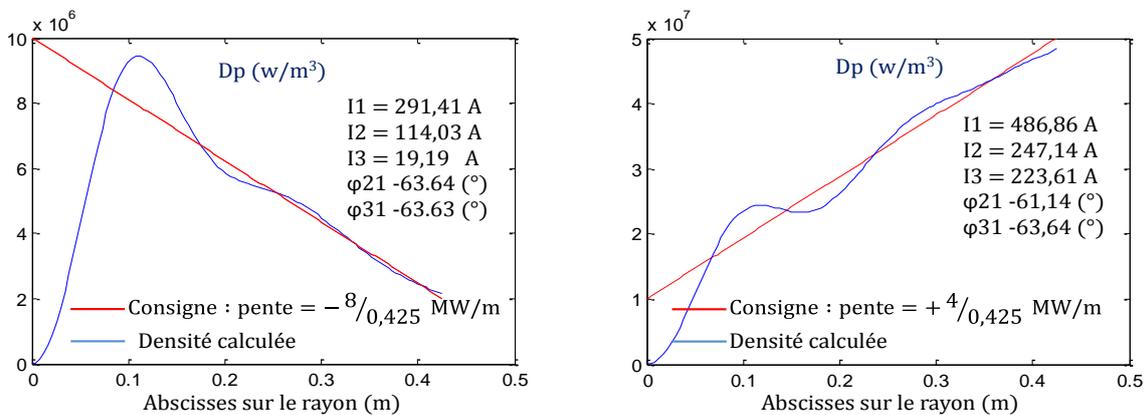


Figure 2-12 : profil en rampe descendante (gauche) et ascendante (droite)

Dans la suite nous considérons uniquement les profils homogènes de température, qui sont plus faciles à atteindre avec l'onduleur 3 bobines. Néanmoins, la conception et la commande d'un système à 6 bobines permettront d'étendre ce principe à d'autres profils avec une meilleure précision, y compris au centre de la pièce, cf chapitre 4. La Figure 2-13 montre un profil homogène de température obtenu dans Matlab®.

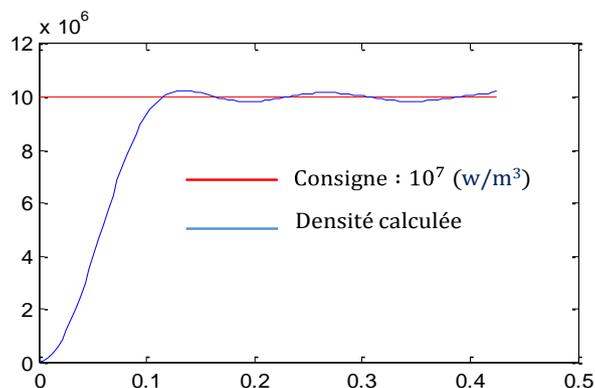


Figure 2-13 : Profil homogène de densité de puissance

Comme le montre la Figure 2-9 des parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courant induits, il n'est pas possible de chauffer le centre du disque car le courant est nul au centre. Cela est dû au fait de la configuration actuelle de type 'Pan Cake' des inducteurs. Nous recherchons donc le chauffage homogène d'une grande partie de la pièce avec le moins d'erreur possible. Pour ce faire, nous avons considéré une variable supplémentaire dans notre programme d'optimisation qui est le rayon minimal r_{min} à partir duquel nous avons un chauffage le plus homogène possible avec une erreur maximale de 5%.

Nous obtenons une valeur $r_{min} = 0,1m$. La Figure 2-14 présente trois répartitions de densité de puissance dans le disque de tôle correspondant aux valeurs 0,01m, 0,08m et 0,1m du rayon minimal r_{min} . La courbe de densité de puissance ne passe en dessous du seuil fixé à 5% que lorsque r_{min} est au moins égale à 0,1m, d'où le choix de la valeur 0,1m.

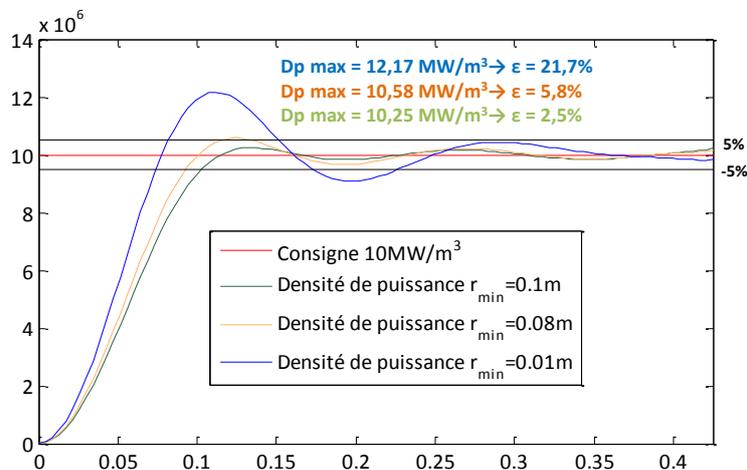


Figure 2-14: Densité de puissance pour différents r_{min}

Les valeurs des angles qui seront utilisés pour les simulations dans le logiciel Psim® sont ceux obtenus pour la valeur de $r_{min} = 0,1m$.

Le Tableau 2-14 suivant indique le vecteur des courants des inducteurs permettant d'atteindre un profil homogène de température sur le rayon du disque de tôle. Nous rappelons que les grandeurs électriques du système sont référencées par rapport au courant de l'inducteur 1.

Inducteur	Valeurs efficaces (A)	Déphasages (°)
1	253,9	0,0
2	114,8	-49,4
3	92,7	-63,2

Tableau 2-14 : courants des inducteurs pour l'obtention d'un profil homogène de température

Il s'agit dans la suite de trouver les paramètres des onduleurs qui permettent de générer les courants des inducteurs du Tableau 2-14.

2.4 Réglage du système en boucle ouverte

2.4.1 Stratégie de commande

Il existe plusieurs stratégies de commande [1], [34], [46], [50], [51], [54] utilisées en chauffage par induction. Nous choisissons d'utiliser celle décrite dans [1], [46] que nous transposons aux onduleurs de courant avec l'hypothèse du premier harmonique. La stratégie est basée sur la génération de courants carrés symétriques destinés à alimenter les trois circuits oscillants du système. Le contrôle de la puissance injectée dans les circuits est obtenu par action sur un angle dit de décalage α permettant de varier la largeur des créneaux des courants carrés, tels que montrés sur la Figure 2-15. L'expression du fondamental de ce signal carré est donnée par la relation (2-17) qui met en lumière l'influence de la variation de l'angle de décalage α .

La Figure 2-15 montre la structure des onduleurs de courant et le courant qu'ils délivrent.

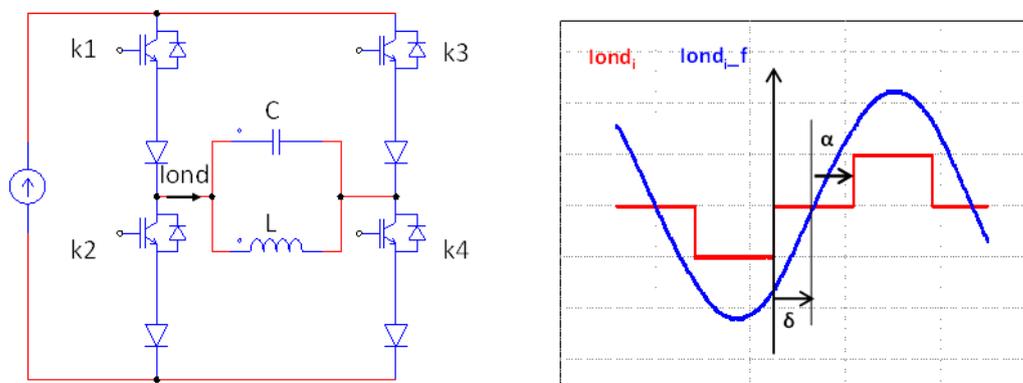


Figure 2-15 : structure des onduleurs et signal carré d'alimentation de la charge et son fondamental

L'expression (2-17) indique la relation entre le fondamental du signal et l'angle de décalage α .

$$I_{ondf}^{(1)} = \left(\frac{4I_s}{\pi} \cos \alpha \right) \sin(\omega t + \delta) \quad (2-17)$$

où I_s désigne la valeur du courant de la source.

Une variation de l'angle d'ouverture a donc pour effet de modifier l'amplitude du fondamental.

2.4.2 Calcul des paramètres de réglage

Il s'agit d'une procédure inverse qui consiste à remonter aux angles de commande des onduleurs à partir des courants des inducteurs et des condensateurs placés en parallèle avec chaque inducteur. La Figure 2-16 donne une vue étape par étape de la procédure de réglage.

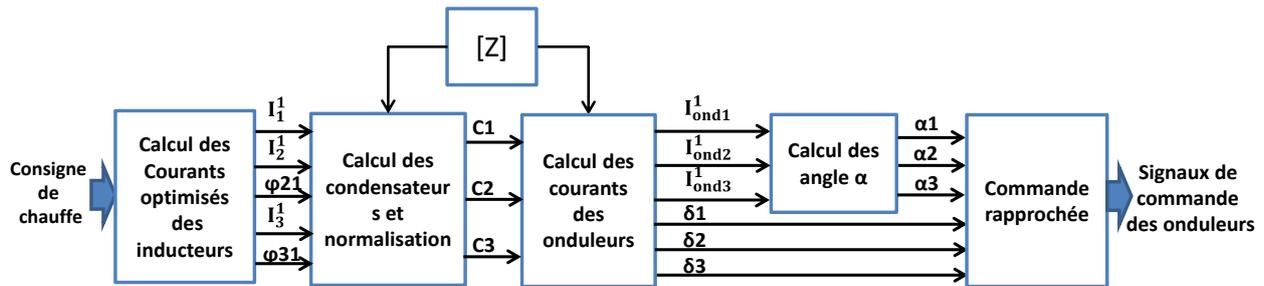


Figure 2-16 : synoptique de la procédure de réglage du système

La première étape concerne la détermination des courants des inducteurs telle que décrite au paragraphe §2.3.2. La deuxième étape porte sur le calcul des capacités des condensateurs puis de la normalisation de leurs valeurs, c'est-à-dire trouver les valeurs standardisées des capacités réelles qui s'approche le plus de celles calculées.

Les condensateurs ont pour rôle le filtrage des composantes harmoniques ($n \geq 3$) afin de disposer uniquement des fondamentaux des courants des onduleurs ; en conséquence l'étude sera menée au premier harmonique. La dernière étape est relative au calcul des angles de commande qui sont imposés aux onduleurs via un circuit de commande rapprochée qui est détaillé au paragraphe 2.5.1.1.

Les angles δ que l'on retrouve sur la Figure 2-16 sont les angles de déphasage des fondamentaux des courants des onduleurs par rapport au fondamental du courant de l'inducteur 1, pris pour référence.

2.4.2.1 Calcul des condensateurs

Le calcul des condensateurs est fait de sorte que le système fonctionne à la résonance pour disposer d'un facteur de qualité intéressant afin que le courant de source I_s soit le plus faible possible d'une part et d'autre part de récupérer uniquement le fondamental porté par les signaux carrés (Figure 2-15) des onduleurs. A ce niveau, le calcul des condensateurs ne peut être fait à partir de la seule relation (2-18) car il existe des échanges d'énergie entre les inducteurs. Cela fait que les courants des inducteurs résultent de la composition vectorielle des courants des inducteurs voisins.

$$\omega_i = \sqrt{\frac{1}{L_i C_i} - \frac{R_i^2}{L_i^2}} \quad (2-18)$$

où R_{ii} et L_{ii} sont respectivement les résistances et inductances propres des inducteurs en présence du disque de tôle. La Figure 2-17 montre l'exemple du circuit résonant de l'onduleur 1 où l'on retrouve les termes de couplage avec les inducteurs 2 et 3.

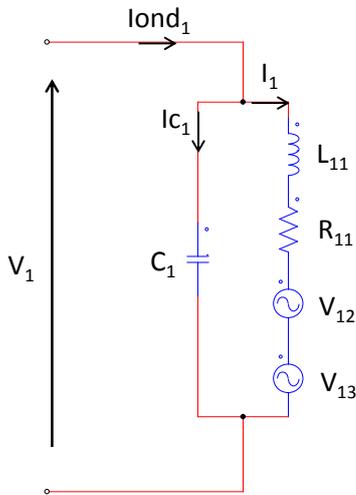


Figure 2-17 : Circuit équivalent de l'inducteur 1 prenant en compte les couplages avec les inducteurs 2 et 3

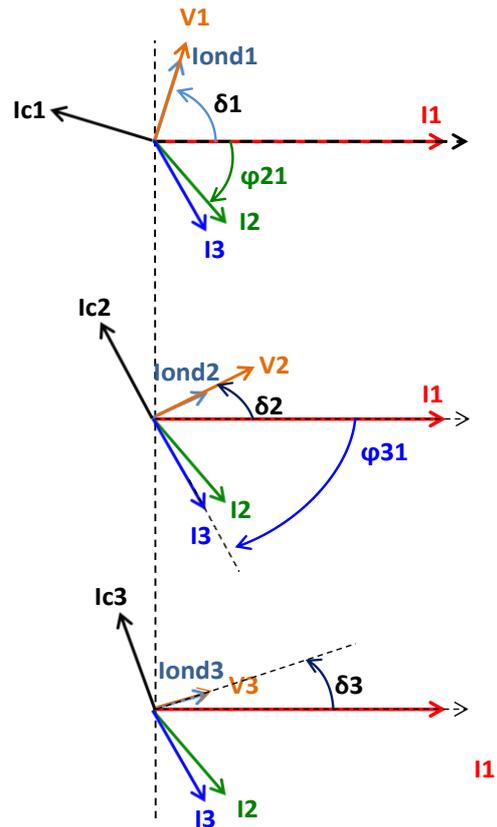


Figure 2-18 : diagramme vectoriel des circuits 1,2 et 3

Sur la Figure 2-17 :

- $\bar{V}_{12} = \bar{Z}_{12} \cdot \bar{I}_2$ est le terme de couplage de l'inducteur 1 avec l'inducteur 2,
- $\bar{V}_{13} = \bar{Z}_{13} \cdot \bar{I}_3$ est le terme de couplage de l'inducteur 1 avec l'inducteur 3,
- \bar{I}_{c1} est le courant du condensateur 1.

Les valeurs des capacités des condensateurs sont calculées pour une compensation de l'énergie réactive sur chaque phase, via la relation (2-21) qui nécessite le calcul intermédiaire des tensions (2-20) des inducteurs. La matrice des impédances (2-19) issue des mesures et du calcul par la méthode des pseudo-énergies et prenant en compte les jeux de barres est rappelée ci-après.

$$[Z] = \begin{bmatrix} 33,71 + 244,56j & 25,96 + 43,76j & 21,49 + 24,33j \\ 25,84 + 43,61j & 67,31 + 247,28j & 65,93 + 113,63j \\ 20,86 + 21,37j & 65,22 + 111,25j & 107,11 + 567,48j \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

Les tensions des inducteurs correspondant à l'application des courants optimisés dans les inducteurs sont calculées grâce à la relation (2-20).

$$[\bar{V}_i] = [\bar{Z}] \cdot [\bar{I}_i] \quad (2-20)$$

Les tensions sont ensuite prises en compte dans le calcul des capacités des condensateurs dans la relation (2-21) ci-après.

$$C_i = \frac{\text{imag}[\bar{V}_i \cdot \bar{I}_i^*]}{\omega(V_i)^2} \quad (2-21)$$

Les valeurs des condensateurs qui en résultent sont indiquées dans le Tableau 2-15 suivant.

Condensateurs	(μF)
C1	402
C2	233
C3	130

Tableau 2-15 : capacités des condensateurs de compensation

Nous calculons ensuite les fondamentaux des courants des onduleurs qui assure la génération des courants optimisés des inducteurs.

2.4.2.2 Calcul des angles de commande α et δ des onduleurs

En considérant le circuit de la Figure 2-17, la tension de l'onduleur 1 est écrite par la relation (2-22).

$$\bar{V}_1 = \bar{Z}_{c1} \cdot \bar{I}_{c1} = \bar{Z}_{11} \cdot \bar{I}_1 + \bar{Z}_{12} \cdot \bar{I}_2 + \bar{Z}_{13} \cdot \bar{I}_3 \quad (2-22)$$

La combinaison de l'écriture de la tension (2-22) de l'inducteur 1 et du courant (2-23) de son condensateur C1 de compensation de l'énergie réactive consommée conduit à l'écriture (2-24) du courant de l'onduleur 1.

$$\bar{I}_{c1} = \bar{I}_{ond1} - \bar{I}_1 \quad (2-23)$$

$$\bar{I}_{ond1}^1 = \frac{(\bar{Z}_{11} + \bar{Z}_{c1}) \cdot \bar{I}_1 + \bar{Z}_{12} \cdot \bar{I}_2 + \bar{Z}_{13} \cdot \bar{I}_3}{\bar{Z}_{c1}} = I_{ond1} \cdot \sin(\omega t + \delta_1) \quad (2-24)$$

De façon générale, le fondamental du courant des onduleurs est exprimé par la relation (2-25).

$$\bar{I}_{ond_i}^1 = \frac{(\bar{Z}_{ii} + \bar{Z}_{ci}) \cdot \bar{I}_i + \bar{Z}_{ik} \cdot \bar{I}_k + \bar{Z}_{il} \cdot \bar{I}_l}{\bar{Z}_{ci}} \rightarrow I_{ond_i}^1(t) = I_{ond_i}^1 \cdot \sin(\omega t + \delta_i) \quad (2-25)$$

Nous calculons les angles de décalage α à partir des amplitudes $I_{ond_i}^1$ des fondamentaux des courants des onduleurs par l'écriture (2-26).

$$\alpha_i = \text{acos} \left(\frac{\pi \cdot I_{ond_i}}{2\sqrt{2}I_s} \right) \quad (2-26)$$

Le Tableau 2-16 suivant résume les valeurs calculées des paramètres de commande du système.

	α (°)	δ (°)
Onduleur 1	30,0	74,6
Onduleur 2	69,6	26,9
Onduleur 3	79,3	17,8

Tableau 2-16 : paramètres de commande du système

2.5 Modèle de simulation du système dans le logiciel PSim®

Dans notre étude nous avons utilisés le logiciel PSim® dans lequel sont modélisés les circuits d'électronique de puissance (l'alimentation des inducteurs) et le logiciel Flux2D® dans lequel sont construits les inducteurs. Il n'était pas possible à la date de ce travail de coupler les deux logiciels car il n'existe pas de module de couplage entre les logiciels Flux2D® et Psim®. C'est pourquoi nous avons opté pour la modélisation de l'ensemble du système dans logiciel Psim®. Nous avons choisi le logiciel PSim® du fait de sa simplicité relative en plus de son interface d'utilisation qui donne des temps de conception de circuits très courts.

Un gros avantage de la modélisation globale dans Psim® est la réduction du temps de simulation. En effet, le temps de simulation est de l'ordre de 3 semaines pour une simulation dans le logiciel Flux2D® couplé au logiciel Portunus® qui est un logiciel qui permet de simuler des schémas électriques. La solution du couplage du logiciel PSim® avec le logiciel Jmag® a été explorée mais n'est pas aboutie à cette date.

Trois principales parties composent le modèle global dans PSim®:

- Le modèle de l'alimentation qui concerne les onduleurs de courant et leur commande rapprochée et l'implantation de la matrice des impédances,
- Le transfert d'énergie représenté par l'implantation des courbes de densités de courant induit extraites du logiciel Flux2D® [18], [63] que nous avons codées en langage C,
- Le modèle thermique du disque de tôle qui prend en compte les phénomènes d'échanges convectifs, le rayonnement et la conduction au sein du matériau. Cette partie est également codée en langage C.

Grace à ce modèle global, nous suivons l'évolution des températures pour une consigne donnée. Nous présentons le modèle de l'alimentation dans le paragraphe §2.5.1.

2.5.1 Modélisation de la partie électrique

2.5.1.1 Commande rapprochée des onduleurs

Le principe de la commande rapprochée est basé sur la génération de courants carrés symétriques destinés à alimenter les trois circuits oscillants du système. La Figure 2-19 explicite le rôle de la commande rapprochée et montre sa position dans le système. L'exemple concerne l'alimentation d'une simple inductance sans couplage mais reste valable pour les cas de couplages entre plusieurs inducteurs car la forme carrée des courants des onduleurs est forcée. La commande rapprochée est d'autant plus importante que la régulation des courants des inducteurs est faite par action sur les angles de commande α et δ . Il est donc nécessaire de disposer d'un circuit qui permet de convertir les valeurs des angles de commande α et δ en signaux de commande des quatre interrupteurs de chaque onduleur.

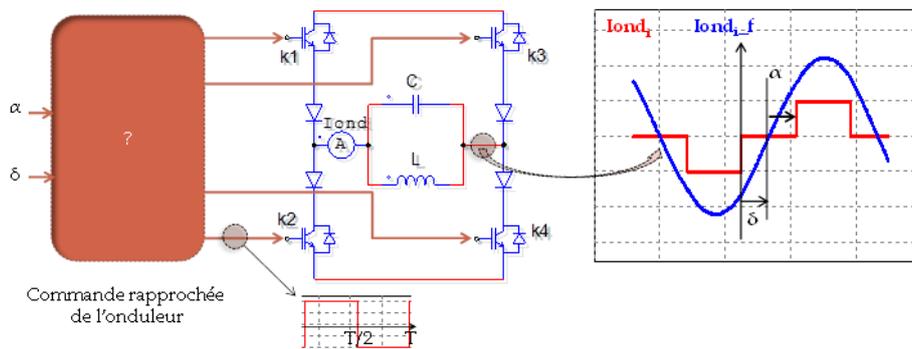


Figure 2-19 : onduleur et sa commande rapprochée

Deux circuits composent la commande rapprochée (Figure 2-20), le circuit de gestion de l'angle de décalage α et celui de la définition des signaux carré les uns par rapport aux autres par le biais de l'angle δ . Les circuits sont conçus de sorte qu'une action sur α ne change pas l'angle δ et inversement.

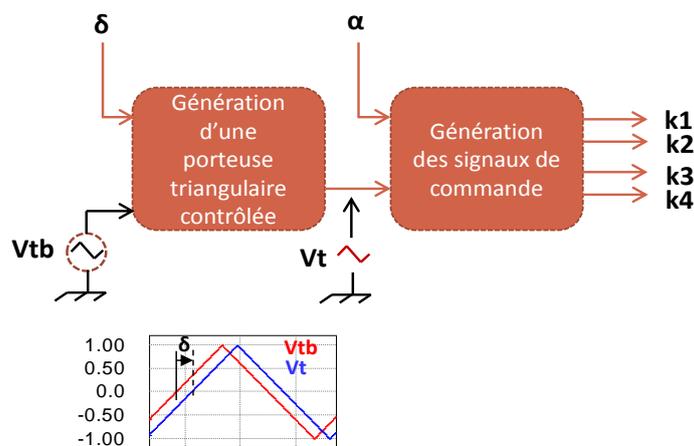


Figure 2-20 : schéma bloc de la commande rapprochée

Rapporté à la structure de l'onduleur de la Figure 2-19, le signal carré I_{ond_i} est obtenu en décalant les signaux de commande tel que présenté sur la Figure 2-21. Les signaux k_1 et k_3 ainsi que k_2 et k_4 sont complémentaires, il n'est donc nécessaire que d'en tracer deux. Nous choisissons les signaux de k_1 et k_4 pour une fréquence fonctionnement de 1500Hz.

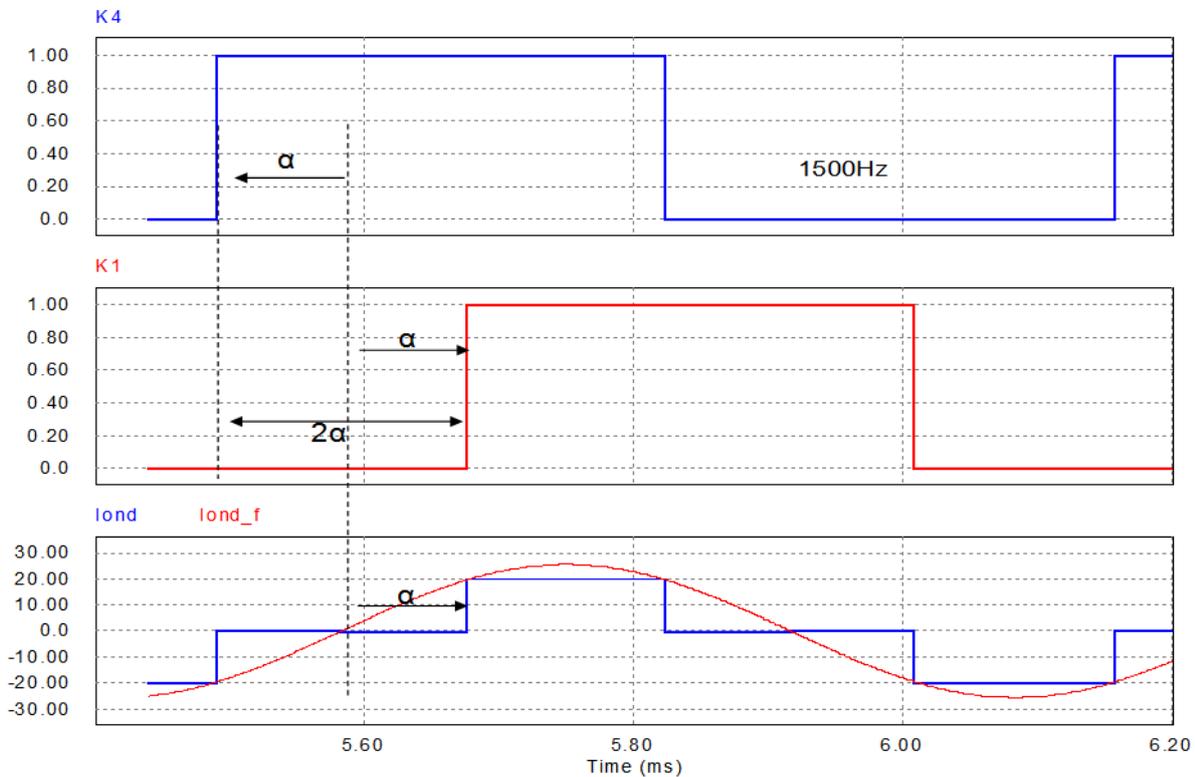


Figure 2-21 : signaux de commande des interrupteurs

Le fonctionnement s'appuie sur une comparaison du signal V_t aux butées α et $-\alpha$ pour générer les signaux de commande k_1, k_2, k_3 et k_4 . La position contrôlée du signal triangle V_t définit les déphasages relatifs souhaités. Les détails sont présentés en annexe.

L'angle de décalage α est obtenu en maintenant un écart correspondant à 2α entre les signaux de commande des interrupteurs k_1 et k_4 comme le montre la Figure 2-21. Nous avons implanté le même principe de la commande rapprochée dans un FPGA pour les expérimentations. La programmation du FPGA est présentée dans le chapitre 3.

La structure du programme de la commande rapprochée du FPGA est construite à partir d'un module de base [65]. Nous sommes partis d'une programmation initialement faite dans [63] que nous avons modifiée et améliorée pour l'adapter au besoin du fonctionnement que nous imposons. Dans PSim®, le circuit permettant d'avancer le signal K_1 (vers la droite) est représenté sur la

Figure 2-22. Le signal k_3 est pris sur la sortie \bar{Q}_1 de la bascule RS car $k_3 = \overline{k_1}$.

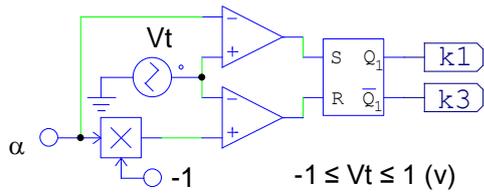


Figure 2-22 : circuit permettant d'avancer les signaux de commande d'un angle α

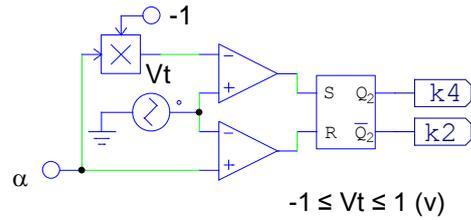


Figure 2-23 : circuit permettant de reculer les signaux de commande d'un angle α

A l'inverse pour obtenir le recul des signaux de commande, il suffit d'imposer $-\alpha$ au lieu de α à l'entrée du circuit de la Figure 2-23. Le signal k_2 est pris sur la sortie \bar{Q}_2 car $k_2 = \overline{k_4}$. Le signal V_t contrôlé est obtenu en considérant un circuit identique (Figure 2-24) à celui de la

Figure 2-22. L'intégration du signal carré Q_3 permet de disposer d'un signal triangle V_t contrôlé. Nous substituons la valeur δ à α et le générateur triangle V_{tb} à V_t . Nous présentons de plus amples détails sur la conception des circuits en annexe.

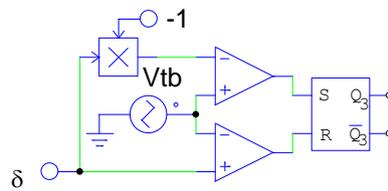


Figure 2-24 : circuit de contrôle de la phase δ du fondamental

Le circuit global permettant le contrôle de l'angle de décalage α et de la phase δ est présenté sur la Figure 2-25. On y retrouve les sorties correspondant aux signaux de commande des interrupteurs k_1, k_2, k_3 et k_4 de l'onduleur.

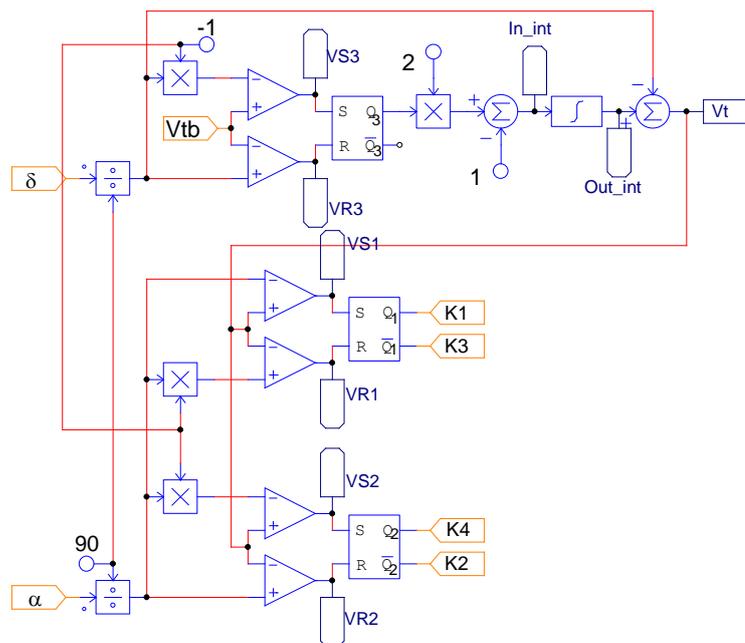


Figure 2-25 : Circuit global de la commande rapprochée

La division par 90 sur les entrées permet d’implanter directement les angles en degrés. La constante de temps de l’intégrateur est choisie de sorte que l’amplitude du signal triangle V_t varie de -1 à 1 V sur une demi-période, soit $\tau = 1/4f$. Les plages de variation qu’offre ce circuit sont indiquées dans le tableau suivant.

Décalage	$0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$
Déphasage	$-90^\circ \leq \delta \leq 90^\circ$

Tableau 2-17 : plages de variation des angles

2.5.1.2 Implantation de la matrice des impédances dans le modèle

Nous avons vu dans le paragraphe 2.2.2.3 que la matrice calculée à l’aide des pseudos – énergies n’est pas rigoureusement symétrique à cause des forme spirales des inducteurs. Nous rappelons que nous avons choisi cette matrice car elle intègre le jeu de barres des inducteurs et quelle prend en compte les formes des inducteurs contrairement à celles obtenues en simulation numérique. L’implantation de la matrice des impédances est réalisée en séparant la partie inductive et la partie réactive de la matrice des impédances telle qu’exprimée dans l’écriture (2-27).

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \tag{2-27}$$

Dans le cas où la matrice est symétrique, la partie inductive peut être implantée grâce au modèle prédéfini des inductances couplées de PSim. Ce circuit d’inductances couplées est intéressant lorsque $L_{ik} = L_{ki}$.

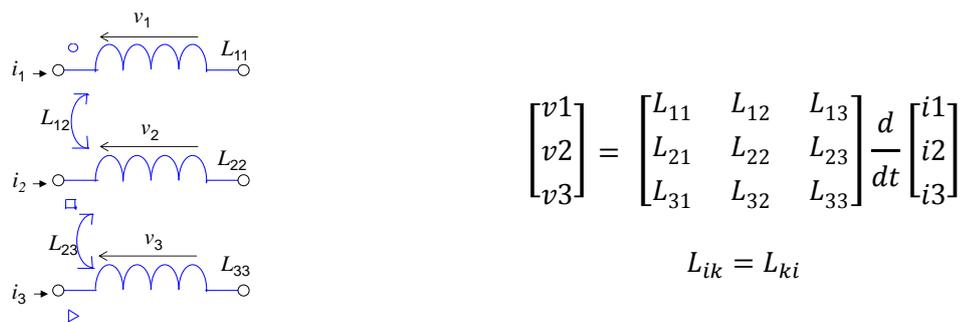


Figure 2-26 : modèle des trois inductances propres couplées

Les termes de couplage sont construits à partir de sources de tension commandées en courant tel que montré sur la Figure 2-27, qui donne le modèle implanté de la matrice des impédances. Les valeurs des résistances constituent les gains des sources de tension commandées.

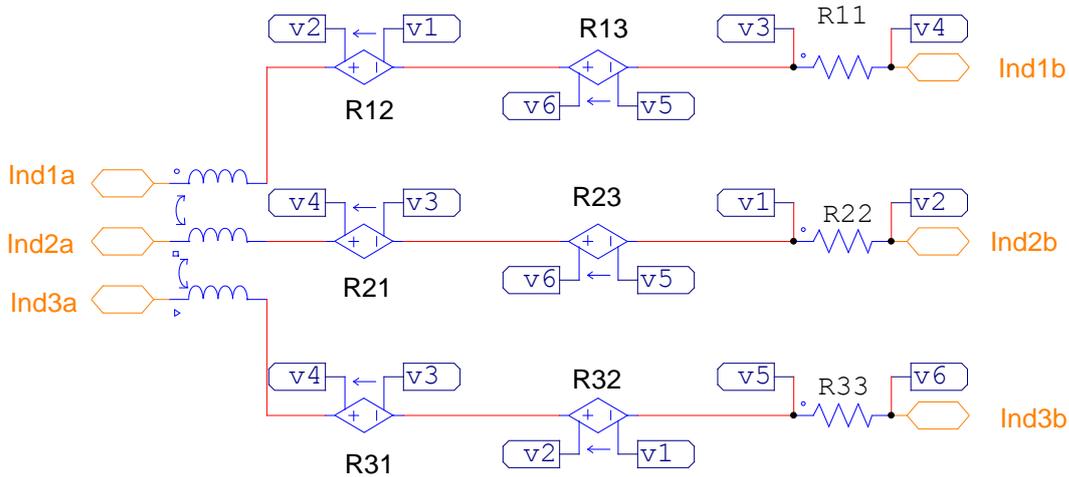


Figure 2-27 : Modèle des inducteurs ne prenant pas en compte l'asymétrie de la matrice

Ce modèle n'autorise l'implantation que des trois paramètres de couplage L_{12} , L_{13} , L_{23} en plus des inductances propres L_{11} , L_{22} , L_{33} des inducteurs. Dans le cas où $L_{ik} \neq L_{ki}$, ce modèle est insuffisant pour la prise en compte de l'asymétrie de la matrice calculée par la PE.

L'implantation des termes $L_{ik} \neq L_{ki}$ est possible en reconsidérant l'écriture (2-28) qui donne l'exemple de la partie réactive de l'inducteur 1.

$$v_1 = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} + L_{13} \frac{di_3}{dt} = e_1 + e_{12} + e_{13} \quad (2-28)$$

Les termes e_{12} et e_{13} sont les tensions locales induites dans l'inducteur 1, par la circulation de courant i_2 et i_3 dans les inducteurs correspondants. L'écriture (2-28) est implantée dans PSim® par le circuit de la Figure 2-28 qui met en présence, des sources de tension de gain L_{12} et L_{13} commandées par les tensions di_2/dt et di_3/dt délivrées par des blocs dérivateurs.

Le terme e_1 est représenté par l'inductance L_{11} parcourue par le courant i_1 .

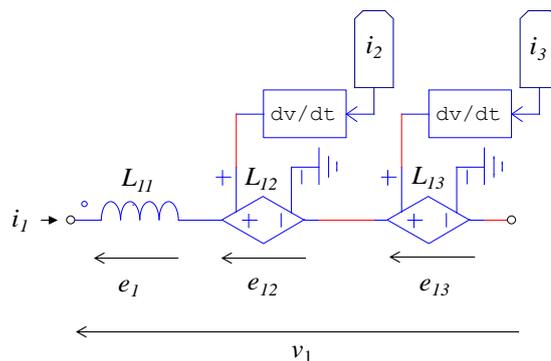


Figure 2-28 : modèle de la partie réactive de l'inducteur 1

Le modèle définitif des inducteurs est présenté sur la Figure 2-29.

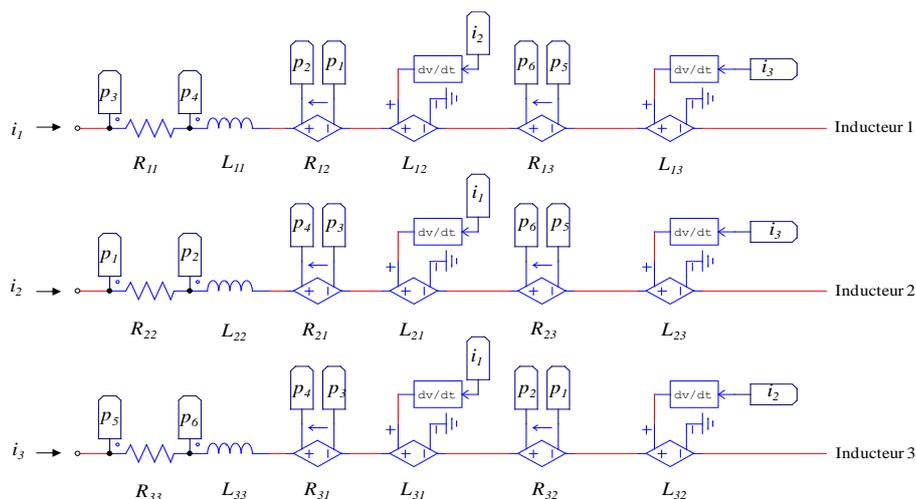


Figure 2-29 : modèle des inducteurs avec prise en compte de l'asymétrie de la matrice des impédances

2.5.1.3 Simulation des courants et tensions du système commandé en boucle ouverte

L'implantation des paramètres de réglage rappelés dans le Tableau 2-18 conduit aux courants des inducteurs et des onduleurs des Figure 2-30 à Figure 2-32.

Onduleur	α (°)	δ (°)	Condensateurs (μF)
1	30,0	74,6	402
2	69,6	26,9	233
3	79,3	17,8	130
Is (A)		86,7	

Tableau 2-18 : paramètres de réglage implantés dans PSim®

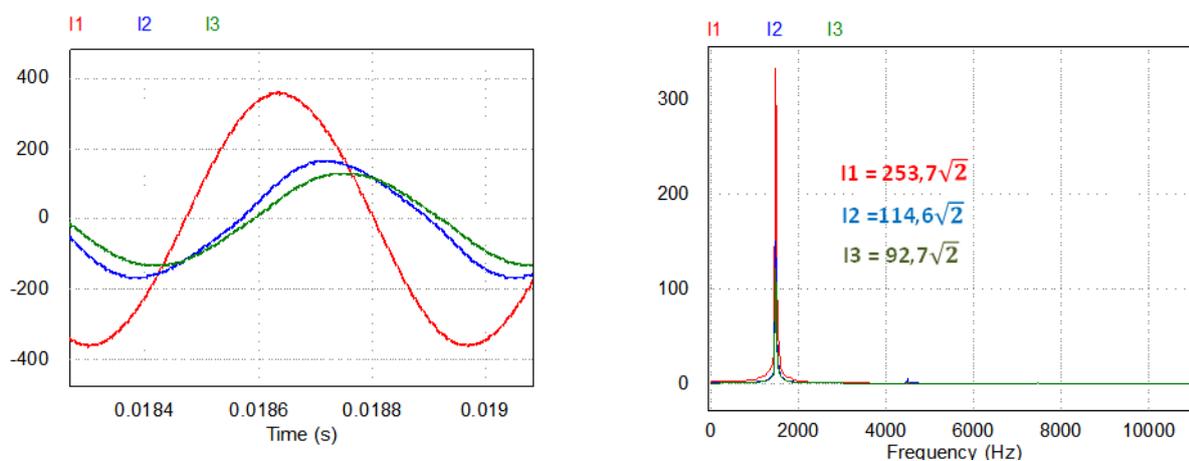


Figure 2-30 : Evolution temporelle des amplitudes des courants des inducteurs (gauche) ; FFT sur les valeurs efficaces des courants des inducteurs (droite)

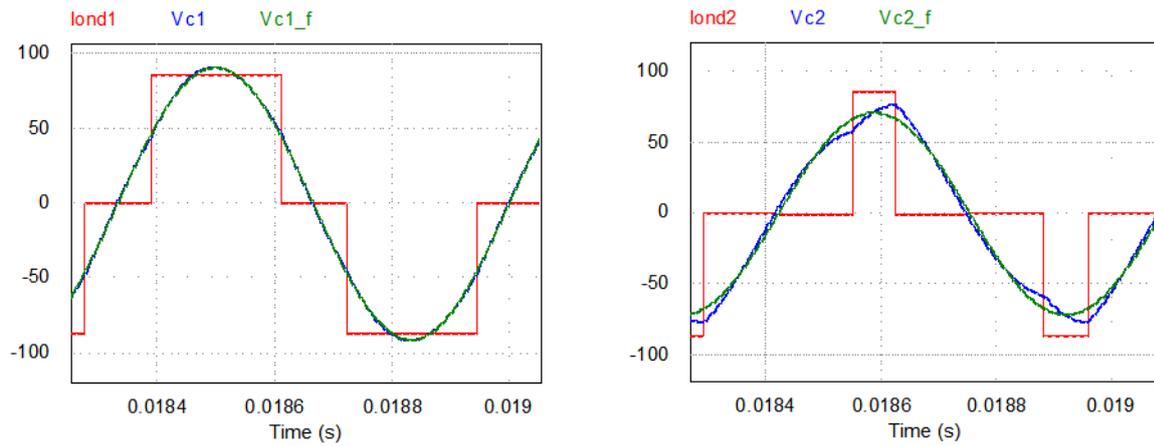


Figure 2-31 : fondamental de la tension en phase avec le fondamental des courants onduleurs 1 et 2

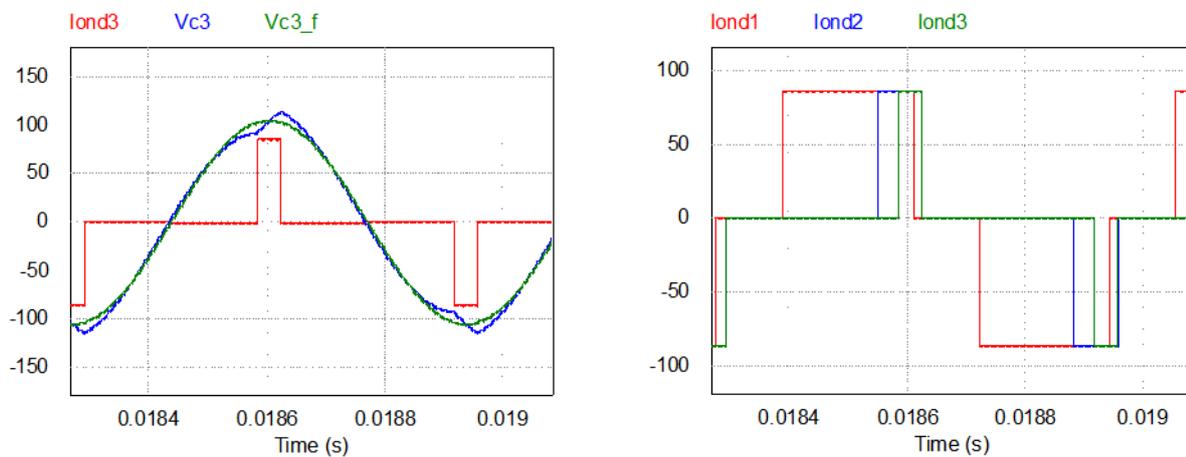


Figure 2-32 : fondamental de la tension en phase avec le fondamental du courant carré et l'onduleur 3 (gauche) ; superposition des courants carrés des trois onduleurs (droite)

Le Tableau 2-19 donne les valeurs efficaces et des déphasages des fondamentaux des courants des inducteurs, comparées aux consignes.

	Inducteur1		Inducteur2		Inducteur3	
	I_1 (A)	φ_{11} (°)	I_2 (A)	φ_{21} (°)	I_3 (A)	φ_{31} (°)
Consignes	253,9	0	114,8	-49,4	92,7	- 63,2
simulés	253,7	0	114,6	-49,5	92,7	-63,3
Différences (%)	-0,08%	0	-0,09%	0,20%	0,00%	0,16%

Tableau 2-19 : valeur efficaces des courants simulés des inducteurs

Le Tableau 2-20 indique les valeurs des harmoniques et de faibles taux de distorsion.

	Inducteur 1	Inducteur 2	Inducteur 3
h1	253,7	114,6	92,7
h3	1,3	5,6	1,7
h5	0,6	1,1	0,7
THD	0,37%	4,87%	1,89%

Tableau 2-20 : valeur efficaces des harmoniques des courants des inducteurs

Les courants des inducteurs présentent de très faibles distorsions harmoniques. Nous avons annoncé au début de ce chapitre que nous ne recherchons pas systématiquement la commutation douce. Nous nous intéressons néanmoins aux mécanismes de commutation qui s'opèrent dans les interrupteurs. La Figure 2-33 montre l'exemple des courbes des tensions et courants des interrupteurs de l'onduleur 1.

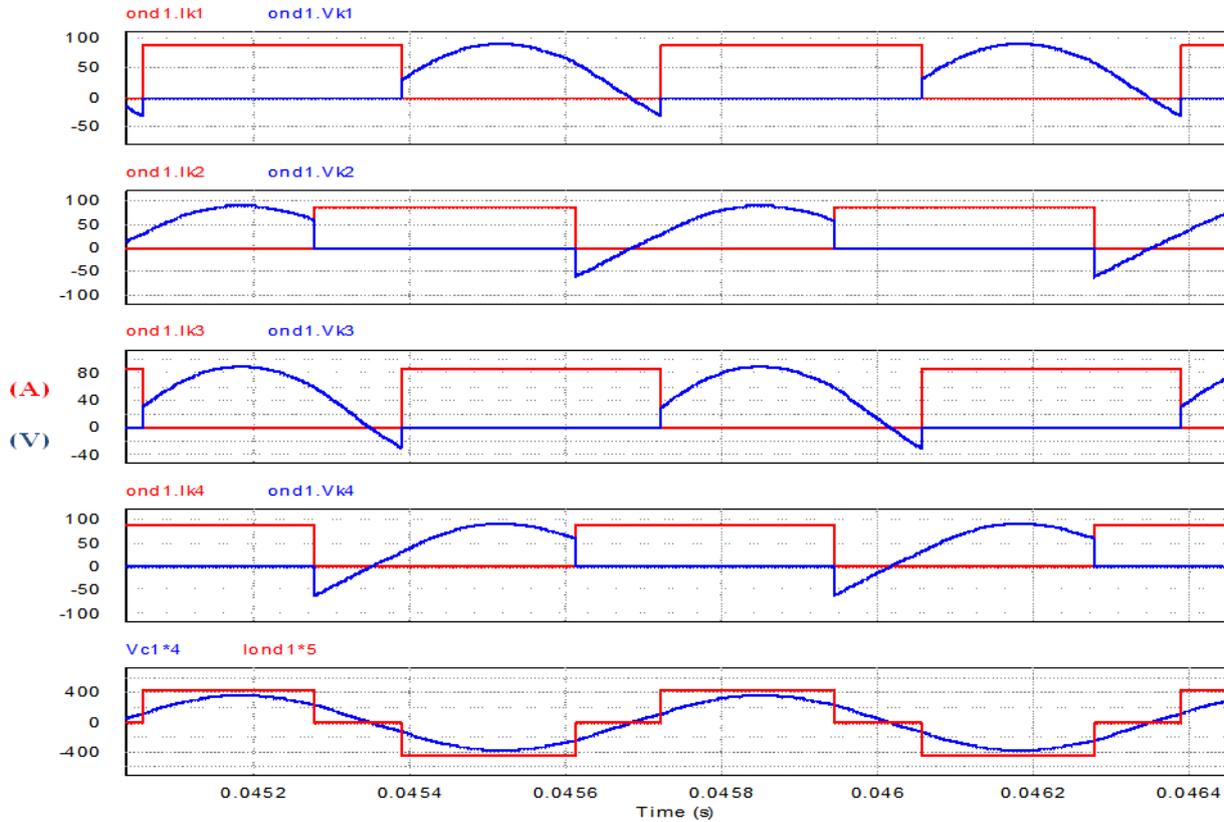


Figure 2-33 : exemple des courants et tension des interrupteurs de l'onduleur 1

Les comportements des interrupteurs sont deux à deux identiques dans une cellule de commutation. Ainsi, les courbes de k_1 sont les mêmes que celles de k_3 et idem pour les interrupteurs k_2 et k_4 . En s'intéressant aux interrupteurs k_1 et k_2 , nous avons les caractéristiques courant – tension suivantes.

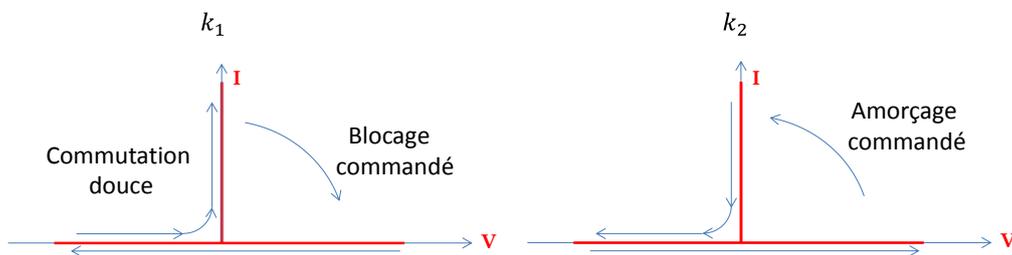


Figure 2-34 : caractéristique courant – tension des interrupteur k_1 et k_2 de l'onduleur 1

Avec ce mode de commutation, l'interrupteur k_1 est donc naturellement dans les conditions de commutation douce contrairement à l'interrupteur k_2 . Le prochain point concerne le comportement thermique du système pour les courants du Tableau 2-19.

2.5.1.4 Obtention des densités de puissance dans le logiciel PSim®

Ce point concerne l'implantation dans PSim® de la relation (2-29) de la densité de puissance injectée dans le disque de tôle en tout point r.

$$Dp(r_i, X) = \rho \left[\left(\sum_{k=1}^3 (f_{kR}(r_i, X)I_{kR} - f_{kI}(r_i, X)I_{kI}) \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^3 (f_{kR}(r_i, X)I_{kI} + f_{kI}(r_i, X)I_{kR}) \right)^2 \right] = \rho [J_R^2(r_i, X) + J_I^2(r_i, X)] \quad (2-29)$$

L'exploitation de cette équation requiert de disposer des parties réelles et imaginaires des courants des inducteurs qui constituent les entrées du bloc de la Figure 2-35. La décomposition des courants dans le plan complexe est décrite au paragraphe §2.5.1.4.1.

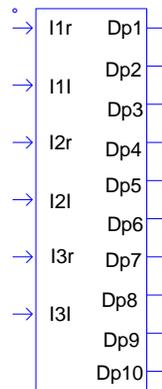


Figure 2-35 : Bloc de calcul des densités de puissance

Les dix sorties du bloc de calcul de la densité de puissance correspondent aux dix thermocouples disposés sur le rayon du disque de tôle aux abscisses $r_i |_{i=1,2,\dots,10}$. La densité de puissance en ces points est calculée grâce à la connaissance des valeurs des fonctions de distribution des courants induits (Figure 2-9). Ces fonctions sont approximées à des polynômes de degré 9 et codées en langage C. Il est donc simple de déterminer leurs valeurs et de calculer les densités de puissance aux positions des thermocouples.

2.5.1.4.1 Obtention des parties réelles et imaginaires des courants des inducteurs

Les parties réelles et imaginaires des fondamentaux des courants des inducteurs ne sont pas naturellement disponibles dans notre modèle PSim®, elles seront obtenues en les mélangeant à des signaux sinus et cosinus puis par filtrage. Il est rappelé que ces courants sont référencés par rapport au courant i_1^1 du premier inducteur.

L'expression générale des courants des inducteurs est donnée ci-après.

$$i_k^1 = I_k^1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{k,1}^1) \quad (2-30)$$

En multipliant les courants (2-30) par un signal sinus, nous obtenons la relation (2-31) qui contient la partie réelle $I_k^1 \cdot \cos(\varphi_{k,1}^1)$ des courants i_k^1 .

$$\begin{aligned} i_k^1 \cdot \sin(\omega t) &= I_k^1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{k,1}^1) \cdot \sin(\omega t) \\ &= \frac{I_k^1}{2} \cos(\varphi_{k,1}^1) + \frac{I_k^1}{2} [\sin(2\omega t) \cdot \cos(\varphi_{k,1}^1) + \cos(2\omega t) \cdot \sin(\varphi_{k,1}^1)] \end{aligned} \quad (2-31)$$

En multipliant les courants (2-30) par un signal cosinus, nous obtenons la relation (2-32) qui contient cette fois, la partie imaginaire $I_k^1 \cdot \sin(\varphi_{k,1}^1)$ des courants i_k^1 .

$$\begin{aligned} i_k^1 \cdot \cos(\omega t) &= I_k^1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{k,1}^1) \cdot \cos(\omega t) \\ &= \frac{I_k^1}{2} \sin(\varphi_{k,1}^1) + \frac{I_k^1}{2} [\sin(2\omega t) \cdot \cos(\varphi_{k,1}^1) + \cos(2\omega t) \cdot \sin(\varphi_{k,1}^1)] \end{aligned} \quad (2-32)$$

Il suffit ensuite de filtrer les composantes de pulsation 2ω pour récupérer les parties réelles et imaginaires [66]. Il nous faut cependant disposer d'un circuit qui permet de générer les signaux sinus et cosinus de même phase que le courant I_1^1 de l'inducteur 1. Nous choisissons à cet effet une boucle de verrouillage de phase (PLL) [67] dont le circuit est présenté sur la Figure 2-36.

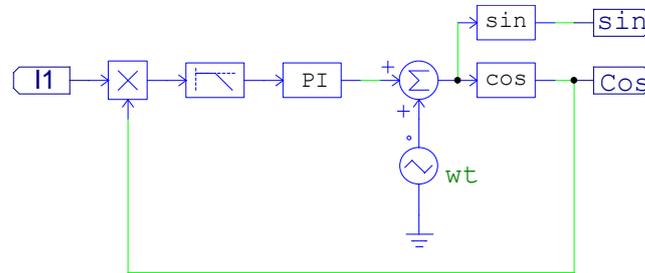


Figure 2-36 : Boucle à verrouillage de phase PLL

Le fonctionnement de cette boucle est basé sur la détection d'un écart de phase entre le courant I_1^1 et le signal sinus généré par la dite boucle. Par analogie à l'équation (2-32), nous obtenons le produit (2-33) à l'entrée du filtre passe bas de la Figure 2-36.

$$\begin{aligned} i_k \cdot \cos(\omega t + \varphi) &= I_k^1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{k,1}^1) \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ &= \frac{I_k^1}{2} \sin(\varphi_{k,1}^1 - \varphi) \\ &\quad + \frac{I_k^1}{2} [\sin(2\omega t) \cdot \cos(\varphi_{k,1}^1 + \varphi) + \cos(2\omega t) \cdot \sin(\varphi_{k,1}^1 + \varphi)] \end{aligned} \quad (2-33)$$

où φ désigne le déphasage du signal sinus relatif au courant I_1^1 .

Le filtre basse bas élimine les composantes de pulsation 2ω , ce qui permet d'avoir une image de l'écart entre la phase du signal sinus et celle du courant i_1^1 à la sortie du filtre. Le correcteur PI

fournit alors la phase additionnelle à l'angle ωt permettant la mise en phase. Les paramètres des différents éléments du circuit de la PLL sont donnés ci-après dans le Tableau 2-21.

Filtre passe bas	
Gain	$K = 1$
Fréquence de coupure	$f_c = 40 \text{ Hz}$
Bande passante	$\Delta f = 200 \text{ Hz}$
Amortissement	$\xi = 0,7$
Paramètres du correcteur PI	
Gain	$K_i = 1$
Constante de temps	$\tau_i = 0,005\text{s}$

Tableau 2-21 : paramètres du correcteur PI de la PLL

La Figure 2-37 montre l'asservissement de fréquence et de phase du signal sinus. Nous multiplions le signal sinus par l'amplitude 358 pour avoir le même ordre de grandeur que l'amplitude du courant I_1^1 de l'inducteur 1.

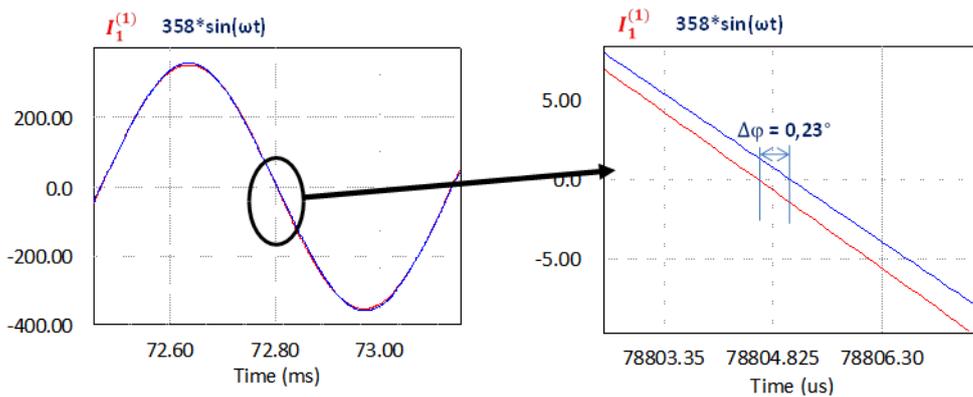


Figure 2-37 : asservissement du signal sinus au courant I_1^1 avec la PLL (gauche) et déphasage entre le signal sinus et le courant I_1^1 (droite)

Le déphasage obtenu de $0,23^\circ$ en régime permanent est relativement faible par rapport aux valeurs des angles de déphasage φ . Il en résulte une valeur moyenne de $-0,0037 \text{ A}$ de la composante imaginaire I_{1i} du courant I_1^1 de l'inducteur 1.

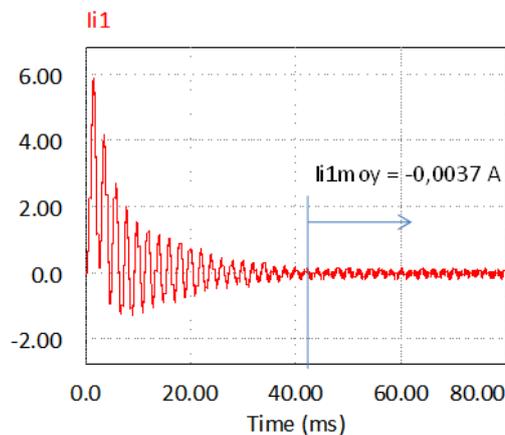


Figure 2-38 : Valeur moyenne de la partie imaginaire du courant I_1^1 de l'inducteur 1

Cette valeur de la composante imaginaire est satisfaisante puisque que nous attendions une valeur nulle car la référence des phases des grandeurs électriques du système est prise sur I_1^1 .

Le léger déphasage de $0,23^\circ$ est probablement dû à la présence des harmoniques qui malgré leurs faibles valeurs déforment le courant I_1^1 . Le pas de calcul est également en cause car la valeur de $I_{1i} = -0,0037$ A (Figure 2-38) correspond à un pas de calcul de 10^{-7} s. Lorsque ce dernier est pris à 10^{-6} s, la valeur de I_{1i} passe à $-0,0065$ A pour un déphasage de $0,5^\circ$. Nous ne nous préoccupons pas du régime transitoire qui est ici de l'ordre de 40ms, car il est négligeable vis-à-vis des constantes de temps de température (de l'ordre de 3 minutes) et des temps de simulation que nous considérons pour suivre l'évolution des températures.

2.5.1.4.2 Densités de puissance simulées

Nous nous intéressons aux densités de puissance résultant de la circulation des courants induits, exactement aux points de mesures des températures. Nous rappelons qu'en émettant l'hypothèse qu'il n'y a aucune perturbation extérieure, le profil de distribution des densités de puissance est le même que celui des températures car le chauffage est statique.

La Figure 2-39 donne l'évolution des densités de puissance simulées pour les courants optimaux (Tableau 2-14). Ces courants correspondent à une consigne de densité de puissance de 10MW/m^3 .

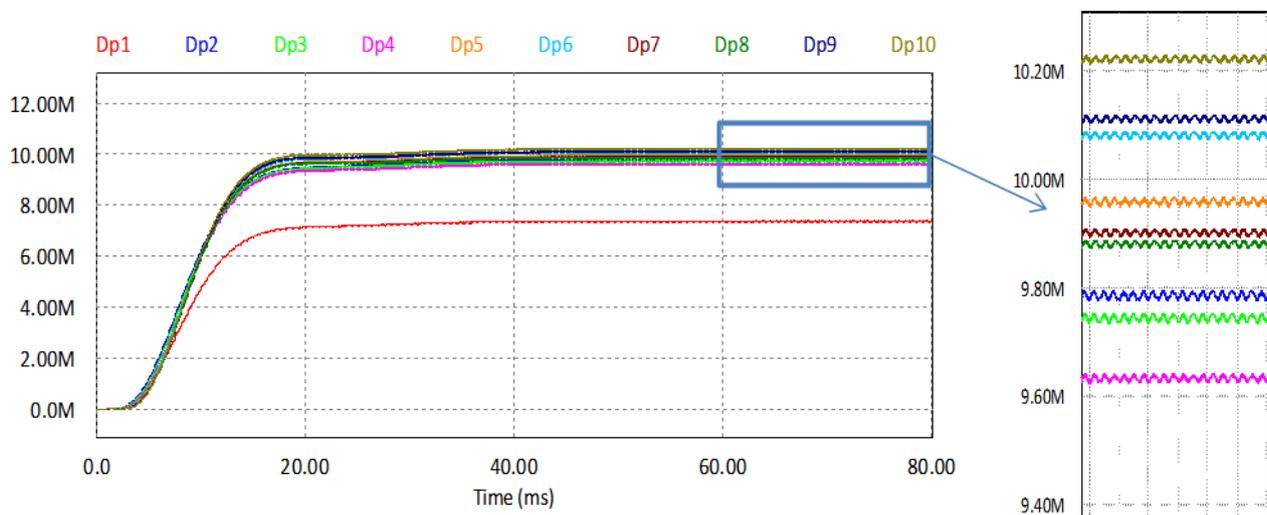


Figure 2-39 : évolution des densités de puissance

Les valeurs des densités de puissances simulées dans PSim® et celles calculées dans Matlab® sont comparées dans le Tableau 2-22.

	Position des thermocouples par rapport au centre de la tôle (m)	Dp calculées dans Matlab® (MW/m³)	Dp Simulées dans Psim® (MW/m³)	Différences (%) par rapport à Matlab®
r1	0,08	7,64	7,37	-3,50%
r2	0,12	10,13	9,78	-3,40%
r3	0,16	10,04	9,74	-3,00%
r4	0,2	9,83	9,63	-2,10%
r5	0,24	10,08	9,95	-1,20%
r6	0,28	10,14	10,08	-0,60%
r7	0,32	9,92	9,9	-0,20%
r8	0,36	9,86	9,88	0,20%
r9	0,4	10,07	10,11	0,40%
r10	0,42	10,17	10,22	0,50%

Tableau 2-22 : comparaison des densités de puissance simulées dans PSim et celles calculées dans Matlab

Nous rappelons que l'optimisation des courants des inducteurs conduit à une dispersion des densités de puissance que nous retrouvons à quelques erreurs près, dans les résultats de simulation du logiciel PSim®. Cependant les densités de puissance convergent toutes vers la consigne de 10 MW/m³ à l'exception de Dp(r1) qui s'en trouve éloignée. Cet éloignement de Dp1 s'explique par l'optimisation du profil de température.

En effet, les courants des inducteurs ont été obtenus pour une répartition homogène de température pour les abscisses $r > r_{min} = 0,1m$ (Cf. recherche de r_{min} , page 95) or la valeur de $r1 = 0,08m$ est plus petite que l'abscisse r_{min} . Nous rappelons qu'il n'est pas possible de chauffer le centre du disque du fait de la configuration actuelle de type 'Pan Cake' des inducteurs.

La Figure 2-40 superpose le profil simulé dans PSim® et celui calculé dans Matlab®.

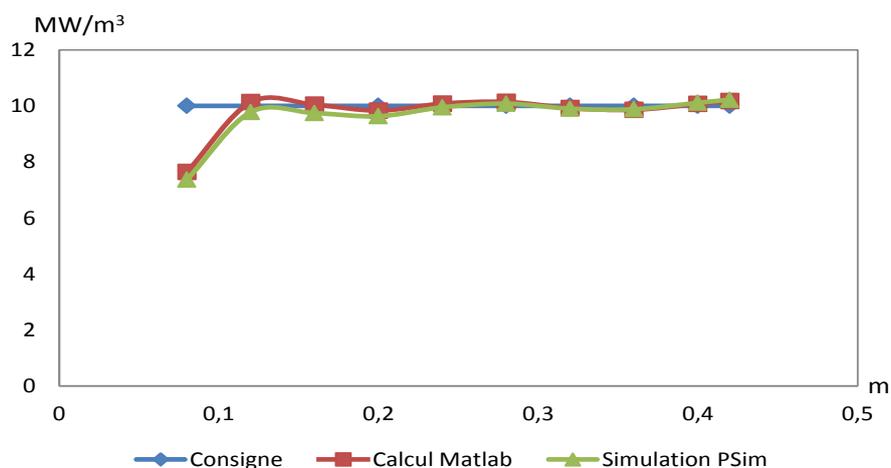


Figure 2-40 : profil de densité de puissance simulé et profil calculé dans Matlab®

Les faibles erreurs (3,5%) des résultats PSim® par rapport aux calculs dans Matlab®, sont dues aux erreurs introduite par la PLL qu'il est difficile d'évaluer sur les densités de puissance et au caractère non parfaitement optimal des réglages des angles de commande. En effet, les profils de densités de puissance ne se superposent pas rigoureusement, notamment vers le centre du disque de tôle. Les exigences du cahier des charges sur la qualité de chauffage fixent la tolérance du chauffage à 2% pour le système à 6 phases [18]. Dans le cas de notre système 3 phases, nous obtenons une erreur maximale de 3,70 %, relative à la consigne.

Le Tableau 2-23 donne les erreurs calculées correspondant au calcul dans Psim® et Matlab®.

Erreur des simulations par rapport à la consigne de 10 MW/m ³				
Psim®			Matlab®	
Abscisses sur le rayon (m)	Densités de puissances dans PSim (MW/m ³)	Erreurs de PSim / consigne	Densités de puissances dans PSim (MW/m ³)	Erreurs de PSim / consigne
r1 = 0,08	7,37	-26,30%	7,64	-23,60%
r2 = 0,12	9,78	-2,20%	10,13	1,30%
r3 = 0,16	9,74	-2,60%	10,04	0,40%
r4 = 0,20	9,63	-3,70%	9,83	-1,70%
r5 = 0,24	9,95	-0,50%	10,08	0,80%
r6 = 0,28	10,08	0,80%	10,14	1,40%
r7 = 0,32	9,9	-1,00%	9,92	-0,80%
r8 = 0,36	9,88	-1,20%	9,86	-1,40%
r9 = 0,40	10,11	1,10%	10,07	0,70%
r10 = 0,42	10,22	2,20%	10,17	1,70%

Tableau 2-23 : erreurs des simulations relative à la consigne

La difficulté à chauffer le centre de la charge disparaît avec le nouvel inducteur qui dispose de six phases et dans lequel la pièce défile. En effet, le champ magnétique est toujours nul au centre, mais le déplacement permet d'exposer la partie centrale du matériau à d'autres valeurs du champ magnétique lors du déplacement. Ce nouvel inducteur est optimisé [18] pour une meilleure répartition des profils de densité de puissance.

Nous présentons ce système dans le chapitre 4 de cette thèse. Le système 3 phases nous sert de démonstrateur pour valider la faisabilité théorique du chauffage de matériau par le seul contrôle des courants des inducteurs. L'étude du système 3 phases s'inscrit dans la perspective de la construction d'un générateur 6 bobines dont les principes de modélisation, de commande et d'alimentation restent les mêmes.

2.5.2 Modèle thermique du système 3 phases

Nous décrivons dans cette partie, la construction du modèle qui permet de simuler l'évolution des températures correspondant aux densités de puissances dissipées dans le disque de tôle.

2.5.2.1 Calcul des températures

Nous avons partitionné le disque de tôle en 10 anneaux concentriques comme le montre la Figure 2-41.

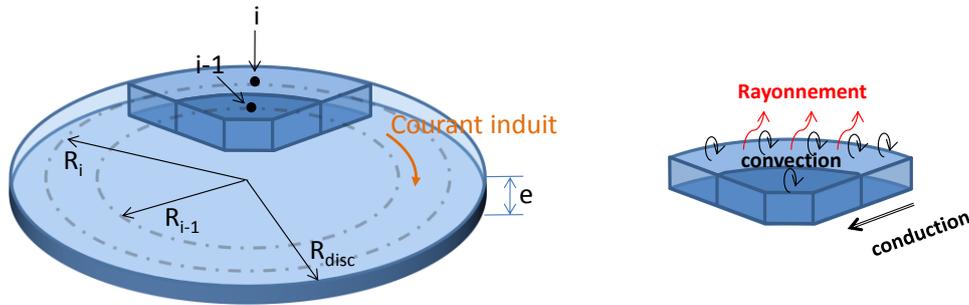


Figure 2-41 : Partitionnement du disque de tôle pour l'étude thermique

L'analyse est portée sur le comportement thermique d'un anneau. La température de l'anneau est obtenue en résolvant l'équation (2-34) de chaleur [68]. Cette équation traduit l'apport d'énergie au disque de tôle en présence de pertes dues aux échanges thermiques avec l'environnement et prend en compte les phénomènes liés à la convection, la conduction et le rayonnement. Elle suppose la résistivité uniforme et la température homogène autour des points de mesure par les thermocouples. Nous avons placé 10 thermocouples conformément aux expérimentations faites sur la maquette. Les caractéristiques des thermocouples sont présentées en annexe.

Le facteur 2 devant le coefficient de convection h traduit la prise en compte des deux faces du disque. En toute rigueur, il existe de petites variations de h suivant l'échange vers le haut ou vers le bas mais par simplification, nous prenons le même.

Les termes en λ traduisent les échanges par conduction avec l'anneau concentrique intérieur (terme en r_{i-1}) et l'anneau concentrique extérieur (terme en r_{i+1}) avec $m = \rho V$.

$$P = mc \frac{d\theta}{dt} + 2hS(\theta - \theta_a) - \frac{2\pi\lambda e}{\ln(r_i/r_{i-1})}(\theta_i - \theta_{i-1}) - \frac{2\pi\lambda e}{\ln(r_{i+1}/r_i)}(\theta_i - \theta_{i+1}) + 2\sigma\epsilon S(\theta_i^4 - \theta_a^4) \quad (2-34)$$

Nous ne prenons pas en compte les échanges dus à la surface latérale car l'épaisseur du disque est faible (1mm). La densité de puissance (2-35) est obtenue en rapportant l'écriture (2-34) au volume V de l'anneau à chauffer.

$$Dp = \frac{P}{V} = \rho c \frac{d\theta}{dt} + \frac{2h}{e} (\theta_i - \theta_a) - \frac{2\lambda}{(r_i^2 - r_{i-1}^2) \ln(r_i/r_{i-1})} (\theta_i - \theta_{i-1}) - \frac{2\lambda}{(r_{i+1}^2 - r_i^2) \ln(r_{i+1}/r_i)} (\theta_i - \theta_{i+1}) + \frac{2\sigma\varepsilon}{e} (\theta_i^4 - \theta_a^4) \quad (2-35)$$

Avec :

- P : puissance (W)
- c : 500 J/ Kg /°C, chaleur thermique massique de l'acier inox.
- S : la surface d'une face du disque (m²)
- m : la masse d'un anneau du disque (Kg)
- θ : la température du disque (°C)
- θ_a : température ambiante (°C)
- V : volume du disque (m³)
- ρ : 7850 Kg/m³, masse volumique de l'acier
- e : 1mm, épaisseur du disque de tôle
- r_i : abscisse sur le rayon (m)
- h : 10 W/m²/°C coefficient d'échange convectif

Après linéarisation de l'équation (2-35), les températures des points de mesures sont fournies par la relation (2-36) où $p = j\omega$ est l'opérateur de Laplace.

$$\theta_i = \frac{1}{C + A + B} [Dp(r_i) + A\theta_{i-1} + B\theta_{i+1} + C\theta_a] \frac{1}{1 + \tau p} \quad (2-36)$$

Les expressions détaillées des coefficients de l'expression (2-36) sont données ci-après.

$$A = \frac{2\lambda}{(r_i^2 - r_{i-1}^2) \ln(r_i/r_{i-1})} \quad (2-37)$$

$$B = \frac{2\lambda}{(r_i^2 - r_{i+1}^2) \ln(r_{i+1}/r_i)} \quad (2-38)$$

$$C = \frac{2h + 8\sigma\varepsilon\theta_m^3}{e} \quad (2-39)$$

L'écriture (2-40) permet de calculer la constante de temps des températures qui dépend des coefficients d'échange convectif, de conduction thermique et de rayonnement du matériau.

$$\tau = \frac{\rho c}{C + A + B} \quad (2-40)$$

Le schéma-bloc en résultant est donné par la Figure 2-42.

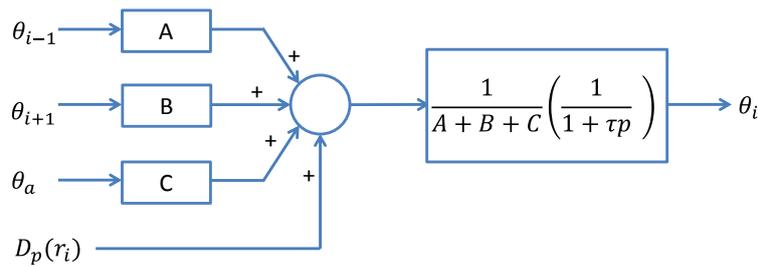


Figure 2-42: Schéma bloc du calcul de la température dans PSIM

Nous utilisons le circuit de la Figure 2-44 pour l'implantation de variation de la constante de temps de la fonction de transfert du premier ordre de la Figure 2-42. Les coefficients A, B et C sont implantés et calculés par un code écrit en langage C grâce au module C bloc de PSim. Nous explicitons son fonctionnement Figure 2-43 qui est équivalente à une fonction du premier ordre.

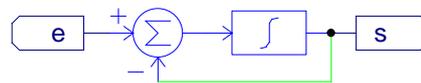


Figure 2-43 : fonction de transfert du premier ordre

Ce circuit diffère du bloc classique par la possibilité d'inscrire les conditions initiales dans le bloc intégrateur, ce qui conduit alors à la transmittance (2-41) avec une température initiale de 20°C.

$$\frac{S}{e} = \frac{1/\tau p}{1 + 1/\tau p} = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (2-41)$$

Nous faisons ensuite une multiplication par l'inverse de la constante de temps τ , cf Figure 2-44.

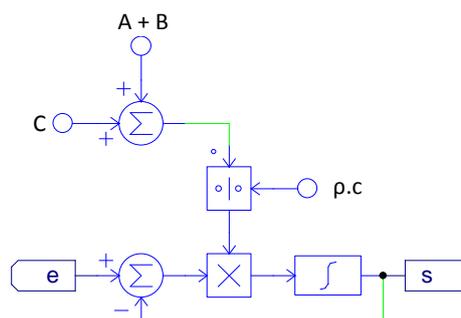


Figure 2-44 : prise en compte des variations de la constante de temps

Dans le paragraphe suivant, nous essayerons de quantifier l'influence des variations induites sur les paramètres et/ou sur les résultats, par l'évolution des températures.

2.5.2.2 Influence de la température sur les variations paramétriques

A ce stade de l'étude, il peut sembler intéressant d'évaluer l'influence de la température sur les paramètres du système. Cette question importante, dont la réponse est loin d'être simple et immédiate, est assez peu abordée dans la littérature. En plus de la constante de temps (2-39) qui est directement liée à la valeur moyenne des températures, il existe d'autres variations, notamment celle de la résistivité, de la perméabilité magnétique ou de la capacité calorifique. Comme le décrivent les expressions (2-5) des termes de la matrice des impédances cf. paragraphe §2.2.2.1, cette dernière subit l'influence des variations de la résistivité par le biais de la résistance de la tôle et des inducteurs eux-mêmes. Les variations de la résistivité sont fonction de la température et peuvent perturber le profil des températures. Un exemple de variation du profil des températures, lié à la variation de la résistivité et simulé dans [15], est présenté sur la Figure 2-45.

Nous précisons que l'atteinte d'un profil de température est fortement dépendante de la maîtrise des paramètres physiques du matériau chauffé. En effet, tel qu'explicité dans [15] qui traite du chauffage à flux transverse biphasé, la prise en compte de l'influence de la température sur la résistivité du matériau, sa conductivité et sa perméabilité magnétique est nécessaire. La Figure 2-45 tirée de [15] montre l'exemple de l'influence de la résistivité dans la modélisation.

Elle présente deux cas selon que la résistivité est considérée constante ou comme une fonction de la température, dans le cas d'inducteur(s) alimentés par source(s) de courant contrôlée(s). Il existe également des variations induites par la perméabilité magnétique qu'il faut prendre en compte en cas de chauffage de matériau magnétique. Nous ne nous y intéressons pas car le matériau objet du chauffage de cette étude est amagnétique.

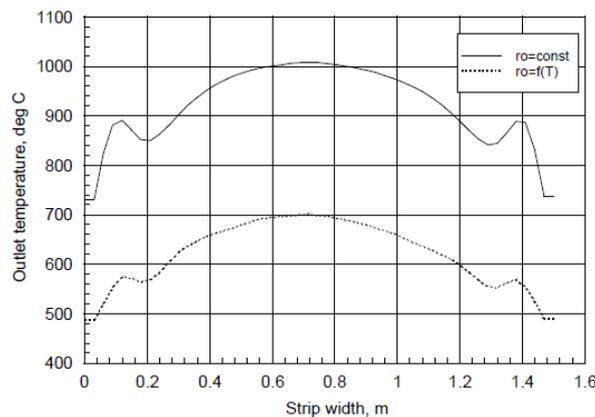


Figure 2-45 : exemple de profil de température en sortie du système [15] suivant que la résistivité est constante ou non

Cet exemple démontre qu'une bonne connaissance de la variation de la résistivité est nécessaire pour une bonne simulation du procédé. Il existe pourtant d'autres travaux [69] portant sur l'influence de la température, qui montrent que les variations induites dépendent des températures atteintes. En effet, dans [69] qui traite du chauffage par induction domestique, il est montré qu'en dessous de 250°C, l'effet des variations de la résistivité est négligeable.

Pour notre part, nous avons montré dans [70] que sur la plage de température de 20°C à 400 °C que nous ne dépasserons pas pour le moment, les effets de la variation de la résistivité sont négligeables ou tout du moins sont en quelque sorte compensés par la variation du module des fonctions image. Celui-ci baisse en effet avec l'augmentation de la température, d'après les résultats issus de Flux2D® et présentés sur la Figure 2-46 pour la phase 1. Les autres images pour les deux autres phases seront présentées en annexe.

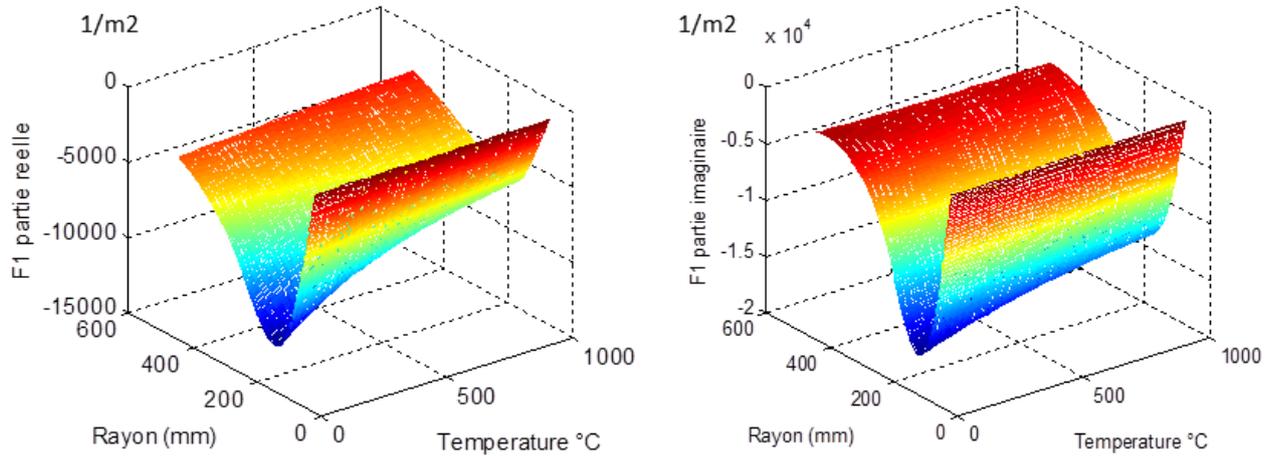


Figure 2-46 : exemple de variations des parties réelles et imaginaires des fonctions images des courants induits de l'inducteur 1

Par ailleurs, il est possible de tracer les variations des termes de la matrice des impédances en fonction de la température, qui intervient dans la résistivité et donc dans le terme R_4 . Ces variations sont non linéaires et différentes selon les termes. La Figure 2-47 met en évidence des variations non monotones pour les parties réelles et imaginaires des termes Z_{11} et Z_{12} . Les autres variations sont disponibles en annexe.

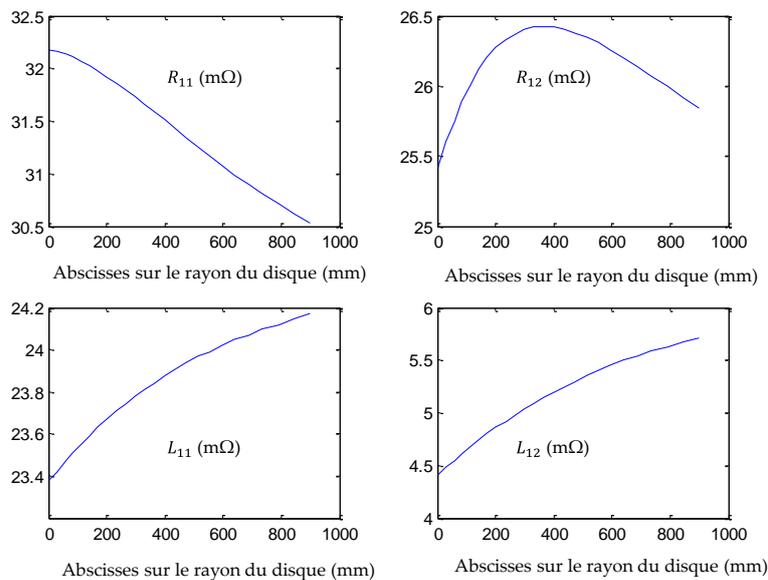


Figure 2-47 : influence de la température sur les parties réelle et imaginaire des termes Z_{11} et Z_{12} de la matrice impédance

En conclusion, une simulation complète des effets des variations paramétriques dans un premier modèle [82] (qui reste à valider complètement), conduit aux résultats de la Figure 2-48.

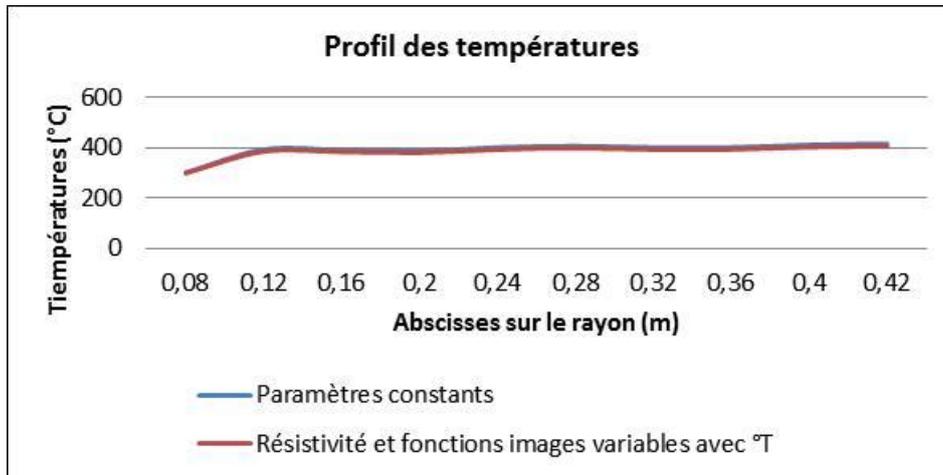


Figure 2-48 : influence de la température sur le profil de température

Cette dernière figure montre des profils des températures pratiquement identiques.

Nous considérons finalement que la température induit des variations paramétriques que nous considérerons comme négligeables dans cette présente étude. A n'en pas douter cependant, une étude plus fine de ces phénomènes fait partie des perspectives de notre travail. Nous avons par ailleurs vérifié en simulation que la conduction n'influence pas le profil plat des températures pour un chauffage de courte durée.

Afin de vérifier les simulations, nous avons reporté les conditions expérimentales dans les simulations et comparé les simulations aux expérimentations. Nous présentons les résultats dans le paragraphe suivant.

2.5.2.3 Résultats de simulation des températures et comparaison aux expérimentations

Nous avons fait plusieurs simulations correspondant aux différents cas listés ci-après :

- La prise en compte de la convection seule,
- la prise en compte de la convection et de la conduction,
- la prise en compte de la convection, de la conduction et du rayonnement.

Les résultats qui sont présentés dans cette partie concernent la recherche de l'uniformité de répartition des températures correspondant aux courants des inducteurs rappelés dans le Tableau 2-24 où nous comparons les résultats de simulation et ceux de l'expérimentation. Ces courants ont été calculés dans le paragraphe §2.3.2.

	Valeurs efficaces (A)	Déphasages (°)
Inducteur 1	253,7	0
Inducteur 3	114,8	-49,4
Inducteur 3	92,7	-63,2

Tableau 2-24 : rappel des courants optimisés pour l'obtention d'une répartition homogène de température.

Le tableau rappelle les paramètres du disque de tôle implantés dans le logiciel PSim®.

C	Chaleur massique spécifique	500	J.kg ⁻¹ .K ⁻¹
λ	Coefficient de conductivité thermique	15	W.m ⁻¹ .K ⁻¹
σ	Constante de Stefan-Boltzmann	5,67 10 ⁻⁸	W.m ⁻² .K ⁻⁴
ρ	Masse volumique	7850	kg.m ⁻³
h	Coefficient de convection	10	W.m ⁻² .K ⁻¹
ε	Coefficient d'émissivité	0,63	
μ	Perméabilité magnétique	1	
e	Epaisseur du disque	0,001	m
R _{disc}	Rayon du disque	0,425	m

Tableau 2-25 : caractéristiques thermiques et mécaniques du disque de tôle

En toute rigueur, la chaleur massique spécifique C n'est pas parfaitement constante mais nous la considérons comme telle. La masse volumique peut également être sujette à des variations lors de la dilation des métaux. Une étude [71] a été faite dans le sens de la détermination de l'influence des paramètres, conductivité et rayonnement sur l'évolution des températures. Nous avons ainsi mis en évidence que les effets de la conductivité sont négligeables sur l'évolution des températures.

La constante de temps des températures est calculée à l'aide de l'expression (2-42).

$$\tau = \frac{\rho c}{C + A + B} \quad (2-42)$$

En considérant la conduction nulle ($\lambda = 0$) et le coefficient C de l'équation (2-39), nous obtenons une constante de temps $\tau = 3 \text{ mn } 16 \text{ s}$. Ce temps est relativement long à simuler dans le logiciel PSim®. Pour contourner cette difficulté, nous divisons la constante de temps par 60. Ainsi, à l'affichage des températures, la seconde correspondra à la minute.

Les résultats que nous obtenons sont présentés sur les figures suivantes et correspondent tous à l'injection d'une densité de puissance de 10MW/m³. Ces températures correspondent aux courants optimaux des inducteurs (cf. Tableau 2-14) pour le chauffage homogène d'un disque de tôle. Nous superposons les trois profils correspondant aux différents cas annoncés en début de paragraphe, sur la Figure 2-50.

Les résultats obtenus nous permettent de valider le modèle et de nous assurer des termes contributeurs et dominants dans l'équation de chaleur. Il nous est ainsi possible d'alléger davantage le modèle qui présente déjà des temps de simulation de moins d'une heure contre 2 semaines au moins pour les mêmes résultats dans Flux2D®. Nous comparons les résultats d'une expérimentation avec les températures simulées sur la Figure 2-50.

Nous avons utilisé un FPGA pour imposer les angles de commande des onduleurs. Les détails sont présentés dans le chapitre 3 qui traite de la programmation du FPGA et du réglage in situ du dispositif. Il traite également des boucles de courant simples. A ce niveau nous avons reconsidérer les paramètres de commande car dans la réalité, nous devons considérer des valeurs normalisées de condensateurs en choisissant les combinaisons qui s'approchent le plus des valeurs calculées. Nous recalculons également les angles de commande en fonction des valeurs réelles des condensateurs.

Le Tableau 2-26 résume les nouvelles valeurs des angles de commande ainsi que les condensateurs qui ont été utilisés lors de l'expérimentation. Nous implantons ces mêmes paramètres dans notre modèle PSim®.

Onduleur	Condensateurs calculés pour la résonance (μF)	Condensateurs (μF) expérimentaux	α ($^\circ$)	δ ($^\circ$)
1	401	420	30	84
2	233	225	69,71	18,91
3	136	143	77,41	50,62
Is	87,9 A			

Tableau 2-26 : paramètres de réglages en considérant les condensateurs réels

Dans ce dernier tableau, les valeurs expérimentales des condensateurs sont assez éloignées des valeurs calculées. Nous avons fait ce choix suite aux difficultés rencontrées lors des expérimentations. En effet, comme nous le montrerons dans le chapitre 3, les courants des inducteurs sont fortement sensibles aux valeurs des condensateurs.

Nous avons dû procéder à une caractérisation des condensateurs et un calcul inverse à partir des courants expérimentaux, afin d'en déduire les valeurs réelles des condensateurs. Nous avons donc choisi de procéder à toutes les expérimentations avec les valeurs des condensateurs (Tableau 2-26) dont nous sommes certains. La documentation des condensateurs est donnée en annexe. Les résultats pour 2 mn 9 s (correspondant à l'expérimentation) de chauffage sont présentés sur la Figure 1-49 pour l'évolution temporelle des températures (convection, conduction et rayonnement) pour le profil correspondant sur Figure 2-50.

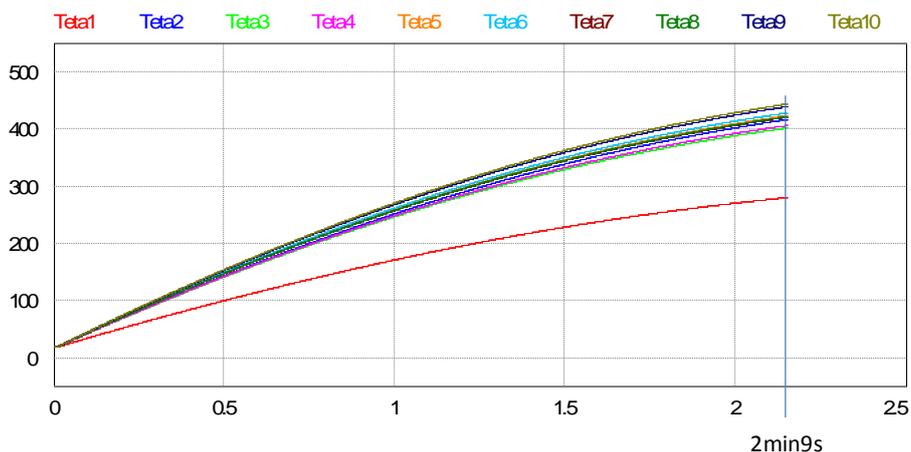


Figure 2-49 : évolution temporelle des températures pour 2 minutes et 9 secondes

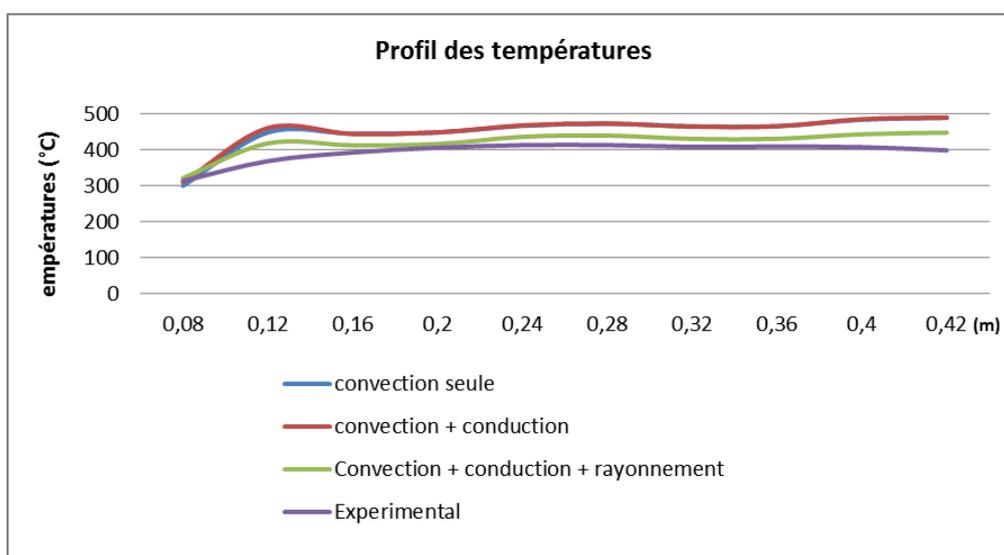


Figure 2-50 : profils simulés et expérimentaux des températures pour 2 min 9s

Les profils confirment que la conductivité a peu d'influence sur le profil de température. Cela est notamment dû à la rapidité du chauffage car la tôle est chauffée suffisamment vite pour que les effets de la conduction soient négligeables. Par ailleurs, les profils simulés sont très proches de l'expérimentation et valident ainsi le modèle construit dans PSim®. Les différences observées sont situées notamment au centre et aux extrémités du disque. Les faibles différences constatées ne sont pas gênantes car nous voulons un modèle orienté commande.

Nous disposons donc d'un modèle global qui donne une première approche, pas forcément d'une extrême précision sur les écarts de température mais qui permet de mieux appréhender le comportement du système et de passer à la synthèse de la commande. La mise au point des boucles de commande sur les courants et les températures permettra de rattraper les écarts de températures.

2.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté un système à trois phases pour le chauffage par induction d'un disque de tôle, afin de valider la faisabilité théorique du contrôle des profils de températures. Pour ce faire, nous avons développé un modèle global intégrant les parties magnétiques, électriques et thermique. L'identification expérimentale des paramètres du modèle magnétique grâce à une méthode dite des pseudo-énergies, nous a permis de disposer d'une matrice des impédances représentative des échanges d'énergies entre les inducteurs et qui prend en compte les spécificités telles que le jeu de barres et les formes spirales des inducteurs.

Ces particularités sont difficilement intégrables dans les logiciels d'éléments finis. Grâce à cette matrice, nous avons déterminé les paramètres de réglage du système en boucle ouverte qui nous permettent de fonctionner à la résonance des trois onduleurs. Nous avons considéré à cet effet que la matrice des impédances est constante, ce qui n'est pas totalement juste car la température influe sur la résistivité du matériau chauffé. Dans les conditions retenues, cela ne semble pas cependant trop gênant, car les expérimentations réalisées sont en bon accord avec les simulations dans PSim®.

Nous avons montré qu'il est possible d'obtenir différents types de profils de température, mais nous n'avons dans la suite, considéré que les profils de température uniformes. L'étape suivante consiste en une commande des courants et des températures en boucle fermée, qui devra prendre en compte les perturbations qui peuvent être dues aux conditions ambiantes ou aux variations paramétriques.

Nous avons par ailleurs montré que la conductivité est négligeable dans le processus de chauffage car on chauffe suffisamment vite pour que l'homogénéisation des températures n'ait pas le temps de se faire. Cela allège le modèle et réduit davantage les temps de simulation. En effet, simuler une minute de chauffage dans le logiciel Flux2D® nécessite au moins 2 semaines contre au maximum (en fonction des performances de la machine) une heure de temps dans PSim®.

Chapitre 3.
Commande du système 3 phases
approximation au 1^o harmonique

3.1 Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons montré la souplesse qu'offre le système 3 phases pour l'obtention de différents types de profils de température et les idées fondatrices de notre démarche. Il s'agit ici de définir précisément et de mettre en œuvre la commande du système, afin de retrouver expérimentalement les résultats simulés. La commande des onduleurs de courant est réalisée à l'aide d'un FPGA dans lequel sont implantés l'algorithme et la commande rapprochée pour la génération des ordres de commande des interrupteurs.

Quatre parties sont abordées dans ce chapitre, où nous présentons conjointement la partie commande de la maquette, les résultats de simulation obtenus avec le modèle de type circuit, construit dans PSim® (Cf. chapitre 2) et les expérimentations correspondantes, résultant de l'application des mêmes paramètres de commande utilisés en simulation.

Dans un premier temps, nous présentons une description du dispositif expérimental en mettant l'accent sur la partie commande et son interfaçage avec la partie puissance. La deuxième partie concerne la commande en boucle ouverte et présente en détails l'implantation de la commande rapprochée du système 3 phases dans le FPGA, suivie des premiers résultats des essais sur le dispositif réel. Il s'agit dans un premier temps de valider les principes énoncés aux chapitres précédents en montrant la faisabilité d'un profil de chauffe contrôlé par action sur les courants. En pareille occasion, la robustesse des réglages est un point important qu'il est toujours utile d'évaluer sinon de maîtriser.

Les différences observées entre les résultats de simulation et les expérimentations nous ont conduits à une étude de la sensibilité du système aux variations paramétriques que nous présentons et analyserons dans la troisième partie.

L'identification des fonctions de transfert du système réel, la synthèse des correcteurs sur les boucles de courant ainsi que les résultats de simulation et expérimentaux font l'objet de la dernière partie qui traite de la commande en boucle fermée de la valeur efficace des courants, limitée ici à une étude au premier harmonique.

Notre étude se limitera ainsi à une première approche du contrôle des courants dans les inducteurs via une action sur les courants dans les onduleurs. L'asservissement en température, les boucles et correcteurs correspondants feront l'objet des perspectives de ce travail.

3.2 Description du dispositif expérimental

La Figure 3-1 présente le dispositif expérimental à base de FPGA mis en œuvre pour les tests de la commande en courant en boucle fermée et la validation de l'imposition de profils de température en boucle ouverte.

Nous porterons notre intérêt sur la partie commande et l'acquisition des courants des inducteurs que nous régulerons.

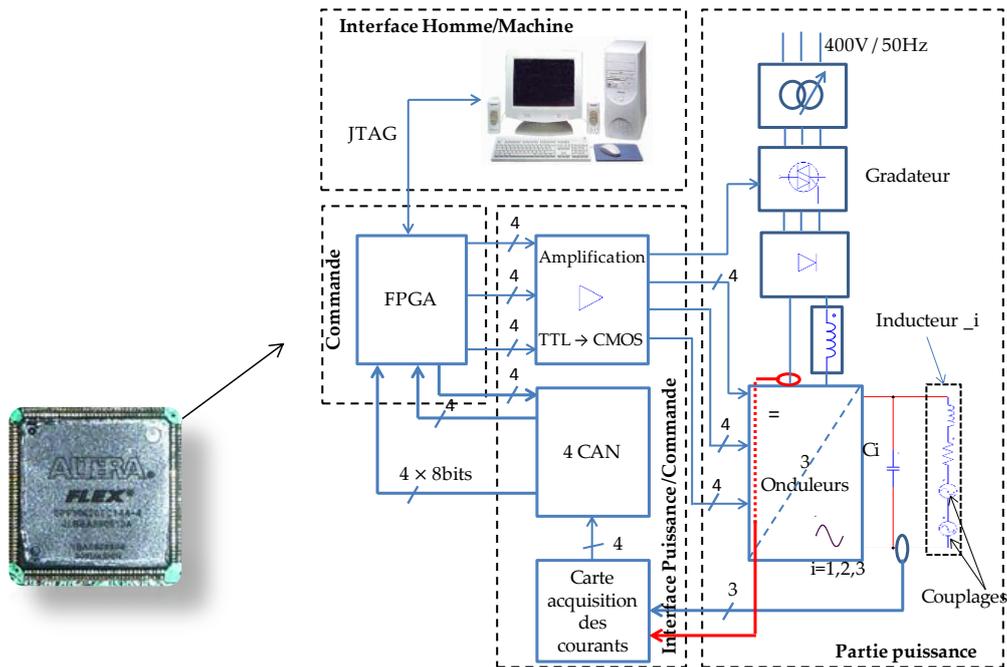


Figure 3-1 : dispositif expérimental

Ce schéma de commande sera à compléter par la ou les boucles de régulation de température, qui seront incluses dans les perspectives de nos travaux. Nous décrivons la partie commande rapprochée dans les lignes suivantes.

Le support matériel utilisé pour l'implantation des algorithmes de commande est une solution matérielle plutôt ancienne, basée sur une carte FPGA FLEX10K20 TC144-4 de la firme Altera®. Les entrées/sorties du FPGA possèdent un niveau logique de 0 – 3,3 V.

La carte de commande permet une communication avec une interface de programmation via un port d'accès de test JTAG. La carte contient 20000 portes logiques et inclut :

- 1 oscillateur interchangeable de 1MHz,
- 1 mémoire programmable EPC2,
- 5 amplificateurs d'entrée en circuit intégré SSM2143,
- 5 convertisseurs A/N AD 7821,
- 6 circuits intégrés SN75451D contenant chacun une paire de drivers pour les 12 fibres optiques qui acheminent les signaux de commande vers les interrupteurs des onduleurs,
- 2 Dip – Switch de 10 interrupteurs chacun, configurables au besoin par une interface d'assignation des E/S du FPGA dans le logiciel Quartus®.

Les notices techniques de ces composants figurent en annexe.

La Figure 3-2 présente la carte de commande et permet de repérer les éléments qui la constituent.

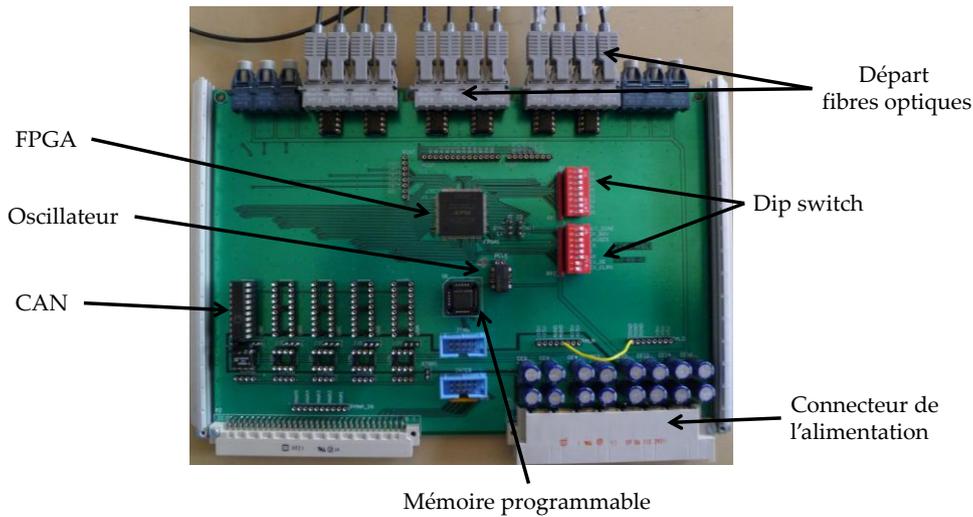


Figure 3-2 : carte de commande à base de FPGA

3.3 Commande en boucle ouverte du système

3.3.1 Implantation de la commande en boucle ouverte dans le FPGA

Nous rappelons les principes de la commande rapprochée avant de décrire les différentes étapes de son implantation dans le FPGA. Le principe est illustré sur la Figure 3-3.

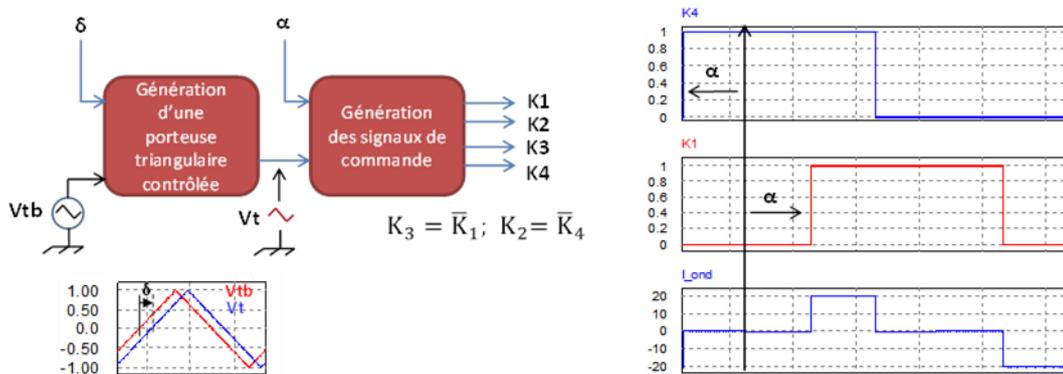


Figure 3-3 : schéma blocs de la commande rapprochée

La commande rapprochée telle que nous l'avons présentée dans le chapitre 2 (détails en annexe) est constituée de deux blocs principaux (Figure 3-3).

- Le premier bloc permet la génération d'une porteuse triangulaire V_t dont nous contrôlons la phase δ par rapport à la porteuse principale V_{tb} .
- Le deuxième bloc permet de générer les signaux carrés de commande des interrupteurs, portés par la porteuse V_t de phase δ contrôlée. L'angle α de décalage (Cf. annexe) permet de moduler la largeur des créneaux des courants carrés des onduleurs.

Nous décrirons par suite l'implantation de la commande dans le FPGA en partant de la génération de la porteuse principale V_{tb} jusqu'à la génération des signaux carrés de commande des interrupteurs.

3.3.1.1 Génération de la porteuse décalée

Nous réalisons les fonctions des deux blocs précédemment décrits en les codant en VHDL dans le logiciel Quartus® qui nous permet de programmer le FPGA. Nous réalisons la porteuse principale V_{tb} et la porteuse V_t grâce à des compteurs [65], [72] qui comptent de 0 à la valeur Max (Figure 3-4) avec un incrément de 1 à chaque période d'une horloge principale clock.

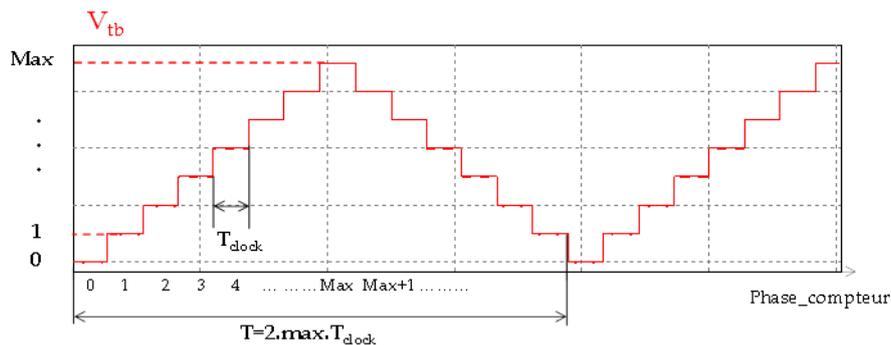


Figure 3-4 : génération de la modulante principale à partir d'un compteur

La période découpage est ainsi calculée à l'aide de l'expression (3-1).

$$T = 2Max.T_{clock} \quad (3-1)$$

Il nous est ainsi possible de régler la fréquence de fonctionnement de deux manières :

- considérer le paramètre Max comme une variable et définir la période de découpage,
- ou choisir de fixer Max et ajuster la période T_{clock} à notre besoin.

Nous réalisons les déphasages de la porteuse V_t en différant ou en anticipant les zéros de la porteuse V_t par rapport à la modulante principale V_{tb} .

La Figure 3-4 montre l'exemple d'un déphasage $N_\delta = 3$ de la porteuse V_t , c'est-à-dire que nous retardons le passage à zéro du compteur de 3 unités de comptage par rapport au passage à zéro de la modulante principale V_{tb} .

La relation (3-2) donne l'équivalence entre l'angle δ et le nombre N_δ .

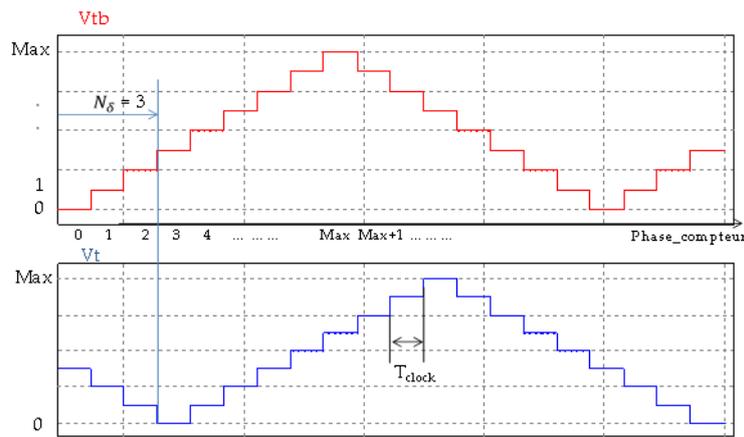


Figure 3-5 : génération rampe de la porteuse déphasée (exemple $N_\delta = 3$)

3.3.1.2 Génération des signaux de commande

Nous réalisons le bloc de génération des signaux de commande suivant le même principe. De façon analogue, la porteuse V_t est à son tour la porteuse principale de deux autres signaux triangulaires que nous appelons V_{t1} et V_{t4} , qui portent respectivement les signaux de commande des interrupteurs K_1 et K_4 . Les nouvelles porteuses V_{t1} et V_{t4} sont ensuite comparées à un signal de valeur $Max/2$.

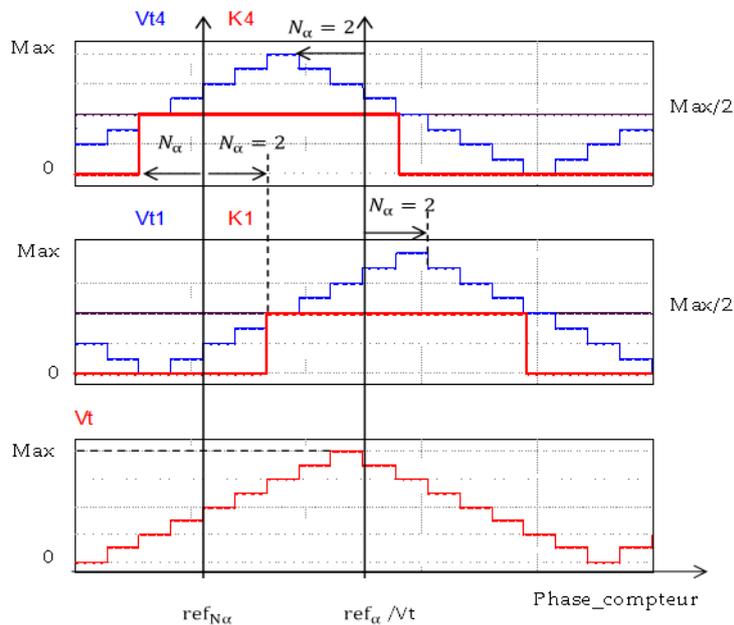


Figure 3-6 : obtention des signaux de commande des interrupteurs

Le choix de cette valeur résulte de la recherche d'un rapport cyclique $\frac{1}{2}$. Cela requiert donc le choix d'une valeur paire de Max . Sur l'exemple de la Figure 3-6, les signaux V_{t1} et V_{t4} sont respectivement décalés de $+2$ et -2 unités de comptage que l'on retrouve entre les signaux de commande référencés par rapport à l'axe $ref_{N\alpha}$.

Il suffit donc de décaler les porteuses V_{t1} et V_{t4} pour imposer l'angle $N\alpha$ souhaité. L'équivalence entre les angles de commande et les paramètres N_α et N_δ est obtenue en rapportant la période d'un cycle de comptage – décomptage à une période angulaire.

$$N_\theta = \frac{Max}{180} \theta \quad (3-2)$$

où θ est l'angle imposé en degré pour les angles α_i et δ_i des trois phases.

Nous procédons ensuite aux réglages des paramètres et aux expérimentations que nous comparons aux simulations dans le paragraphe suivant. Les détails du prochain paragraphe concernent la commande en boucle ouverte du système.

3.3.2 Réglage des paramètres de commande et comparaison des simulations et des expérimentations

3.3.2.1 Réglage des paramètres de commande

Les résultats que nous présentons ici sont relatifs à l'injection d'une distribution uniforme de la densité de puissance dans le disque de tôle chauffé. Ils correspondent donc à un profil de température plat et aux courants des inducteurs donnés dans le Tableau 3-1, obtenus pour une consigne de 10MW/m^3 , qui résultent de la phase d'optimisation présentée dans le chapitre 2.

Inducteur	Valeurs efficaces (A)	Déphasages (°)
1	253,4	0
2	113,2	- 49,6
3	93,2	- 63,3
Dp(r)	10MW/m ³	
I_s	88 A	

Tableau 3-1 : courants optimisées des inducteurs pour l'obtention d'un profil plat à 10MW/m^3

Dans un premier temps, nous recherchons pour un profil de chauffe donné, des déphasages entre les courants des inducteurs constants quelle que soit la valeur du courant de la source. Nous démontrons ce fait à travers l'écriture matricielle (3-3) qui montre la linéarité des amplitudes des courants des inducteurs par rapport au courant de la source I_s . Cela traduit que la variation du courant de la source n'affecte pas les déphasages des courants des inducteurs, pour un même réglage des valeurs de α_i et δ_i .

Une modification du courant de la source aura alors pour effet une translation verticale du profil de chauffe.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \end{bmatrix} = \frac{4I_s/\pi}{\det \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{Z}_{12} & \bar{Z}_{13} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{A}_{22} & \bar{Z}_{23} \\ \bar{Z}_{31} & \bar{Z}_{32} & \bar{A}_{33} \end{bmatrix}} [B] \begin{bmatrix} \bar{Z}_{c1} \cdot \cos(\alpha_1) \cdot e^{j\delta_1} \\ \bar{Z}_{c2} \cdot \cos(\alpha_2) \cdot e^{j\delta_2} \\ \bar{Z}_{c3} \cdot \cos(\alpha_3) \cdot e^{j\delta_3} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

- avec :

$$[B] = \begin{bmatrix} (\bar{A}_{22} \bar{A}_{33} - \bar{Z}_{23} \bar{Z}_{32}) & (\bar{Z}_{13} \bar{Z}_{32} - \bar{A}_{33} \bar{Z}_{12}) & (\bar{Z}_{12} \bar{Z}_{23} - \bar{A}_{22} \bar{Z}_{13}) \\ (\bar{Z}_{23} \bar{Z}_{31} - \bar{A}_{33} \bar{Z}_{21}) & (\bar{A}_{11} \bar{A}_{33} - \bar{Z}_{13} \bar{Z}_{31}) & (\bar{Z}_{13} \bar{Z}_{21} - \bar{A}_{11} \bar{Z}_{23}) \\ (\bar{Z}_{21} \bar{Z}_{32} - \bar{A}_{22} \bar{Z}_{31}) & (\bar{Z}_{12} \bar{Z}_{31} - \bar{A}_{11} \bar{Z}_{32}) & (\bar{A}_{11} \bar{A}_{22} - \bar{Z}_{12} \bar{Z}_{21}) \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

- $\bar{A}_u = \bar{Z}_{cl} + \bar{Z}_u$; les termes Z sont les termes de la matrice des impédances, Cf. chapitre 2.

L'écriture matricielle (3-3) est obtenue en considérant les écritures (2-25), (3-6) et (3-7), cf. chapitre 2.

$$\bar{I}_{ond_i} = \frac{(\bar{Z}_{ii} + \bar{Z}_{ci}) \cdot \bar{I}_i + \bar{Z}_{ik} \cdot \bar{I}_k + \bar{Z}_{il} \cdot \bar{I}_l}{\bar{Z}_{ci}} \rightarrow \bar{I}_{ond_i}(t) = I_{ond_i} \cdot \sin(\omega t + \delta_i) \quad (3-5)$$

Partant de (2-25), nous pouvons écrire le système matriciel (3-6) qui lie les courants des trois inducteurs aux courants des trois onduleurs.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} + \bar{Z}_{c1} & \bar{Z}_{12} & \bar{Z}_{13} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{Z}_{22} + \bar{Z}_{c2} & \bar{Z}_{23} \\ \bar{Z}_{31} & \bar{Z}_{32} & \bar{Z}_{33} + \bar{Z}_{c3} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{Z}_{c1} \bar{I}_{ond1} \\ \bar{Z}_{c2} \bar{I}_{ond2} \\ \bar{Z}_{c3} \bar{I}_{ond3} \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

Nous nous ramenons à l'écriture (3-3) en remplaçant les amplitudes des courants des inducteurs par l'expression (3-7).

$$I_{ondi} = \frac{4I_s}{\pi} \cos(\alpha_i) \quad (3-7)$$

Les valeurs théoriques des capacités des condensateurs disponibles sur la maquette sont indiquées dans le Tableau 3-2, ainsi que les paramètres de commande δ_i et α_i à appliquer pour retrouver les courants du Tableau 3-1.

	α (°)	δ (°)	Condensateurs (µF)
Onduleur 1	30	84	420
Onduleur 2	69,92	26,93	233
Onduleur 3	78,97	34,72	136

Tableau 3-2 : paramètres de réglage du système en boucle ouverte

Nous imposons une valeur $\alpha_1 = 30^\circ$ pour éliminer l'harmonique de rang 3 sur l'onduleur 1 qui a le plus fort courant, même si par ailleurs, son incidence est faible. Ce point sera traité en détails dans le Chapitre 4 « étude harmonique ».

Nous précisons d'autre part, que tant que les angles sont contenus dans un intervalle, $\alpha_{min} < \alpha < \alpha_{max}$ la condition de chevauchement est assurée et donc il n'y aura pas d'interruption de la source de courant I_s .

Les valeurs α_{min} et α_{max} sont calculées en prenant en compte les temps d'allumage et d'extinction indiqués dans la notice technique des IGBT. Nous avons relevé une valeur de $2\mu s$ qui nous donne un angle équivalent de $1,08^\circ$ à 1500Hz. Cela correspond donc aux valeurs suivantes.

$\alpha_{min} = 1,08^\circ$	$\alpha_{max} = 90 - 1,08^\circ = 88,92^\circ$
-----------------------------	--

Pour la boucle ouverte, nous avons choisi d'implanter une valeur de $Max = 334$. Ce choix résulte de l'utilisation de l'oscillateur de 1MHz disponible sur la carte de commande. En effet, la fréquence est calculée à l'aide de la relation (2-9) rappelée ci-après

$$T = 2Max.T_{clock} \rightarrow Max = \frac{f_{clock}}{2f} = \frac{1MHz}{2.1500} = 333,33 \quad (3-8)$$

Nous arrondissons à la valeur paire $Max = 334$ car comme nous l'avons noté au paragraphe §3.3.1.2, il nous faut une valeur paire de Max pour disposer de signaux de commande de rapport cyclique 1/2. Cela introduit une faible erreur sur la fréquence f de fonctionnement.

$$f = \frac{f_{clock}}{2Max} = \frac{1MHz}{2.1500} = 1497 \approx 1500 \text{ Hz} \quad (3-9)$$

Nous calculons ensuite les valeurs du Tableau 3-3 à implanter. Nous prenons les valeurs arrondies car les nombres sont tous codés en entiers dans le FPGA. Les valeurs indiquées des nombres N_δ sont référencées par rapport à $N_{\delta 1}$ d'où la valeur nulle du N_δ de l'onduleur 1.

	N α	N δ	Condensateurs (μF)
Onduleur 1	55,66 → 56	0	420
Onduleur 2	129,74 → 130	-105,91 → -106	233
Onduleur 3	146,52 → 147	-91,46 → -91	136
$\alpha_{min} = 2$		$\alpha_{max} = 165$	

Tableau 3-3 : paramètres de commande implantés dans le FPGA pour la commande en boucle ouverte

Les résultats expérimentations comparés aux simulations font l'objet de la prochaine section.

3.3.2.2 Comparaison des simulations et des expérimentations

La Figure 3-7 page suivante compare les résultats de simulation et les résultats expérimentaux que nous obtenons sur la maquette de puissance. Cet essai a été réalisé avec un courant de source $I_s = 41 A$ que nous avons arbitrairement choisi, car nous cherchons dans un premier temps à vérifier que nous retrouvons les déphasages optimisés qui ne dépendent que du réglage des angles de commande.

Nous rappelons que l'évolution des amplitudes des courants des inducteurs est linéaire du point de vue du courant de la source tel que le montre l'écriture (3-3), pour un réglage donné des angles de commande α_i et δ_i . D'autre part, l'obtention des déphasages optimisés conduit aux amplitudes recherchées des courants dans les conditions du réglage prédéterminé.

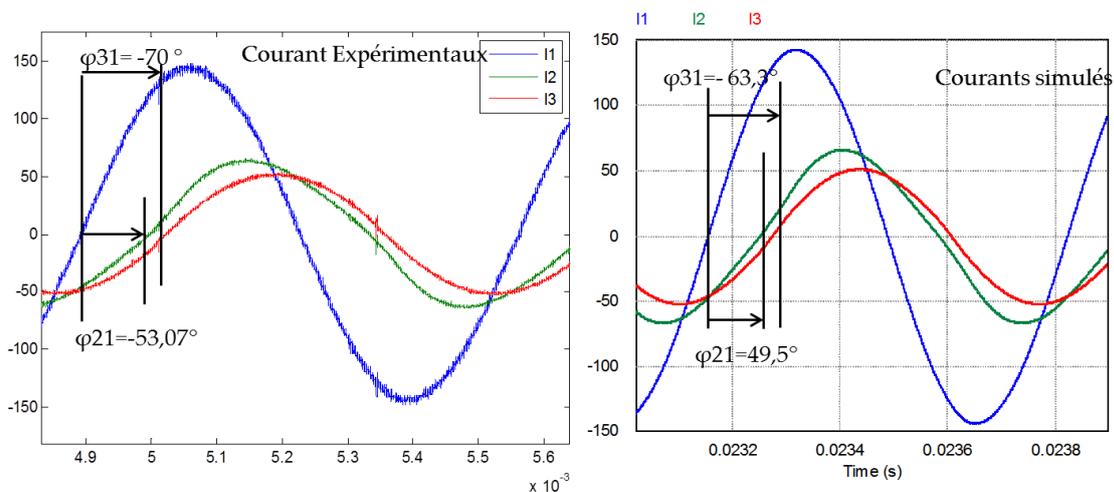


Figure 3-7 : Courants des inducteurs : comparaison des expérimentations et des simulations avec les capacités théoriques et les angles de commande du Tableau 3-2, avec $I_s = 41A$

Les courbes ont globalement les mêmes allures mais montrent des différences entre les déphasages des courants des inducteurs. Le Tableau 3-4 montre les déphasages entre les simulations et les expérimentations avec les mêmes angles de commande indiqués dans Tableau 3-4.

Déphasages	Simulés	Expérimentaux	Recherchés
φ_{21} (°)	- 49,5	- 53,1	- 49,6
φ_{31} (°)	- 63,3	- 70	- 63,3

Tableau 3-4: comparaison des valeurs simulées et expérimentales des déphasages et des valeurs efficaces des courants des inducteurs en boucle ouverte

Nous vérifions que les phases des courants des onduleurs sont identiques à ceux simulés sur la Figure 3-8.

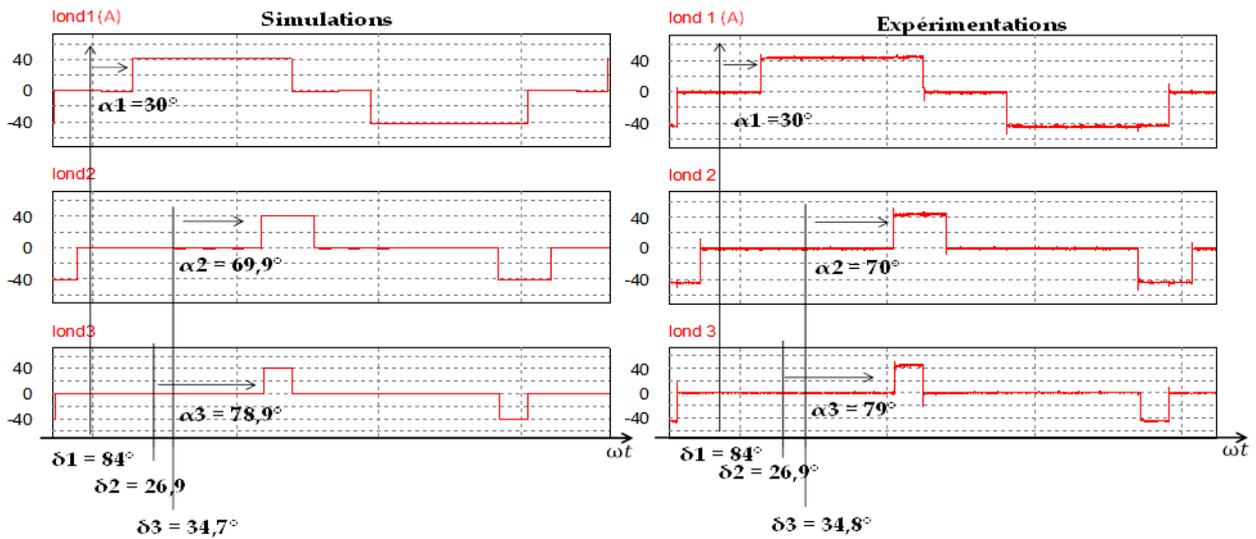


Figure 3-8 : Courants des onduleurs : comparaison des expérimentations et des simulations

Il en résulte que les différences proviennent des condensateurs dont les capacités sont différentes de celles indiquées par le constructeur. Nous vérifions cela dans le paragraphe suivant qui concerne une caractérisation des condensateurs et l'étude de la sensibilité des courants des inducteurs et du profil de chauffe à ces variations paramétriques.

3.3.3 Caractérisation des condensateurs

Les différences constatées des déphasages φ_{21} et φ_{31} entre les simulations et les expérimentations conduisent à vérifier les correspondances entre les capacités indiquées par le constructeur et celles que nous avons en pratique. Pour ce faire, nous procédons à un balayé fréquentiel afin de disposer de la courbe complète de l'impédance des condensateurs. Les résultats mentionnés dans cette section concernent un exemplaire des condensateurs de 47, 33, 22 et 12 μF dont nous disposons sur la maquette.

La Figure 3-9 a) représente le modèle des condensateurs classiquement utilisé. Dans notre cas nous supposons que les pertes parallèles sont négligeables comme indiqué dans [73], pour les condensateurs de l'électronique de puissance. Ce qui nous amène à considérer le modèle b).

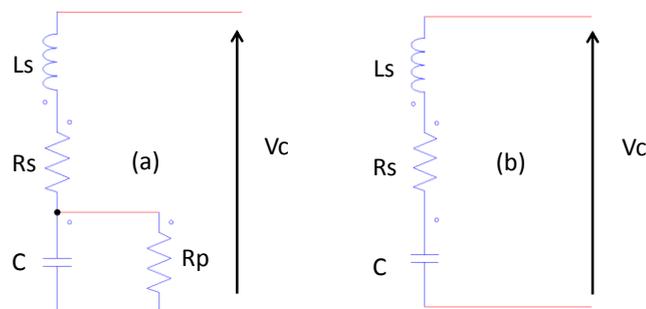


Figure 3-9 : Modèle électrique du condensateur : a) avec pertes parallèles ; b) sans perte parallèle

- avec R_s est la résistance série et L_s , l'inductance série.

Grâce à un analyseur de fonction de transfert et à un amplificateur de puissance, (cf. annexe) nous identifions les caractéristiques R_s , L_s et C de l'impédance (3-10) du condensateur.

$$Z_c = R_s + j(L_s\omega - \frac{1}{C\omega}) \quad (3-10)$$

La courbe fréquentielle obtenue permet de distinguer trois zones dont deux linéaires et un minimum.

- aux fréquences hautes, l'impédance est quasi inductive $Z_c \approx jL_s\omega$,
- la résonance au minimum de l'impédance $Z_c = R_s$,
- aux basses fréquences l'impédance $Z_c \approx 1/jC\omega$.

Les résultats de l'analyse sont présentés dans le Tableau 3-5. L'exemple de la courbe de l'impédance du condensateur de 33 μ F, mesurée avec un analyseur de fonction de transfert est indiqué sur la Figure 3-10. Les détails des calculs ainsi que les courbes des impédances des autres condensateurs sont fournis en annexe.

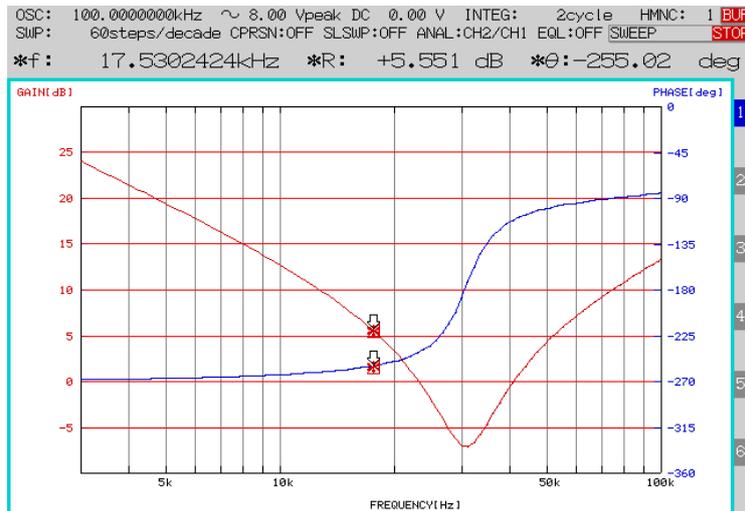


Figure 3-10 : Analyse fréquentielle de l'impédance totale du condensateur de 33 μ F + cordons

Valeur nominale	12 (μ F)		22(μ F)		33(μ F)		47(μ F)	
	Mesures	Cons	Mesures	Cons	Mesures	Cons	Mesures	Cons
C (μF)	11,56	12	21,54	22	34,34	33	43,38	47
Rs (mΩ)	1,7	0,8	0,7	0,8	0,07	0,8	NS	0,8
Ls (nH)	NS	25	NS	25	NS	25	NS	25
ϵ (%) / C	-3,7%		-2,1%		4,1%		- 7,9%	
ϵ (%) / Rs	112,5%		-12,5%		-91,25%		NS	
ϵ (%) / Ls	NS		NS		NS		NS	

Tableau 3-5 : résultats de la caractérisation des condensateurs

NS : non significatif ; Cons : constructeur.

Les valeurs que nous obtenons montrent des écarts en comparaison avec les valeurs nominales indiquées sur la documentation du constructeur. L'erreur la plus grande se situe sur les condensateurs de $47\mu\text{F}$ qui montrent une différence de $-7,9\%$ de la valeur de la capacité.

Les dispositions et nombre de chaque type de condensateurs de la maquette sont donnés dans le Tableau 3-6, en supposant l'erreur identique sur chaque composant d'une même gamme. Un coffret correspond à la batterie de condensateurs agencés en parallèle avec chaque inducteur.

Condensateur théoriques (μF)	12	22	33	47	Capacité totale		ε (%)
Condensateurs caractérisés (μF)	11,56	21,54	34,34	43,38	théorique	avec l'erreur	
Nombre sur coffret 1	10	4	5	1	420	417	-0,8
Nombre sur coffret 2	2	5	3	0	233	234	0,4
Nombre sur coffret 3	4	4	0	0	136	132	2,7

Tableau 3-6 : disposition et nombre des condensateurs sur la maquette

L'erreur globale est plus importante sur le coffret 3 et reste relativement faible. Nous mentionnons qu'en toute rigueur nous aurions dû caractériser un à un les 38 condensateurs car l'erreur peut être différente d'un composant à l'autre pour un même type de condensateurs. Pour contourner cette difficulté, nous remontons aux valeurs réelles des capacités des condensateurs implantés sur la maquette en partant du vecteur des courants expérimentaux de la Figure 3-7. L'écriture d'un programme (annexe) explore tous les vecteurs des condensateurs qui peuvent être solution du système (3-11) où tous les paramètres sont connus sauf les condensateurs que nous considérons comme variable à travers leurs impédances \bar{Z}_c .

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1^1 \\ \bar{I}_2^1 \\ \bar{I}_3^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\bar{Z}_{11}^1 + \bar{Z}_{c1}^1) / \bar{Z}_{c1}^1 & \bar{Z}_{12}^1 / \bar{Z}_{c1}^1 & \bar{Z}_{13}^1 / \bar{Z}_{c1}^1 \\ \bar{Z}_{21}^1 / \bar{Z}_{c2}^1 & (\bar{Z}_{22}^1 + \bar{Z}_{c2}^1) / \bar{Z}_{c2}^1 & \bar{Z}_{23}^1 / \bar{Z}_{c2}^1 \\ \bar{Z}_{31}^1 / \bar{Z}_{c3}^1 & \bar{Z}_{32}^1 / \bar{Z}_{c3}^1 & (\bar{Z}_{33}^1 + \bar{Z}_{c3}^1) / \bar{Z}_{c3}^1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{I}_{ond1}^1 \\ \bar{I}_{ond2}^1 \\ \bar{I}_{ond3}^1 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

Nous obtenons alors le vecteur indiqué dans le Tableau 3-7 suivant, qui compare ces valeurs réelles aux valeurs nominales indiquées par le fabricant.

Valeurs	C1 (μF)	C2 (μF)	C3 (μF)
Théoriques	420	233	136
Réelles	420	225	143
Erreur (%)	0	-3,43 %	5,15 %

Tableau 3-7 : comparaison des valeurs théoriques et réelles des capacités des condensateurs

Les faibles différences du Tableau 3-7 sont bien à l'origine des déphasages différents en expérimentation, comme le montre la Figure 3-11, où sont représentés les courants des inducteurs simulés avec les valeurs réelles des capacités des condensateurs et les angles de commande nécessaires issus du Tableau 3-2.

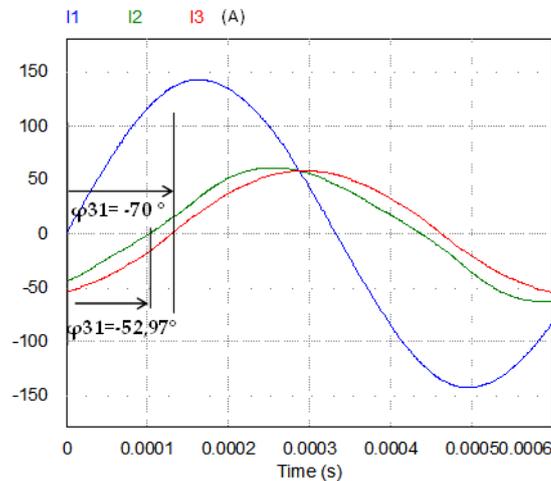


Figure 3-11 : courants simulés des inducteurs avec les angles de commande calculés pour les valeurs réelles des capacités des condensateurs

Les courants simulés montrent ici des déphasages identiques à ceux mesurés dans les expérimentations, cf. courbe 1.9 et Tableau 1.4. Le Tableau 3-8 indique les nouvelles valeurs des angles de commande recalculées pour tenir compte des valeurs réelles des capacités des condensateurs.

	α (°)	δ (°)	Condensateurs (μF)
Onduleur 1	30	84	420
Onduleur 2	69,71	18,91	225
Onduleur 3	77,41	50,62	143

Tableau 3-8 : angles de commande avec les capacités réelles des condensateurs

Les angles de commande implantés dans le FPGA sont fournis dans le Tableau 3-9 suivant.

	$N\alpha$	$N\delta$	Condensateurs (μF)
Onduleur 1	55,66 → 56	0	420
Onduleur 2	129,36 → 129	-120,79 → -121	225
Onduleur 3	143,64 → 144	-91,95 → -92	143
$\alpha_{\min} = 2$		$\alpha_{\max} = 165$	

Tableau 3-9 : angles de commande du FPGA avec les capacités réelles

La Figure 3-12 compare les résultats des simulations et expérimentaux correspondant à un courant de source de 58 A.

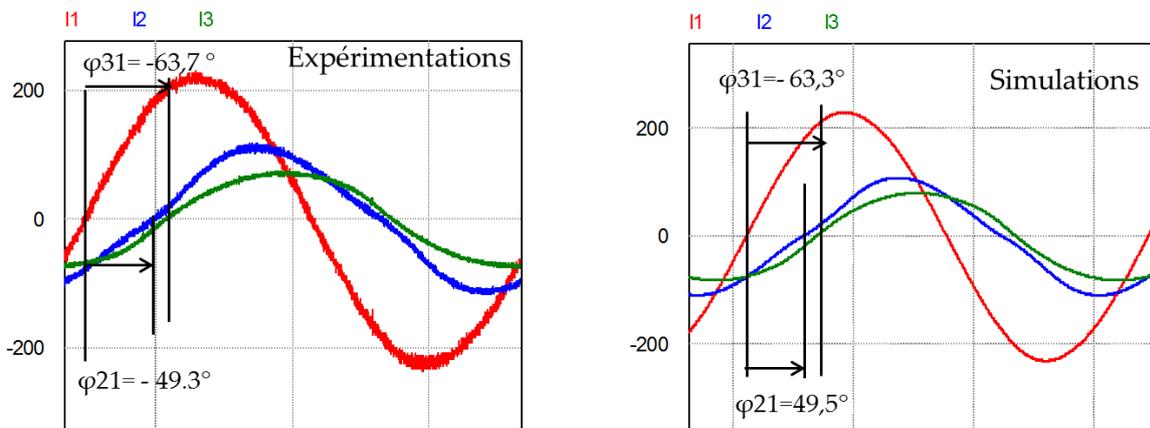


Figure 3-12 : comparaison des résultats expérimentaux et résultats de simulation pour $I_s = 58\text{A}$ avec les capacités réelles et les angles recalculés

Le Tableau 3-10 résume les valeurs des déphasages que nous obtenons. Nous précisons que les valeurs des déphasages correspondent à ceux entre les fondamentaux.

Déphasages	Simulés	Expérimentaux	Recherchés
φ_{21} (°)	- 49,5	- 49,3	- 49,6
φ_{31} (°)	- 63,3	- 63,7	- 63,3

Tableau 3-10 : comparaison des déphasages simulés et expérimentaux des courants des inducteurs avec les capacités réelles

Ces résultats confirment la sensibilité des courants des inducteurs aux variations des capacités des condensateurs, ainsi que la bonne représentativité de la matrice des impédances mesurée, Cf. chapitre 2, paragraphe §1.2.2.

Nous proposons une étude de la sensibilité des courants des inducteurs (principalement leurs déphasages) aux variations des capacités des condensateurs, dans le paragraphe §3.4 qui suit.

3.4 Etude de la sensibilité des courants des inducteurs aux variations des capacités des condensateurs

Cette analyse se base sur les expressions des fondamentaux (3-12) des courants des inducteurs.

$$\begin{aligned}\bar{I}_1^1 &= F_1(C_1, C_2, C_3, I_{ond1}^1, I_{ond2}^1, I_{ond3}^1, \bar{Z}) \\ \bar{I}_2^1 &= F_1(C_1, C_2, C_3, I_{ond1}^1, I_{ond2}^1, I_{ond3}^1, \bar{Z}) \\ \bar{I}_3^1 &= F_1(C_1, C_2, C_3, I_{ond1}^1, I_{ond2}^1, I_{ond3}^1, \bar{Z})\end{aligned}\quad (3-12)$$

Nous obtenons les expressions détaillées des courants des inducteurs en résolvant le système (5-16). Nous rappelons que l'exposant « 1 » exprime la prise en compte des fondamentaux des signaux courants et tensions du système.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1^1 \\ \bar{I}_2^1 \\ \bar{I}_3^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\bar{Z}_{11}^1 + \bar{Z}_{c1}^1) / \bar{Z}_{c1}^1 & \bar{Z}_{12}^1 / \bar{Z}_{c1}^1 & \bar{Z}_{13}^1 / \bar{Z}_{c1}^1 \\ \bar{Z}_{21}^1 / \bar{Z}_{c2}^1 & (\bar{Z}_{22}^1 + \bar{Z}_{c2}^1) / \bar{Z}_{c2}^1 & \bar{Z}_{23}^1 / \bar{Z}_{c2}^1 \\ \bar{Z}_{31}^1 / \bar{Z}_{c3}^1 & \bar{Z}_{32}^1 / \bar{Z}_{c3}^1 & (\bar{Z}_{33}^1 + \bar{Z}_{c3}^1) / \bar{Z}_{c3}^1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{I}_{ond1}^1 \\ \bar{I}_{ond2}^1 \\ \bar{I}_{ond3}^1 \end{bmatrix}\quad (3-13)$$

Nous faisons varier les valeurs des capacités des condensateurs dans Matlab® afin de quantifier leur incidence sur les amplitudes et les déphasages des courants des inducteurs. La fréquence est maintenue constante et égale à 1500Hz. Les résultats qui suivent montrent les sensibilités des déphasages des courants des inducteurs. Nous commençons par des variations singulières de $\pm 10\%$ autour de la valeur théorique des capacités des condensateurs. Nous faisons ensuite varier simultanément toutes les capacités. La Figure 3-13 montre les variations des déphasages φ_{21} et φ_{31} pour les variations singulières des condensateurs C_1 , C_2 et C_3 .

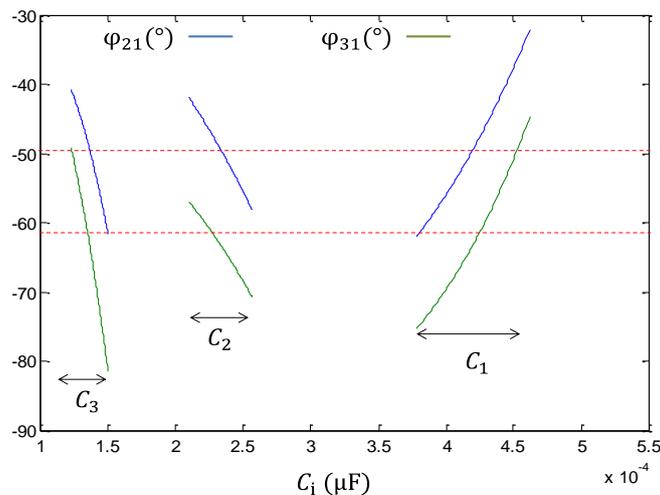


Figure 3-13 : Evolution des déphasages φ_{21} et φ_{31} en fonction des variations singulières de $\pm 10\%$ des capacités des condensateurs C_1 , C_2 et C_3

Cette figure montre une plus forte incidence des variations des capacités des condensateurs C_1 et C_3 sur les déphasages avec :

- une augmentation des déphasages absolus $|\varphi_{21}|$ et $|\varphi_{31}|$ lorsque C_2 et C_3 sont plus grands et inversement,
- une diminution des déphasages absolus $|\varphi_{21}|$ et $|\varphi_{31}|$ lorsque C_1 augmente inversement.

Nous nous intéressons ensuite aux écarts sur les Figure 3-14 et Figure 3-15. Les écarts qui sont indiqués correspondent aux différences relatives entre la phase attendue (Cf. Tableau 3-4) et les phases entachées des erreurs induites par la variation des capacités des condensateurs.

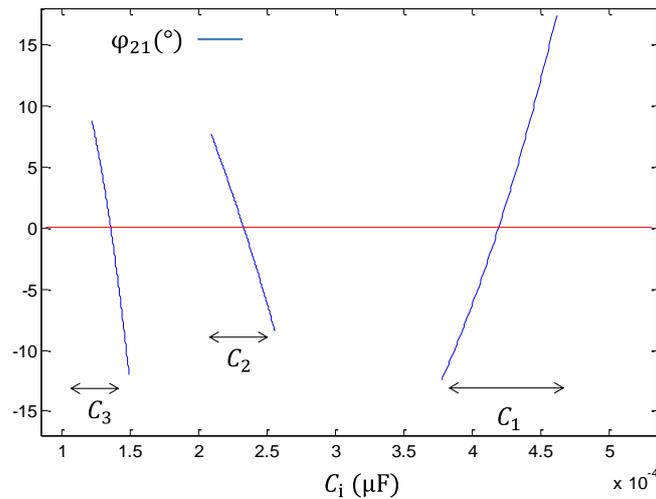


Figure 3-14 : Ecart de φ_{21} en fonction des variations singulières de $\pm 10\%$ des capacités C_1 , C_2 et C_3

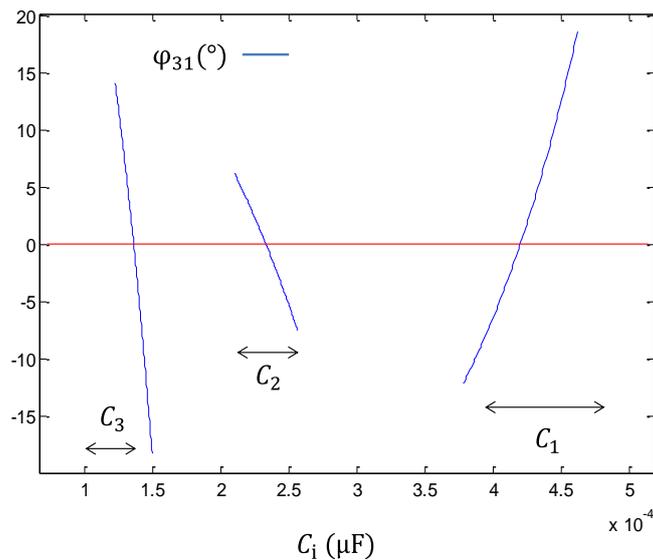


Figure 3-15 : Ecart de φ_{31} en fonction des variations singulières de $\pm 10\%$ des capacités C_1 , C_2 et C_3

La somme des variations relatives du déphasage φ_{21} dues aux variations singulières des condensateurs C_1 , C_2 et C_3 est indiquée en bleu sur la Figure 3-16, tandis que la courbe en rouge représente la variation de déphasage φ_{21} pour une variation simultanée des condensateurs.

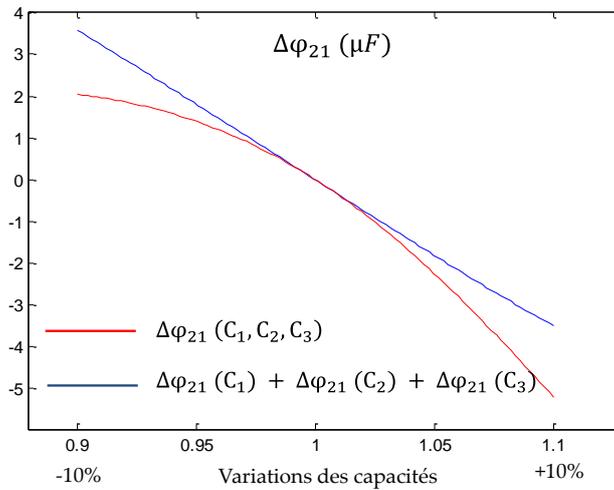


Figure 3-16 : Ecarts relatifs de φ_{21} en fonction des variations simultanée de $\pm 10\%$ des capacités C_1 , C_2 et C_3

Les courbes se superposent pour de petites variations autour des valeurs théoriques, au-delà les courbes se différencient traduisant ainsi que les variations du déphasage φ_{21} ne sont pas linéaires du point de vue des capacités des condensateurs, d'où l'inégalité (3-14).

$$\Delta\varphi_{21}(C_1, C_2, C_3) \neq \Delta\varphi_{21}(C_1) + \Delta\varphi_{21}(C_2) + \Delta\varphi_{21}(C_3) \quad (3-14)$$

Les deux courbes, Figure 3-16 sont voisines pour des variations de 3% des condensateurs.

La Figure 3-17 présente en rouge les écarts du déphasage φ_{31} pour une variation simultanée des trois condensateurs C_1 , C_2 et C_3 . La courbe en bleu correspond à la somme des variations de φ_{31} dues aux variations singulières de chaque condensateur.

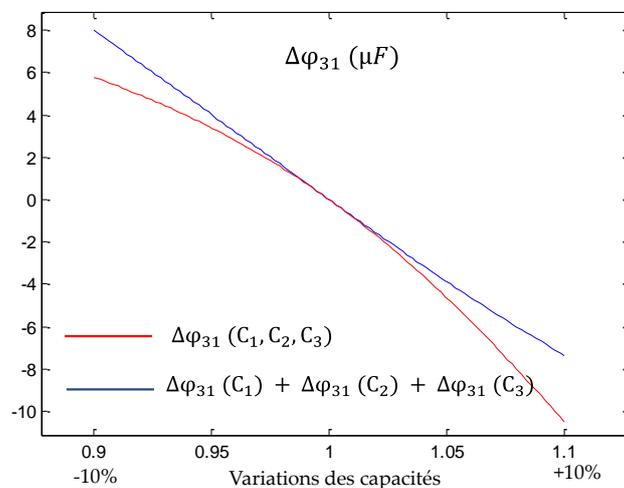


Figure 3-17 : Ecarts relatifs de φ_{31} en fonction des variations simultanées de $\pm 10\%$ des condensateurs C_1 , C_2 et C_3

Les résultats sont les mêmes que précédemment avec une non linéarité de l'évolution de l'écart du déphasage φ_{31} du point de vue de la variation des capacités.

$$\Delta\varphi_{31}(C_1, C_2, C_3) \neq \Delta\varphi_{31}(C_1) + \Delta\varphi_{31}(C_2) + \Delta\varphi_{31}(C_3) \quad (3-15)$$

Dans ce paragraphe, nous avons montré que les déphasages des courants des inducteurs sont sensibles aux variations des capacités des condensateurs. Nous mentionnons cependant que l'étude suppose que le disque de tôle est à la température ambiante (résistivité constante). En effet, nous avons montré dans le chapitre 2 qu'il existe des variations de la résistivité qui se compensent partiellement avec les variations des fonctions images des courants induits. De ce fait, il est possible de considérer que tous les paramètres sont constants. Nous précisons que dans le système complexe à trois phases et pour un profil de chauffe fixé, les déphasages requis pour les courants des inducteurs, dépendent du niveau des courants injectés dans chaque inducteur, dont les régulations sont présentées dans le paragraphe § 3.5 suivant.

3.5 Commande en boucle fermée : asservissement de la valeur efficace des courants des inducteurs

3.5.1 Principes

Cette partie concerne la régulation des courants des inducteurs. Nous décrivons ci-après les différentes étapes de la synthèse des correcteurs qui nécessite une phase d'identification des fonctions de transfert. Nous mentionnons ensuite leur implantation dans le FPGA et les résultats obtenus.

Nous commençons par rechercher dans un premier temps les différentes combinaisons des valeurs des angles de décalage qui conduisent aux amplitudes des courants des inducteurs recherchées. En effet, s'il n'existe qu'une combinaison unique des valeurs α_i , alors la seule action sur les valeurs ces valeurs suffit à retrouver les courants des inducteurs en amplitude et en phase. Nous partons donc de l'écriture matricielle (3-4) rappelée ci-après dont le développement correspond aux équations (3-18) des amplitudes des courants des inducteurs.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \end{bmatrix} = \frac{4I_s/\pi}{\det \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{Z}_{12} & \bar{Z}_{13} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{A}_{22} & \bar{Z}_{23} \\ \bar{Z}_{31} & \bar{Z}_{32} & \bar{A}_{33} \end{bmatrix}} [B] \begin{bmatrix} \bar{Z}_{c1} \cdot \cos(\alpha 1) \cdot e^{j\delta 1} \\ \bar{Z}_{c2} \cdot \cos(\alpha 2) \cdot e^{j\delta 2} \\ \bar{Z}_{c3} \cdot \cos(\alpha 3) \cdot e^{j\delta 3} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

- avec :

$$[\bar{B}] = \begin{bmatrix} (\bar{A}_{22} \bar{A}_{33} - \bar{Z}_{23} \bar{Z}_{32}) & (\bar{Z}_{13} \bar{Z}_{32} - \bar{A}_{33} \bar{Z}_{12}) & (\bar{Z}_{12} \bar{Z}_{23} - \bar{A}_{22} \bar{Z}_{13}) \\ (\bar{Z}_{23} \bar{Z}_{31} - \bar{A}_{33} \bar{Z}_{21}) & (\bar{A}_{11} \bar{A}_{33} - \bar{Z}_{13} \bar{Z}_{31}) & (\bar{Z}_{13} \bar{Z}_{21} - \bar{A}_{11} \bar{Z}_{23}) \\ (\bar{Z}_{21} \bar{Z}_{32} - \bar{A}_{22} \bar{Z}_{31}) & (\bar{Z}_{12} \bar{Z}_{31} - \bar{A}_{11} \bar{Z}_{32}) & (\bar{A}_{11} \bar{A}_{22} - \bar{Z}_{12} \bar{Z}_{21}) \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

- $\bar{A}_u = \bar{Z}_{cl} + \bar{Z}_u$; les termes Z sont les termes de la matrice des impédances, Cf. chapitre 2.

Nous posons $DET = \det \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{Z}_{12} & \bar{Z}_{13} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{A}_{22} & \bar{Z}_{23} \\ \bar{Z}_{31} & \bar{Z}_{32} & \bar{A}_{33} \end{bmatrix}$.

$$\bar{I}_1 = \frac{4I_s/\pi}{DET} \left((\bar{A}_{22} \bar{A}_{33} - \bar{Z}_{23} \bar{Z}_{32}) \times \cos \alpha_1 \bar{Z}_{c1} e^{j\delta_1} + (\bar{Z}_{13} \bar{Z}_{32} - \bar{A}_{33} \bar{Z}_{12}) \times \cos \alpha_2 \bar{Z}_{c2} e^{j\delta_2} + (\bar{Z}_{12} \bar{Z}_{23} - \bar{A}_{22} \bar{Z}_{13}) \times \cos \alpha_3 \bar{Z}_{c3} e^{j\delta_3} \right)$$

$$\bar{I}_2 = \frac{4I_s/\pi}{DET} \left((\bar{Z}_{23} \bar{Z}_{31} - \bar{A}_{33} \bar{Z}_{21}) \times \cos \alpha_1 \bar{Z}_{c1} e^{j\delta} + (\bar{A}_{11} \bar{A}_{33} - \bar{Z}_{13} \bar{Z}_{31}) \times \cos \alpha_2 \bar{Z}_{c2} e^{j\delta_2} + (\bar{Z}_{13} \bar{Z}_{21} - \bar{A}_{11} \bar{Z}_{23}) \times \cos \alpha_3 \bar{Z}_{c3} e^{j\delta_3} \right) \quad (3-18)$$

$$\bar{I}_3 = \frac{4I_s/\pi}{DET} \left((\bar{Z}_{21} \bar{Z}_{32} - \bar{A}_{22} \bar{Z}_{31}) \times \cos \alpha_1 \bar{Z}_{c1} e^{j(\delta_1 - \varphi_{31})} + (\bar{Z}_{12} \bar{Z}_{31} - \bar{A}_{11} \bar{Z}_{32}) \times \cos \alpha_2 \bar{Z}_{c2} e^{j\delta_2} + (\bar{A}_{11} \bar{A}_{22} - \bar{Z}_{12} \bar{Z}_{21}) \times \cos \alpha_3 \bar{Z}_{c3} e^{j\delta_3} \right)$$

Pour faire simple, nous remplaçons les différents termes de l'écriture (3-18) par les valeurs numériques du tableau suivant.

Onduleur	Zc (Ω)	δ(°)	Ii(A)
1	$-j10^6/(420 \times 1500)$	84	$253,7\sqrt{2}$
2	$-j10^6/(225 \times 1500)$	18,91	$114,8\sqrt{2}$
3	$-j10^6/(143 \times 1500)$	50,62	$92,7\sqrt{2}$
Is	87,9 A		

Tableau 3-11 : paramètres de réglage du système 3 bobines en boucle ouverte

Les termes en \bar{Z}_{ij} sont les termes de la matrice des impédances rappelée par l'écriture (2-19) issues de la mesure.

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} 33,71 + 244,56j & 25,96 + 43,76j & 21,49 + 24,33j \\ 25,84 + 43,61j & 67,31 + 247,28j & 65,93 + 113,63j \\ 20,86 + 21,37j & 65,22 + 111,25j & 107,11 + 567,48j \end{bmatrix} \text{m}\Omega \quad (3-19)$$

Nous obtenons les écritures (3-20) détaillées des modules des vecteurs courants des inducteurs.

$$I_1 = \sqrt{(439,5 \cos \alpha_1 - 66,61 \cos \alpha_2 - 222,1 \cos \alpha_3)^2 + (113,02 \cos \alpha_1 - 182,11 \cos \alpha_2 - 166,16 \cos \alpha_3)^2}$$

$$I_2 = \sqrt{(47,43 \cos \alpha_1 + 140,65 \cos \alpha_2 + 3,97 \cos \alpha_3)^2 + (-90,52 \cos \alpha_1 - 14,18 \cos \alpha_2 - 107,14 \cos \alpha_3)^2} \quad (3-20)$$

$$I_3 = \sqrt{(4,21 \cos \alpha_1 + 10,91 \cos \alpha_2 + 225,81 \cos \alpha_3)^2 + (-81,26 \cos \alpha_1 + 58,67 \cos \alpha_2 - 48,63 \cos \alpha_3)^2}$$

D'après ces expressions, il peut exister plusieurs combinaisons des valeurs des α_i qui conduisent aux amplitudes recherchées. En mode de régulation, il est donc possible d'obtenir les amplitudes des courants des inducteurs avec des déphasages φ_{21} et φ_{31} autres que ceux recherchés, mais nous retiendrons une solution qui nous donne $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3$. La Figure 3-18 montre le synoptique du système commandé en boucle fermée.

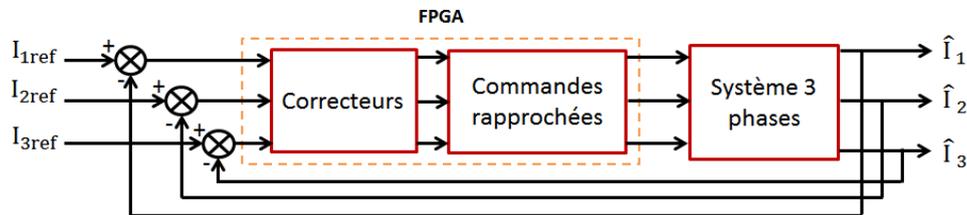


Figure 3-18 : boucles de régulation des courants des inducteurs

3.5.2 Correction PI et résultats de simulation

Nous commençons par une identification en simulation du système 3 phases dont le schéma électrique complet est donné en annexe. Pour cela, nous appliquons un échelon à l'entrée du bloc \cos^{-1} de la Figure 3-19, sur chacune des trois phases.

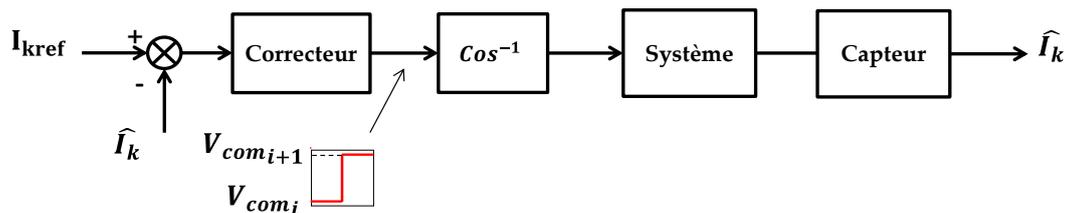


Figure 3-19 : application d'un échelon de consigne à une phase du système

L'échelon est appliqué autour du point de fonctionnement que nous avons réglé en boucle ouverte, en petites variations car nous souhaitons tester dans un premier temps le système comme un asservissement simple SISO (Single Input-Single Output) à trois voies (trois phases), sans traiter les couplages entre les phases. Les effets du couplage seront inclus dans le modèle équivalent en petits signaux, le correcteur ayant pour tâche de rejeter les perturbations dues aux couplages, au changement de point de fonctionnement (réglage du courant de source) et donc de suivre les références. La fonction \cos^{-1} permet de linéariser le système du point de vue de la sortie du régulateur. De plus, il est à noter que les trois grandeurs asservies sont les valeurs efficaces des courants des inducteurs, obtenues grâce à une carte décrite en annexe.

Nous choisissons d'imposer de petites variations à l'entrée de la fonction \cos^{-1} sur chaque phase pour identifier le système. Les courbes de la Figure 3-20 montrent les réponses simulées des valeurs efficaces des courants des inducteurs en boucle ouverte. Ces courbes ont des caractéristiques proches de celles de systèmes du premier ordre, dont l'écriture des fonctions de transfert est donnée par la relation (3-21). C'est la forme simple que nous adopterons ici pour cette ébauche de commande des courants efficaces. L'amélioration de la précision des modèles et des correcteurs plus performants (RST) figureront dans les perspectives de ce travail.

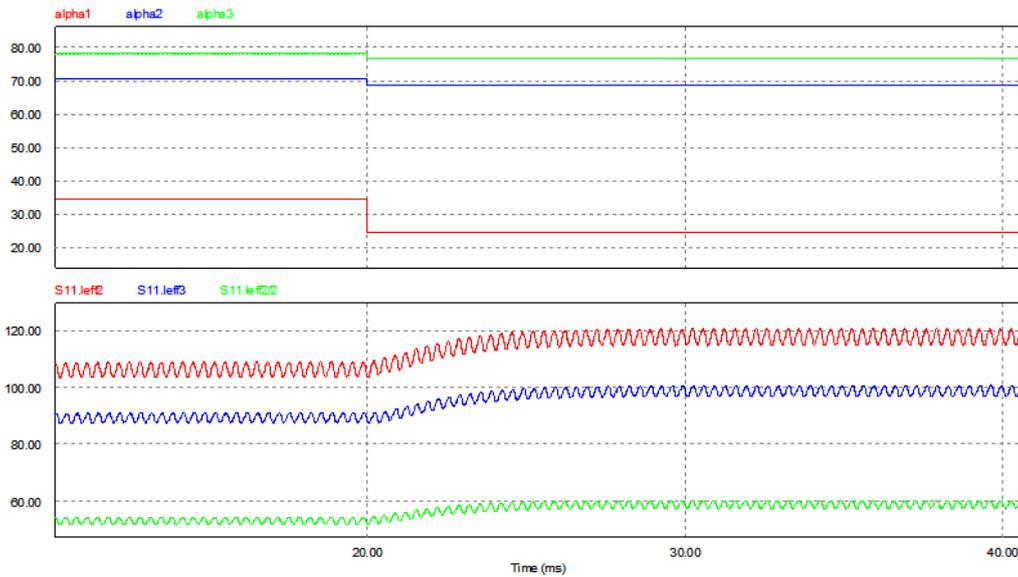


Figure 3-20 : réponses simulées du système à l'application d'échelons d'angles de commande

$$H_i(p) = \frac{I_k}{V_{com}} = \frac{G_i}{1 + \tau_i p} \quad (3-21)$$

Nous identifions les gains G_i et les constantes τ_i indiqués dans le Tableau3-12 ci après.

Fonction de transfert H_i	G_i	τ_i (ms)
H_1	281,39	3
H_2	331,43	3,1
H_3	428,44	3,4

Tableau 3-12 : paramètres des fonctions de transfert du système

Les courbes des courants instantanés sont celles de la Figure 3-21, obtenues avec un courant de source constant de 87,9A dans les conditions de réglage optimisé des déphasages entre les fondamentaux des courants des inducteurs rappelés dans le Tableau 3-11.

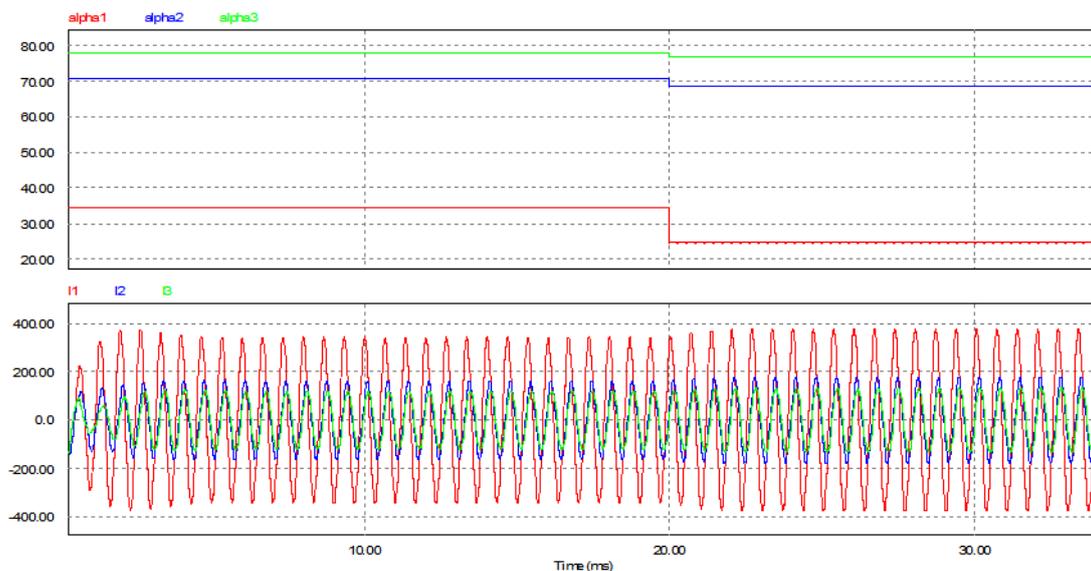


Figure 3-21: réponse du système en BO pour l'application d'échelons sur les angles de commande

Nous calculons les correcteurs PI (3-22) en imposant un temps de réponse $\tau_r=5\text{ms}$, qui est de l'ordre de grandeur ceux des courants des inducteurs obtenus en boucle ouverte et un amortissement optimal de $\xi=0,7$.

$$K_i \frac{1 + T_i p}{T_i p} \tag{3-22}$$

Les paramètres K_i et T_i des correcteurs PI sont calculés simplement grâce aux relations (3-23) suivantes.

$$K_i = \frac{2\xi\tau_i\omega_n - 1}{G_i}, \quad T_i = \frac{2\xi\tau_i\omega_n - 1}{\tau_i\omega_n^2} \tag{3-23}$$

Le Tableau 3-12 résume les paramètres des correcteurs PI synthétisés en continu.

Paramètres des correcteur PI	K_i	$T_i(\text{ms})$
H_1	0,0093	1,6
H_2	0,0018	0,7
H_3	0,0022	0,8

Tableau 3-13 : paramètres des correcteurs PI

Ces correcteurs sont implantés sur le schéma de simulation de la commande discrète, présenté Figure 3-22 pour une phase. Il inclut le correcteur PI discrétisé par la méthode des trapèzes, le bloqueur d'ordre 0, la quantification due aux CAN et un retard pur d'une période d'échantillonnage qui prend en compte le retard dû au temps de traitement (CAN, CNA, calcul de l'algorithme).

La période d'échantillonnage est choisie en accord avec les possibilités de l'électronique de puissance, afin de respecter les principes de la commande rapprochée présentée au chapitre 2, soit un quart de période du signal 1500Hz. Ainsi, la fréquence d'échantillonnage est choisie à $4*1500$ Hz.

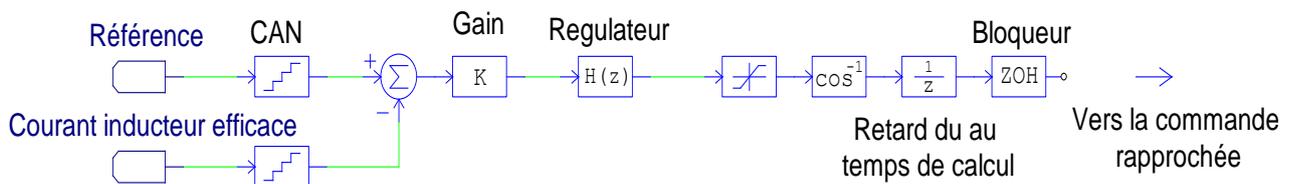


Figure 3-22 : schéma blocs de la commande PI discrétisée

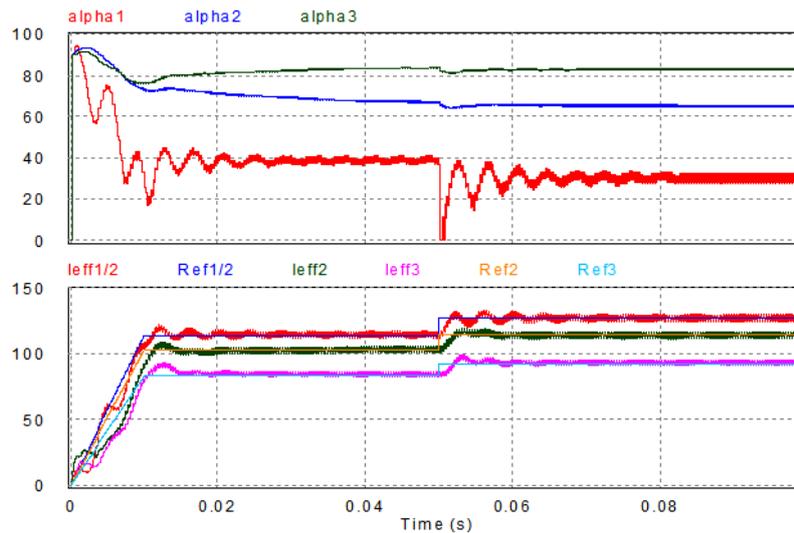


Figure 3-23 : simulations des commandes des courants en boucle fermée

Dans ces conditions, les résultats de simulation correspondants sont présentés sur la Figure 3-23 pour les trois valeurs efficaces des courants inducteurs et les trois angles de commande des onduleurs. Conformément aux prédéterminations, les comportements obtenus sont assez proches des spécifications des cahiers des charges.

3.5.3 Implantation des correcteurs dans le FPGA et résultats expérimentaux

Nous implantons les correcteurs dans le FPGA sous forme d'équations récurrentes [74] après reconfiguration de notre programme, cf. paragraphe §3.3.1, afin de mettre toutes les grandeurs en accord. En effet, les CAN que nous utilisons délivrent des mots de 8bits. Nous choisissons donc de ramener la valeur Max des compteurs à 254 au lieu de 334 et de modifier l'horloge de 1 Mhz à 870KHz. Cela permet de rester dans des conditions de fonctionnement à 1500Khz.

En boucle fermée, nous avons donc les paramètres suivants dans le FPGA.

	N δ (°)
Onduleur 1	0
Onduleur 2	-91,85 → -92
Onduleur 3	-47,10 → -47
$\alpha_{\min} = 2$ et $\alpha_{\max} = 125$	

Tableau 3-14 : paramètres de réglage du système en boucle fermée

NB : Condensateurs C1=420 μ F ; C2=225 μ F et C3=143 μ F

Nous rappelons que les nombres équivalents aux angles à implanter sont calculés par la relation (3-24) avec une valeur paire du paramètre Max, soit Max = 254.

$$N_{\theta} = \frac{Max}{180} \theta \quad (3-24)$$

L'implantation expérimentale des correcteurs PI dans le FPGA a posé quelques problèmes liés à la taille du FPGA employé, assez ancien, dans lequel il fût impossible d'implanter à la fois les trois commandes rapprochées et les trois PI avec une précision optimale. La conséquence est donc une diminution de la précision des nombres utilisés dans l'équation récurrente des PI et traités par le FPGA. Les résultats expérimentaux sont présentés ci-après.

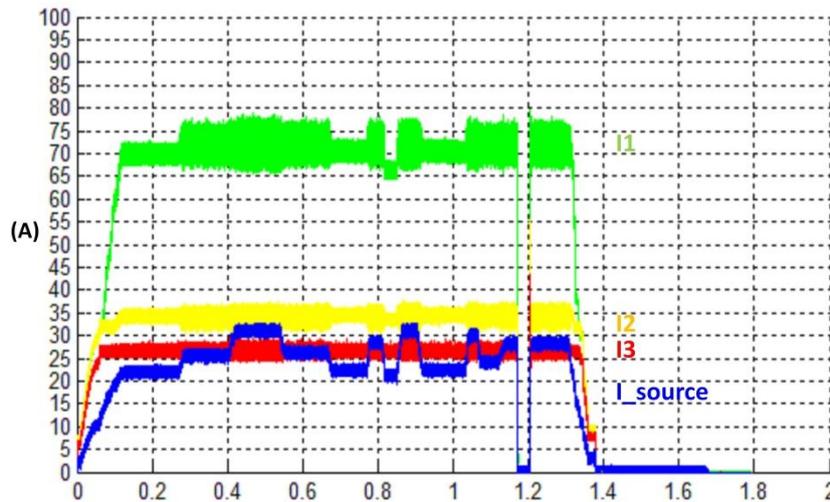


Figure 3-24: réponse expérimentale des valeurs efficaces des courants des inducteurs et du courant de source

La Figure 3-24 montre les premiers résultats expérimentaux obtenus en boucle fermée, pour un courant d'alimentation réduit, dû à des problèmes de limitation en puissance de la source de courant disponible lors des essais. Cette figure met en évidence que les valeurs efficaces des courants sur les trois phases sont bien régulées autour de leurs valeurs de consigne, en dépit des variations du courant de source.

La précision non optimale du codage des nombres dans l'algorithme implanté sur le FPGA est la cause des oscillations autour des valeurs moyennes. Ces premiers résultats doivent être complétés par des essais sur différents points de fonctionnement, pour des valeurs de courant de source plus fortes, permettant une chauffe significative de la charge.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes orientés vers la mise en œuvre pratique de la stratégie de commande avons présentée dans le chapitre 2 et nous avons considéré son implantation dans un FPGA. Dans un premier temps, nous avons calculé les paramètres pour l'imposition d'un profil de température plat dans la charge. Les expérimentations qui ont découlé de ce premier réglage ont montré que les courants des inducteurs sont sensibles aux variations paramétriques, notamment aux valeurs des capacités des condensateurs.

Nous avons donc mené une étude de sensibilité afin de cerner le comportement des courants des inducteurs au regard de ces variations des capacités des condensateurs. Nous avons ensuite été conduits à recalculer les capacités réelles des condensateurs, en remontant à partir d'un vecteur expérimental des courants des inducteurs.

Les expérimentations en boucle ouverte qui ont suivi, ont confirmé que les condensateurs étaient bien à l'origine des différences constatées entre les premières expérimentations et les simulations, mais que l'identification de leurs valeurs permettait après recalcul des angles, d'obtenir le profil de températures souhaité.

Nous avons ensuite défini les premiers éléments d'une commande simple des courants en boucle fermée. Simulations et expérimentations accompagnent la synthèse de correcteurs PI continus puis discrets. Ces résultats sont les premiers pas encourageants vers la maîtrise totale du système via un contrôle des courants et des températures, qui passera par une amélioration de l'identification et des correcteurs plus performants.

Chapitre 4.
Extension à l'onduleur de tension
6 bobines en BO en régime permanent

4.1 Introduction

L'étude et l'expérimentation présentées dans les chapitres 2 et 3 concernaient un système à trois bobines pour le chauffage d'un disque de tôle en statique. Ce système nous a permis de vérifier la faisabilité pratique du chauffage de ce disque de tôle avec différents profils de température, sans pièce mobile. Cela a été possible en agissant uniquement sur la commande du système c'est-à-dire sur les courants des inducteurs. L'objectif de ce chapitre est d'étudier l'application de ce même principe à un système plus performant mais plus complexe, à six inducteurs [18], à l'intérieur desquels défile une bande de tôle amagnétique. Nous recherchons le chauffage uniforme en sortie des inducteurs du système. Les inducteurs ont été conçus dans le cadre d'une thèse parallèle et complémentaire à celle-ci. Plusieurs raisons conduisent à cette augmentation du nombre d'inducteurs. Il s'agit d'une part d'augmenter la puissance transmise et donc le gradient de température sur le matériau à chauffer, de mieux maîtriser le profil de température et de s'adapter à de plus nombreuses largeurs de pièces, donc de créer un système de chauffage par induction innovant globalement plus performant.

Contrairement au système à trois phases dont l'alimentation était réalisée par des onduleurs de courant, les courants des inducteurs sont cette fois générés par des onduleurs de tension. Ce choix s'explique notamment par les contraintes imposées par le constructeur CELES, partenaire d'une commune étude. En effet l'industriel CELES dispose d'onduleurs de tension qui équipent leurs dispositifs de chauffage par induction et dont l'utilisation est parfaitement maîtrisée. Par ailleurs, l'inducteur 6 bobines optimisé par l'Université de Padoue dans le cadre de la thèse sera développé sur cette base, c'est donc celle que nous adopterons.

Huit points sont abordés dans ce chapitre essentiellement axé sur la modélisation et la stratégie d'alimentation innovante de ce nouveau système. Nous présentons conjointement, les équations de calcul et l'implantation des modèles dans le logiciel PSim®.

La première partie concerne une brève présentation du système suivie du calcul et de la génération des courants sinusoïdaux des six inducteurs, respectivement dans la deuxième et troisième partie. Les courants calculés concernent le chauffage homogène d'une bande de tôle d'inco. Pour ce faire, nous avons calculé les paramètres de réglages des six onduleurs de tension et les valeurs des six coffrets de condensateurs afin de retrouver les courants optimaux des six inducteurs [18], [75], [76], comme dans le cas du système à trois phases. Cependant les courants des inducteurs ont révélé l'existence d'harmoniques qui perturbent la répartition de la température dans la bande de tôle. Une exploration de l'origine des harmoniques par comparaison au système trois phases est présentée dans la quatrième partie.

Le cinquième point présente une comparaison des résultats des simulations des températures simulées avec et sans les harmoniques. Une procédure de traitement du problème des harmoniques fait l'objet de la sixième partie.

Nous nous intéressons également, dans ce dernier point, à l'influence du codage des angles de commande en vue de leur implantation future dans un calculateur numérique. Enfin, un calcul et une simulation des pertes des onduleurs viendront compléter l'étude.

4.2 Présentation du système

La Figure 4-1 permet de repérer la position des inducteurs dans la chaîne de chauffage par induction et montre le prototype de l'inducteur 6 bobines, résultat du travail dans [18] et construit par CELES.

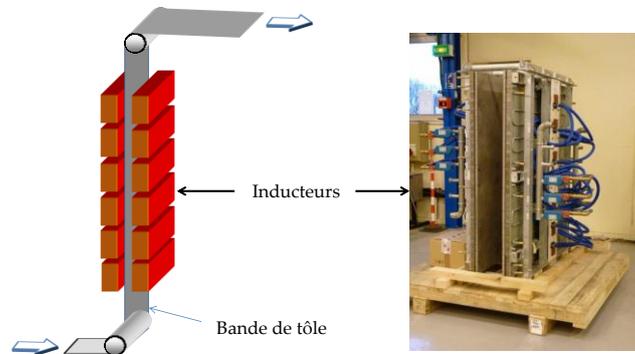


Figure 4-1 : position des inducteurs dans la chaîne de chauffage et prototype du 6 bobines [18]

La Figure 4-2 présente en détail, le système constitué de 6 inducteurs concentriques de forme rectangulaire. Les cotations indiquées correspondent à un inducteur intermédiaire (version de mi-mai 2010) dont les courants des inducteurs sont fournis dans le Tableau 4-1. Nous nous intéressons à cette version stabilisée des inducteurs pour laquelle nous disposons de toutes les données théoriques à la date de réalisation de notre étude.

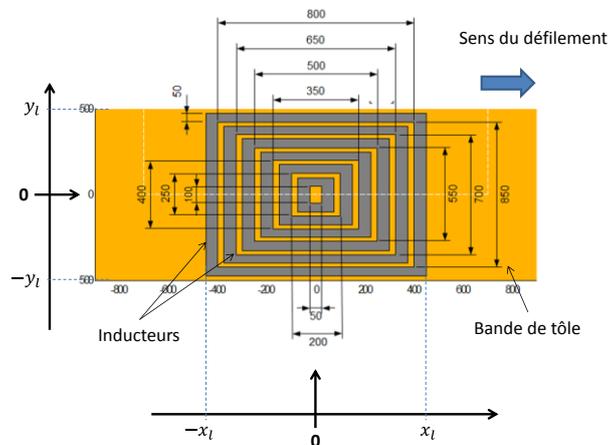


Figure 4-2 : Inducteurs du système 6 phases [18]

Les courants des inducteurs sont calculés par optimisation [75] dans le paragraphe §4.3 afin d'obtenir la meilleure combinaison de leurs valeurs qui conduit à un profil des températures le plus proche possible de sa consigne, en sortie du système. Dans le système à trois phases et en régime en statique, la répartition de la température est obtenue en injectant des densités de puissance avec un profil similaire à celui des températures souhaitées. Dans ce cas-ci, une donnée supplémentaire est imposée, à savoir le défilement.

En conséquence le profil n'est plus une image des densités de puissance injectées, mais de l'énergie accumulée [18] en tout point de la bande de tôle lors de son parcours sous l'inducteur.

Les inducteurs sont montés en série avec des condensateurs de compensation tel que dessinés sur la Figure 4-3. Les condensateurs dont nous calculons les capacités au paragraphe §4.4.1 permettent de compenser l'énergie réactive sollicitée par les inducteurs, afin de s'approcher au mieux d'un facteur de puissance unitaire sur chaque phase. Nous alimentons ensuite chaque circuit résonant par des onduleurs de tension.

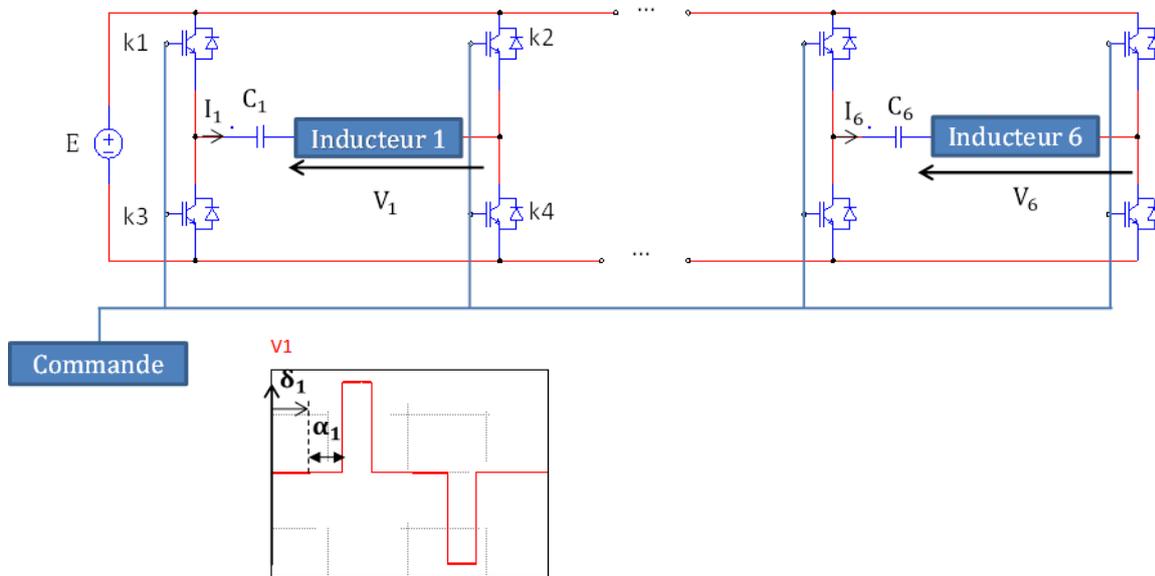


Figure 4-3 : alimentation des inducteurs

Tout comme dans le système 3 phases, le calcul des condensateurs dépend des échanges d'énergie entre les inducteurs et donc des courants injectés dans les inducteurs. Il faut donc déterminer la puissance réactive consommée par chaque inducteur dans les conditions de fonctionnement souhaitée. Nous calculons les condensateurs dans le paragraphe §4.4.1.

La procédure de calcul des courants des inducteurs fait l'objet du paragraphe suivant.

4.3 Calcul des courants des inducteurs

Les courants des inducteurs sont calculés à l'aide d'un algorithme à base d'essais particuliers [75], [76] utilisé dans [18]. Ce calcul se base sur l'écriture (4-1) de l'énergie E en tout point (x, y) d'une section droite (sur la largeur) qui transite sous les inducteurs.

L'objectif prioritairement recherché est tel qu'en sortie des inducteurs, l'énergie accumulée dans une section droite de la bande défilante soit quasi uniforme et donc la température pour une bande de tôle homogène.

$$E(x, y) = \int_{-XL}^{XL} \frac{Dp(x, y)}{v} dx \quad (4-1)$$

avec v est la vitesse de déplacement de la bande sous les inducteurs.

L'expression (4-1) met l'énergie $E(x, y)$ en relation avec la densité de puissance $Dp(x, y)$ que nous calculons par la formule (4-2).

$$Dp(x, y) = \rho J^2(x, y, \bar{I}_1, \bar{I}_2, \bar{I}_3, \bar{I}_4, \bar{I}_5, \bar{I}_6) = \sigma(J_{Rx}^2 + J_{Ry}^2 + J_{Ix}^2 + J_{Iy}^2) \quad (4-2)$$

où :

- J_{Rx} est la partie réelle de la densité du courant total induit suivant l'axe x au point (x, y) ,
- J_{Ry} la partie réelle de la densité du courant total induit suivant l'axe y au point (x, y) ,
- J_{Ix} la partie imaginaire de la densité du courant total induit suivant l'axe x au point (x, y) ,
- J_{Iy} la partie imaginaire de la densité du courant total induit suivant l'axe y au point (x, y) .

Les parties réelles J_{Rx} , J_{Ry} et imaginaires J_{Ix} , J_{Iy} de la densité du courant total induit sont calculées par les relations (4-3) à (4-6) qui requièrent la connaissance de la distribution des parties réelles $f_{kR}(x, y)$ et imaginaires $f_{kI}(x, y)$ des densités de courants induits. Chacune de ces parties se divise en composantes selon x et y . Le calcul des distributions des densités des courants induits qui implique les courants des inducteurs, sont données par les relation (4-3) à (4-6). Nous implanterons ensuite ces expressions complexes dans le logiciel PSim®, comme nous l'avons fait pour le système 3 bobines.

$$J_{Rx}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRx}(x, y)I_{kR} - f_{kIx}(x, y)I_{kI}] \quad (4-3)$$

$$J_{Ry}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRy}(x, y)I_{kR} - f_{kIy}(x, y)I_{kI}] \quad (4-4)$$

$$J_{Ix}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRx}(x, y)I_{kI} + f_{kIx}(x, y)I_{kR}] \quad (4-5)$$

$$J_{Iy}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRy}(x, y)I_{kI} + f_{kIy}(x, y)I_{kR}] \quad (4-6)$$

$$\bar{I}_k = I_k e^{j\varphi_{k1}} = I_{kR} + jI_{kI} \quad (4-7)$$

Dans ces dernières équations (4-3) à (4-6), les courants des inducteurs sont décomposés en parties réelles I_{kR} et imaginaires I_{kI} exprimées par la relation (4-7).

La fonction objectif F doit ensuite être exprimée avec pour variables, les courants des inducteurs. D'une manière générale, il s'agit de rechercher les courants $\bar{I}_k|_{k=1,\dots,6}$ des inducteurs qui permettent de minimiser cette fonction d'écart. Dans le cas traité ici, le profil de référence est un profil plat et la fonction objectif F s'exprime selon (4-8).

$$F = \left| \frac{E(x, y) - E_{moy}(x, y)}{E_{moy}(x, y)} \right| \quad y \in [0, yl] \quad (4-8)$$

où $E_{moy}(x, y)$ est la moyenne des énergies cumulées à la sortie des inducteurs. Elle est exprimée par la relation (4-9).

$$E_{moy}(x, y) = \frac{1}{yl} \int_0^{yl} E(x, y) dy, \quad \text{à } x = x_l \quad (4-9)$$

Grace à la symétrie suivant l'axe y , l'étude de la bande peut être ramenée à la moitié suivant la largeur. C'est ce qui explique les domaines d'intégration $[0, yl]$ des relations (4-8) et (4-9).

Les courants des inducteurs calculés dans [18] sont indiqués dans le Tableau 4-1 à l'aide d'un essaim particulière [75], [76]. Ils correspondent à l'obtention d'un profil homogène des températures dans une bande de tôle de largeur 1000mm, à la sortie des inducteurs pour un gradient de température de 300°C entre l'entrée et la sortie du système.

Les courants sont imposés en phase afin de réduire leur influence les uns sur les autres, tel que traité dans [56]. Nous prenons une vitesse de défilement $v = 0,143$ m/s comme le stipule le cahier des charges [18] qui indique un gradient de 300°C entre l'entrée et la sortie des inducteurs sur une durée de chauffe et de transit sous l'inducteur 5,6 secondes.

Inducteur	Valeur efficace (A)	Déphasage (°)
1	286	0
2	92	0
3	118	0
4	275	0
5	247	0
6	342	0
Gradient de température $\Delta T = 300^\circ\text{C}$		Vitesse de défilement $v = 0,143$ m/s

Tableau 4-1 : courant optimisé des inducteurs pour un profil homogène à la sortie des inducteurs [18]

Nous recherchons par la suite les paramètres de commande des onduleurs qui permettent de retrouver les courants des inducteurs.

4.4 Génération des courants des inducteurs

4.4.1 Paramètres de réglages des onduleurs

Nous calculons les paramètres de réglage angulaires α et δ pour un fonctionnement à la résonance des six onduleurs et la mise en phase des fondamentaux de leurs courants entre eux.

Ce choix résulte de l'objectif de réduction des influences des inducteurs les uns sur les autres [56] qui a été prise en compte dans la procédure d'optimisation du design de l'inducteur 6 bobines [1]. Les angles α et δ que l'on retrouve sur la Figure 4-4 sont les angles de commande des onduleurs de tension. L'angle α permet de régler la largeur de créneau du signal carré délivré par l'onduleur et δ la position relative entre les signaux. Pour les calculer, nous avons besoin de la matrice (4-11) qui a été obtenue en simulation numérique dans le logiciel Flux2D®. A la date de nos travaux, l'inducteur 6 bobines n'était pas fabriqué, nous ne disposions que de cette matrice qui ne prend pas en compte le jeu de barres ni les pas de raccordement des spires des bobines. Une caractérisation de cet inducteur sera effectuée chez EDF prochainement. Elle permettra de fournir les valeurs réelles des termes de la matrice impédance. Néanmoins, le principe présenté ci-après reste évidemment valable.

La Figure 4-4 rappelle l'agencement des onduleurs qui partagent une même source de tension.

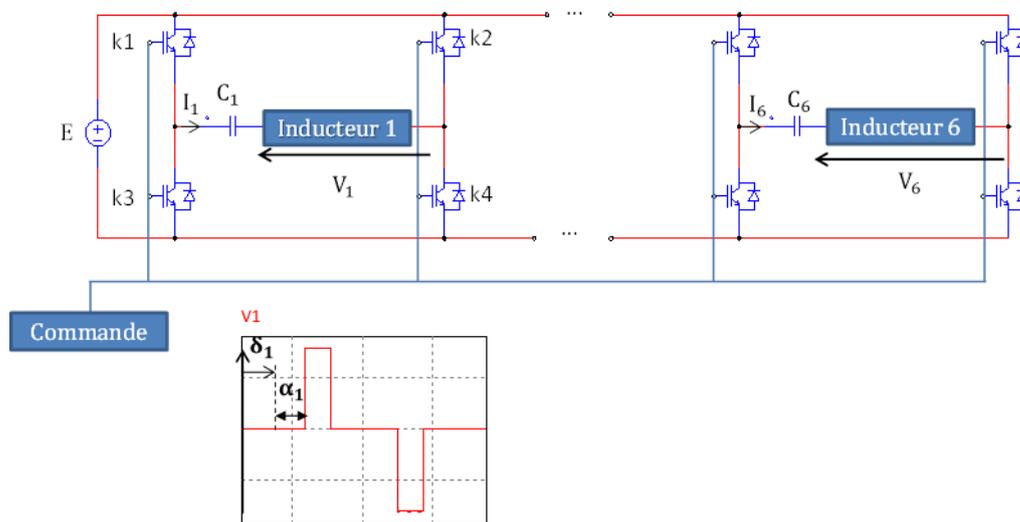


Figure 4-4 : alimentation des inducteurs

Nous partons des courants \bar{I}_1 à \bar{I}_6 des inducteurs pour calculer le vecteur $[\bar{V}] = [\bar{V}_1, \dots, \bar{V}_6]$ des tensions des inducteurs par la relation (4-10).

$$[\bar{V}] = [\bar{Z}][\bar{I}] \quad (4-10)$$

Dans la précédente relation, Z est la matrice (4-11) des impédances.

$$\begin{bmatrix} 521,8 + j1398,8 & 380,9 + j575,4 & 238,4 + j193,5 & 123,5 + j51,5 & 47,6 + j7,7 & 9,5 + j0,1 \\ 380,9 + j575,4 & 425,9 + j1050,5 & 280,2 + j408,8 & 155,2 + j127,9 & 64,1 + j31,2 & 13,4 + j4,2 \\ 238,4 + j193,5 & 280,2 + j408,8 & 300,90 + j800 & 178,1 + j293,7 & 78,8 + j81,3 & 17,4 + j13,3 \\ 123,5 + j51,5 & 155,2 + j127,9 & 178,1 + j293,7 & 182,1 + j571,1 & 84,7 + j178,6 & 19,4 + j30 \\ 47,60 + j7,70 & 64,1 + j31,20 & 78,8 + j81,3 & 84,7 + j178,6 & 77,1 + j329,3 & 18,1 + j60,8 \\ 9,50 + j0,10 & 13,40 + j4,20 & 17,4 + j13,3 & 19,4 + j30 & 18,1 + j60,8 & 10 + j98,1 \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

mΩ

Le calcul des condensateurs est effectué grâce à la relation (4-12). Les capacités des condensateurs sont fournies Tableau 4-2 avec une vue globale de tous les paramètres de réglage.

$$C_k = \frac{I_k^2}{\omega \cdot \text{Imag}(\bar{V}_k * \bar{I}_k^*)} \quad (4-12)$$

Les angles de commande α_k et δ_k sont calculés en considérant l'hypothèse du premier harmonique, c'est-à-dire un fonctionnement à la résonance. Nous rappelons que ces angles interviennent dans la définition des amplitudes et des déphasages des fondamentaux (4-13) des tensions générées par les onduleurs.

$$v_k(t) = \frac{4E}{\pi} (\cos \alpha_k) \sin(\omega t + \delta_k) = v_c(t) + v(t) \quad (4-13)$$

Nous calculons ensuite les angles α_k à l'aide de la relation (4-14) déduite de (4-13). Les angles δ_k des fondamentaux sont tous nuls car les onduleurs fonctionnent à la résonance avec une mise en phase des courants inducteurs. Les paramètres de réglage sont résumés dans le Tableau 4-2, avec V_k valeur efficace du fondamental de la tension de l'onduleur k.

$$\alpha_k = \cos^{-1} \left(\frac{\pi V_k}{2\sqrt{2E}} \right) \quad (4-14)$$

La tension E de la source est calculée à partir de la tension la plus élevée des onduleurs. Dans cette configuration, il s'agit de l'onduleur 1 alimenté par une tension en pleine onde ($\alpha_1 = 0$).

Indice	Condensateurs (μF)	Courants des onduleurs (A)	Tension efficaces des onduleurs (V)	α (°)	δ (°)
1	62	286	261,4	0	0
2	28	92	244,3	20,8	0
3	43	118	203,9	38,7	0
4	107	275	148,2	55,4	0
5	158	247	77,3	72,8	0
6	617	342	19,2	85,8	0
Tension de source			290,3 V		

Tableau 4-2 : paramètres de réglage du système

Nous procédons ensuite aux simulations dans PSim® dans lequel nous implantons la matrice des impédances.

4.4.2 Modélisation des inducteurs couplés dans PSim®

L'approche est identique à celle que nous avons présentée au chapitre 2 dans le cas du système à 3 phases. Nous nous limiterons cependant à un modèle symétrique car la matrice calculée (4-11) dans Flux2D® l'est également.

Après caractérisation expérimentale de l'onduleur 6 bobines, il pourra être nécessaire de modifier cette matrice comme ce fût le cas pour le système 3 bobines, cf. chapitre 2. Nous partons de l'écriture (4-10) des tensions aux bornes des inducteurs que nous développons dans les lignes suivantes.

$$[\bar{V}] = [\bar{Z}][\bar{I}] \quad \Leftrightarrow \quad \begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \vdots \\ \bar{V}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} & \cdots & \bar{Z}_{16} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{Z}_{61} & \cdots & \bar{Z}_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \vdots \\ \bar{I}_6 \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

Nous prenons l'exemple de la tension (4-16) de l'inducteur 1 pour expliciter le modèle.

$$\bar{V}_1 = \sum_{i=1}^6 \bar{V}_{1i} = \sum_{i=1}^6 \bar{Z}_{1i} \bar{I}_i \quad (4-16)$$

Dans la relation précédente, les termes \bar{V}_{1i} sont les tensions locales de couplage, induites par les inducteurs voisins 2 à 6 dans l'inducteur 1. Nous décomposons la relation (4-16) en une partie résistive et une partie inductive dans l'écriture (4-17).

$$\bar{V}_1 = \sum_{i=1}^6 R_{1i} \bar{I}_i + j\omega \sum_{i=1}^6 L_{1i} \bar{I}_i \quad (4-17)$$

Les parties réactives supposées symétriques sont implantées grâce au bloc d'inductances couplées (Figure 4-5, gauche) de PSim®. La partie résistive correspond à une somme de six tensions qui sont les images des courants des inducteurs pondérées du coefficient résistance de couplage R_{1i} . Nous implantons cette partie à travers des sources de tension commandées en courant (Figure 4-5, droite) auxquelles nous affectons les gains R_{1i} .

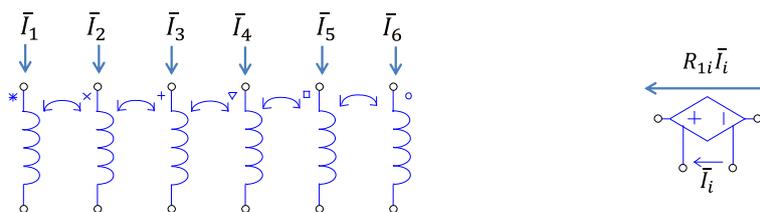


Figure 4-5 : modèle des inductances couplées de PSim® (gauche) et implantation des résistances mutuelles (droite)

La matrice des impédances est finalement implantée par le modèle de la Figure 4-6.

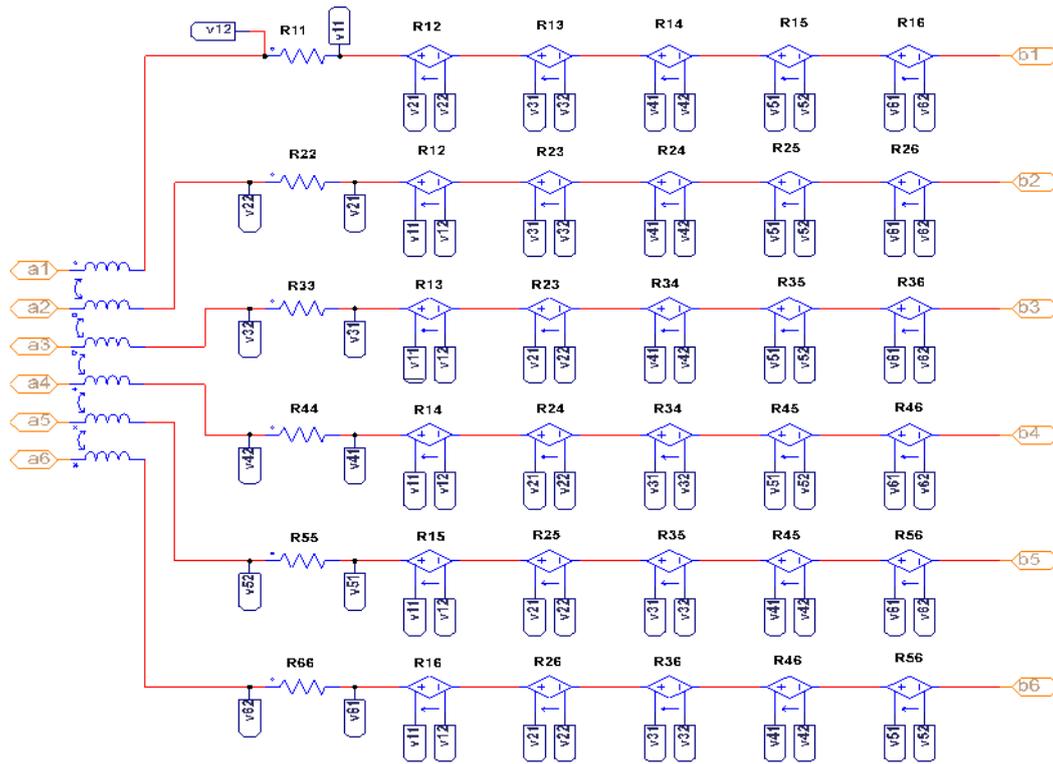


Figure 4-6 : modèle des inducteurs couplés

4.4.3 Simulations des courants des inducteurs

L'application des paramètres de commande du Tableau 4-2 pour un pas de calcul égal à 10^{-7} s dans PSim®, conduit aux courbes de la Figure 4-7 des courants des inducteurs. Ces courants montrent de très fortes distorsions (Tableau 4-3) contrairement au système à 3 phases et cela malgré le même type de commande.

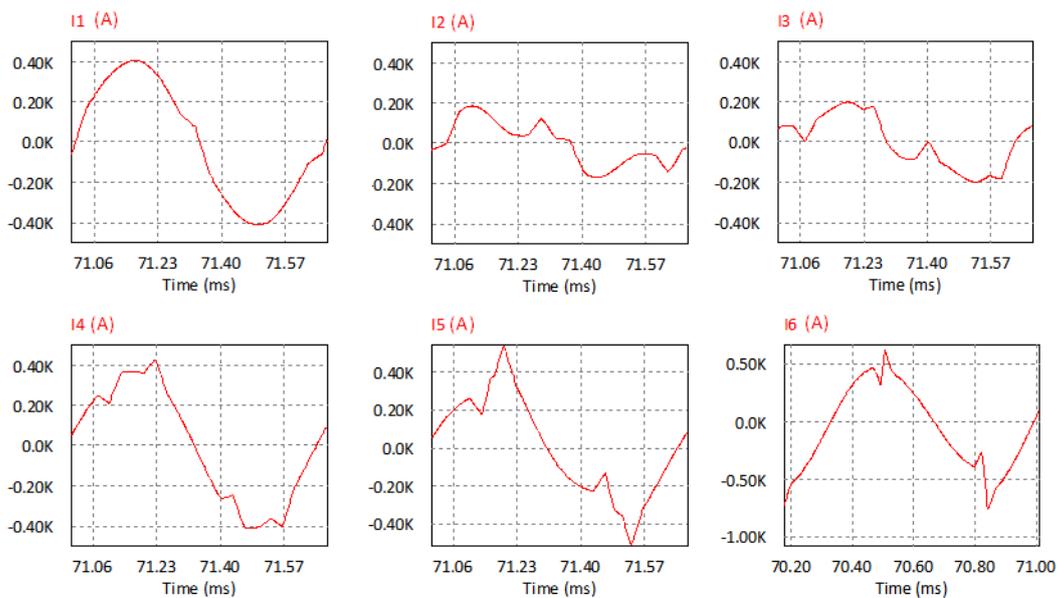


Figure 4-7 : courants (A) perturbés des inducteurs du système 6 bobines

Les tensions des onduleurs sont données sur la Figure 4-8.

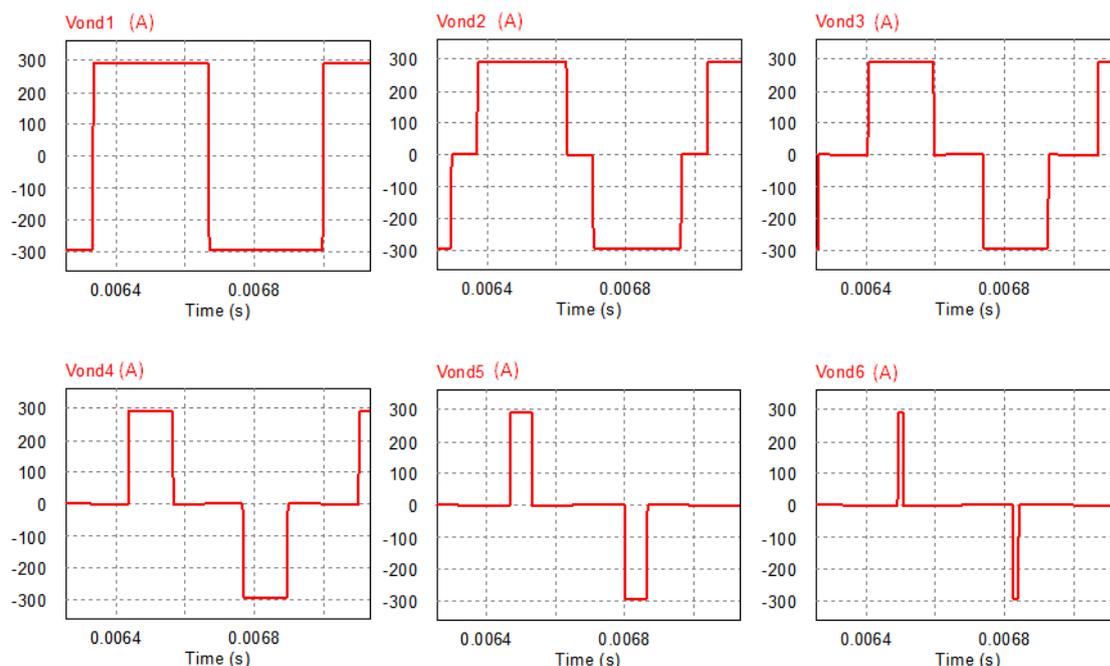


Figure 4-8 Tensions (V) des onduleurs

Nous utilisons les taux selon (4-18) de distorsion harmonique (THD) pour quantifier les perturbations. Les THD des courants des inducteurs sont indiqués dans le Tableau 4-3 qui donne les valeurs des harmoniques jusqu'au rang 13.

$$THD = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_1^2}{I_1^2}} \quad (4-18)$$

Nous indiquons les valeurs des 13 premiers harmoniques dans le Tableau 4-3 et les THD globaux, c'est-à-dire qu'ils correspondent à l'ensemble des harmoniques vus dans le système. Il nous a été possible de les calculer en simulation dans le logiciel PSim® qui prend tous les harmoniques en compte jusqu'au rang 13.

Harmonique	I1 (A)	I2 (A)	I3 (A)	I4 (A)	I5 (A)	I6 (A)
1	286	92	117,9	274,9	247,2	342,4
3	9,4	48,9	42,3	24,6	59,9	20,3
5	11,5	2	21,1	0,4	35,7	20,3
7	7,9	10,6	0,7	18,2	20	20
9	5,2	9,6	11,4	11,2	4,6	20
11	2,9	4,1	3,6	3,4	6	19,2
13	1,4	0,2	3,8	6,5	9,2	17,3
THD	8,80%	56,20%	42,00%	13,70%	30,70%	17,30%

Tableau 4-3 : valeurs efficaces des harmoniques et THD des courants du système alimenté

Nous obtenons des valeurs élevées des harmoniques malgré les condensateurs de compensation de l'énergie réactive qui devraient permettre de fonctionner à la résonance et donc de rejeter ces perturbations. Nous vérifions néanmoins que les fondamentaux des courants des inducteurs sont bien en phase entre eux et avec les tensions des onduleurs sur la Figure 4-9. Nous montrons les courbes carrées de l'onduleur 1 et 6 seulement, afin de voir les centrages (en phase) des courants des inducteurs par rapport aux tensions des onduleurs.

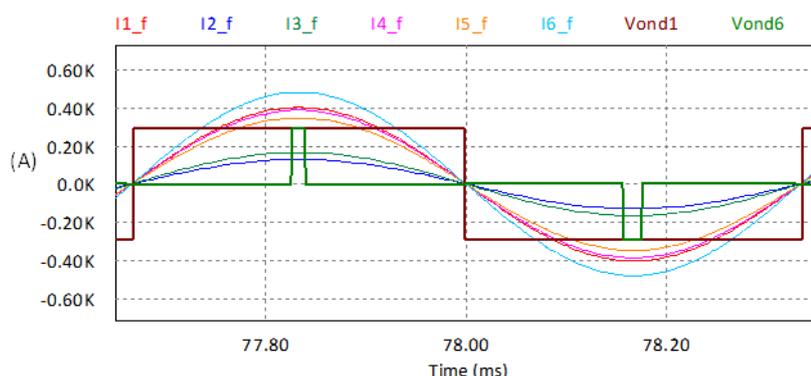


Figure 4-9 : fondamentaux des courants des inducteurs en phase avec les tensions des onduleurs

Les facteurs Q_f de qualité calculés grâce à la relation (1-19) sont résumés dans le Tableau 4-4.

$$Qf_i = \frac{Q_i}{P_i} \tag{4-19}$$

Ils dépendent des courants d'alimentation car les puissances réactives et actives mettent en jeu les échanges entre les inducteurs.

N° inducteur	Facteurs de qualité Qf_i
1	1,9
2	1,4
3	1,4
4	1,8
5	2,1
6	3,1

Tableau 4-4 : Facteurs de qualité des inducteurs

L'étude des facteurs de qualité révèle de faibles valeurs qui expliquent en partie la faible sélectivité des circuits inducteurs – condensateurs sur le système 6 bobines. Il est cependant difficile de faire une représentation de Bode dans ces conditions, car les circuits sont tous couplés magnétiquement les uns aux autres. Ces couplages font que l'on ne peut pas disposer d'une fonction de transfert rapportant directement la sortie du système à une entrée.

Nous calculons les valeurs relatives des harmoniques à leurs fondamentaux dans le Tableau 4-5 (suite au Tableau 4-6) afin d'identifier les plus importants et de mieux comprendre le comportement du système.

Rang	I1 (A)		I2 (A)		I3 (A)	
	H_n	H_n/H_1	H_n	H_n/H_1	H_n	H_n/H_1
1	286	100,00%	92	100,00%	117,9	100,00%
3	9,4	3,30%	48,9	53,20%	42,3	35,90%
5	11,5	4,00%	2	2,20%	21,1	17,90%
7	7,9	2,80%	10,6	11,50%	0,7	0,60%
9	5,2	1,80%	9,6	10,40%	11,4	9,60%
11	2,9	1,00%	4,1	4,50%	3,6	3,00%
13	1,4	0,50%	0,2	0,20%	3,8	3,20%

Tableau 4-5 : amplitudes et pourcentages relatifs des harmoniques des courants des inducteurs 1 à 3 alimentés par onduleurs de tension par rapport à leurs fondamentaux

Le Tableau 4-6 complète le tableau précédent.

Rang	I4 (A)		I5 (A)		I6 (A)	
	H_n	H_n/H_1	H_n	H_n/H_1	H_n	H_n/H_1
1	274,9	100,00%	247,2	100,00%	342,4	100,00%
3	24,6	9,00%	59,9	24,20%	20,3	5,90%
5	0,4	0,10%	35,7	14,50%	20,3	5,90%
7	18,2	6,60%	20	8,10%	20	5,80%
9	11,2	4,10%	4,6	1,90%	20	5,80%
11	3,4	1,20%	6	2,40%	19,2	5,60%
13	6,5	2,40%	9,2	3,70%	17,3	5,10%

Tableau 4-6 : pourcentages relatifs des harmoniques des courants des inducteurs 4 et 6 alimentés par onduleurs de tension par rapport à leurs fondamentaux

Nous donnons une vue comparative des courants des inducteurs pour des harmoniques allant de 1 à 13 sur la Figure 4-10.

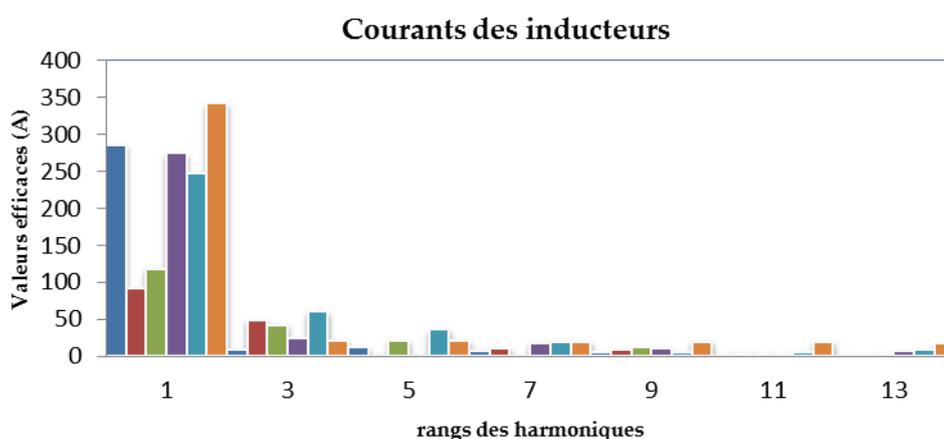


Figure 4-10 : vue comparative des harmoniques des courants des inducteurs

Les harmoniques présentent des valeurs relatives élevées particulièrement celles des harmoniques de rang 3 sur les courants inducteurs I_2 et I_3 , d'où les formes très perturbées de ces signaux obtenues en simulation. Il est peut-être nécessaire d'éliminer ces harmoniques car elles peuvent avoir une incidence directe sur la qualité du chauffage, Cf. § 4.6.3 et le rendement du dispositif, notamment à cause des pertes qu'elles occasionnent dans les interrupteurs des onduleurs. A cela s'ajoute le phénomène de retour de courant vers la source comme le montre la Figure 4-11, page suivante. Cette figure montre que le courant absorbé par l'onduleur 1 passe temporairement par des valeurs négatives. Cela correspond à un renvoi de courant vers la source de $-60,86 A$ au maximum dans les conditions de simulation retenues, qui n'est possible que si l'on dispose d'une source réversible en courant. Dans ce cas-ci, les valeurs négatives seront absorbées par le condensateur de filtrage de la source de tension continue.

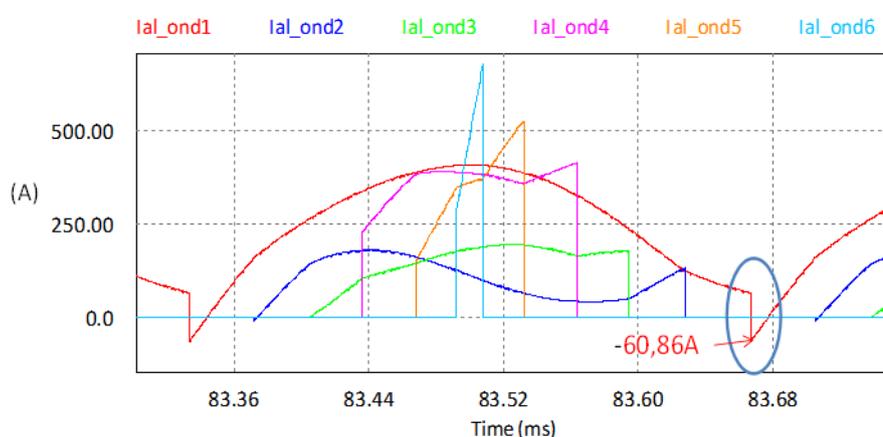


Figure 4-11 : courants absorbés par les onduleurs

Ce phénomène relatif au niveau de courant injecté et à l'existence des harmoniques dans les inducteurs, n'existe que sur l'onduleur 1 (pleine onde.) En effet, il n'y a pas de phase d'auto-alimentation de la charge dans ce dernier, contrairement aux 5 autres où $ak \neq 0$. Les Figure 4-11 et Figure 4-12 explicitent ce phénomène engendré par la commande à décalage en présence des harmoniques. Nous rappelons que les commandes des interrupteurs k_1, k_2, k_3 et k_4 (Cf. Figure 4-4) sont deux à deux complémentaires dans chaque bras.

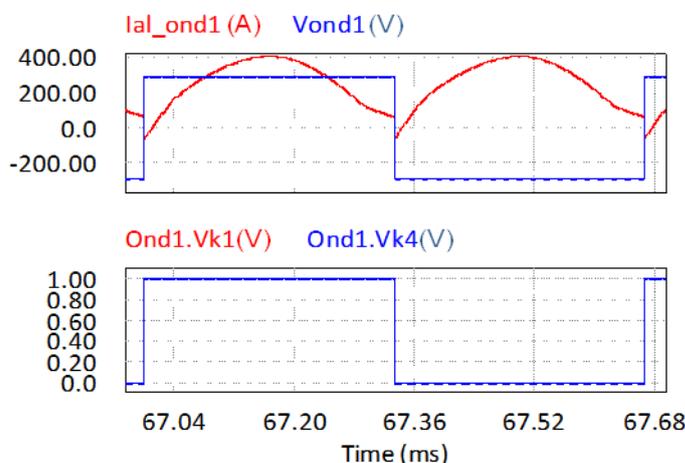


Figure 4-12 : Onduleur 1, pas de chevauchement des commandes

La Figure 4-13 donne l'exemple de l'onduleur 2, où les chevauchements des commandes sont imposés par l'angle $\alpha_2 = 20,8^\circ$.

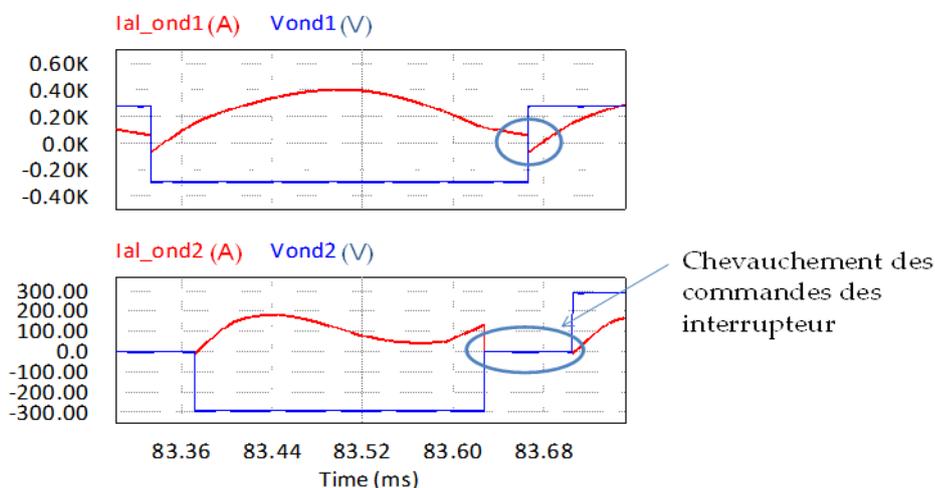


Figure 4-13 : exemple du courant absorbé par l'onduleur 2 toujours positif et chevauchement des commandes

Nous rappelons qu'il est difficile de présager des amplitudes des harmoniques qui sont la cause des formes perturbées des courants des onduleurs et qui provoquent un passage temporaire du courant I_1 par des valeurs négatives. En effet, si les courants des inducteurs étaient parfaitement sinusoïdaux et en phase avec les fondamentaux des tensions des onduleurs, les courants absorbés par les onduleurs seraient toujours positifs. En d'autres termes, ce phénomène existe aussi si la résonance n'est pas assurée dans le cas de courants parfaitement sinusoïdaux et en cas de fonctionnement des onduleurs en pleine onde.

Pour généraliser, pour éliminer la portion négative du courant absorbé par l'onduleur, l'angle de décalage α doit être choisi de sorte que son double équivaille à la durée de la portion négative du courant absorbé l'onduleur. Dans les conditions de fonctionnement précédemment décrites, les temps morts n'ont pas d'incidence sur ce phénomène.

Nos simulations nous ont permis d'identifier ce phénomène qui méritera une attention complémentaire. Nous le gardons en mémoire en termes de perspectives à notre travail. Un autre inconvénient des harmoniques est que leur existence induit des pertes supplémentaires dans les semi-conducteurs. Les pertes sont présentées en détails dans le paragraphe §4.8.

Nous nous orientons d'abord vers la recherche de l'origine des harmoniques par une approche comparative du système 6 phases et du système 3 phases.

4.5 Détermination de l'origine des harmoniques

Les courbes des courants des inducteurs du système à trois phases sont rappelées sur la Figure 4-14. Les THD sont rappelés dans le Tableau 4-7.

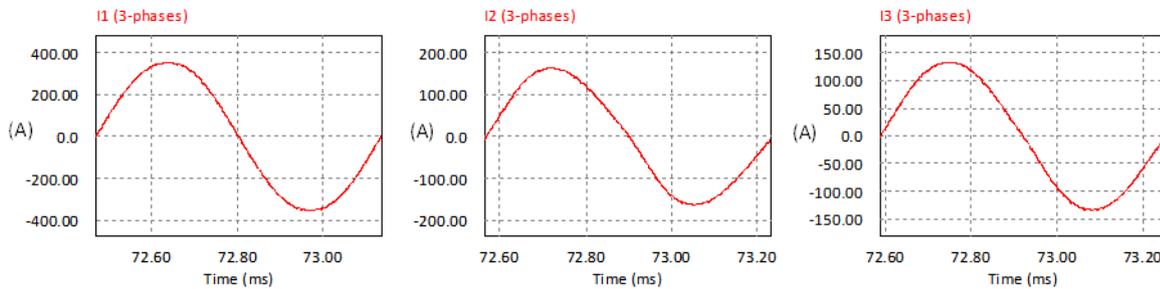


Figure 4-14 : système 3 phases, courants des inducteur 1, 2 et 3

Dans ce système, les faibles distorsions des courants des inducteurs sont pratiquement dues uniquement aux harmoniques de rang 3. En comparaison avec le système trois phases, les courants du système 6 inducteurs sont très perturbés alors que la stratégie d'alimentation est la même. Les courants du système 3 phases présentent un THD maximal de 4,87% contre 74,91% pour le système 6 phases. Les valeurs relatives des harmoniques indiquées dans le Tableau 4-7 sont en conséquence plus faibles (moins de 5%).

Rang	Iind1 (3-phases) (A)		Iind2 (3-phases) (A)		Iind2 (3-phases) (A)	
	H_n	H_n/H_1	H_n	H_n/H_1	H_n	H_n/H_1
1	253,72	100,00%	114,67	100,00%	92,69	100,00%
3	1,26	0,50%	5,63	4,91%	1,67	1,80%
5	0,57	0,22%	1,08	0,94%	0,67	0,72%
7	0,18	0,07%	0,27	0,23%	0,33	0,36%
9	0	0,00%	0,08	0,07%	0,17	0,19%
11	0,07	0,03%	0,1	0,08%	0,08	0,09%
13	0,03	0,01%	0,07	0,06%	0,03	0,04%
THD	0,37%		4,87%		1,89%	

Tableau 4-7 : système 3 phases, pourcentage relatif des harmoniques par rapport aux fondamentaux

Deux raisons expliquent ces différences.

- Les circuits résonants du système 6 phases correspondent à des filtres passe bande de mauvais facteurs de qualité à cause des couplages.
- Les termes de couplage rapportés aux termes propres sont relativement importants comparativement à ceux du système 3 phases. Ceci est notamment dû au fait que le système 3 phases ne comporte pas de circuit magnétique, contrairement au système 6 phases. Ces rapports traduisent les échanges entre les inducteurs.

Le Tableau 4-8 présente les termes de couplages du système 3 phases, rapportées à l'impédance propre de chaque phase, pour une alimentation des inducteurs avec les courants optimisés. Nous avons fait les calculs en considérant uniquement les fondamentaux des courants.

Indice i	1	2	3
$\bar{Z}_{1i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{11}\bar{I}_1$		9,72%	5,84%
$\bar{Z}_{2i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{22}\bar{I}_2$	41,94%		48,28%
$\bar{Z}_{3i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{33}\bar{I}_3$	11,66%	23,71%	

Tableau 4-8 : système 3 phases, rapports des modules des termes de couplages à l'impédance propre de chaque phase

Les principales différences du système 6 phases par rapport au système 3 phases, se résument au nombre de phases 2 fois plus grand correspondant à 30 impédances de couplage et au mode d'alimentation. Les rapports des termes de couplages relatifs aux termes propres sont globalement plus élevés comme indiqué dans le Tableau 4-9. A noter que le système 3 phases ne comporte pas de circuit magnétique contrairement au système 6 phases. L'inducteur 6 bobines a été optimisé dans [18], entre autres par l'adjonction d'un circuit magnétique afin de maximiser le transfert d'énergie, par une concentration des lignes de champs vers le matériau chauffé.

Indice j	1	2	3	4	5	6
$\bar{Z}_{1i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{11}\bar{I}_1$		14,9%	8,4%	8,6%	2,8%	0,8%
$\bar{Z}_{2i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{22}\bar{I}_2$	189,2%		56,1%	53,0%	16,9%	4,6%
$\bar{Z}_{3i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{33}\bar{I}_3$	86,4%	45,2%		93,7%	27,7%	7,4%
$\bar{Z}_{4i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{44}\bar{I}_4$	23,2%	11,2%	24,6%		29,6%	7,4%
$\bar{Z}_{5i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{55}\bar{I}_5$	16,5%	7,9%	16,0%	65,1%		26,0%
$\bar{Z}_{6i}\bar{I}_i / \bar{Z}_{66}\bar{I}_6$	8,1%	3,8%	7,7%	29,1%	46,5%	

Tableau 4-9 : Modules des termes de couplage / Modules des termes propres (Matrice Z)

Il est important de noter qu'il ne s'agit ici que d'une étude de principe, puisque nous ne disposons pas de la matrice impédance mesurée de l'inducteur 6 bobines, tel qu'il a été finalement optimisé dans [1] et construit par FIVES-CELES. Les conclusions que nous tirons de ces valeurs numériques sont donc valables qualitativement et seront à reconsidérer quantitativement lorsque l'inducteur 6 bobines fabriqué aura été complètement caractérisé.

Le terme de couplage de l'inducteur 2 avec l'inducteur 1 présente une valeur très élevée de 189,2% par rapport au terme propre. Cela traduit que la puissance transmise à la charge via l'inducteur 1 provient en grande proportion des échanges entre inducteurs et est plus élevée que la puissance injectée directement aux bornes de l'inducteur 1. S'il n'existait pas d'harmonique, cela ne constituerait pas forcément un problème car les courants sont les résultantes de compositions vectorielles.

Ainsi, pour peu qu'il existe des harmoniques sur un seul courant, ces derniers se répartissent sur l'ensemble des inducteurs par l'intermédiaire des f.e.m $\bar{Z}_{ij} \cdot \bar{I}_j$ induites sur chaque inducteur par les inducteurs voisins.

En conséquence, pour que la distribution des harmoniques soit atténuée l'on pourrait dans un premier temps considérer des impédances propres des inducteurs suffisamment grandes devant les impédances de couplage. Cela revient à une augmentation du facteur de qualité rendant le système plus sélectif au vu des harmoniques injectés dans les inducteurs associés aux condensateurs de compensation. L'étude de cette solution matérielle sera présentée dans le paragraphe §4.7.1 de ce chapitre. Par ailleurs, une solution logicielle, par action sur la commande sera développée au paragraphe § 4.7.2 pour tenir compte de ces harmoniques.

Nous vérifions l'influence des harmoniques dans le prochain paragraphe qui concerne la modélisation et l'implantation des calculs des températures dans PSim®.

4.6 Modélisation du comportement thermique de la bande de tôle

Dans cette partie, nous présentons les détails de la modélisation du comportement thermique de la bande de tôle qui défile sous les inducteurs. Nous calculons d'abord les densités de puissance car elles constituent les entrées du bloc de calcul des températures. Nous rappelons ensuite le modèle thermique dont le principe est identique à celui du système 3 phases. La Figure 4-15 donne une vue des étapes débouchant sur l'obtention des températures.

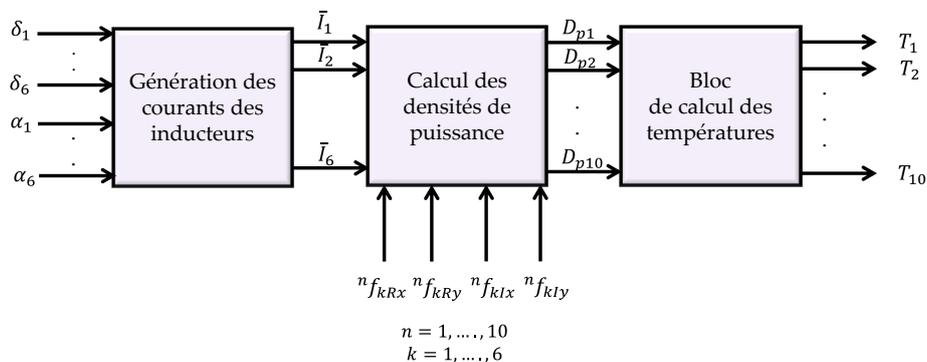


Figure 4-15 : synoptique de la modélisation thermique

4.6.1 Calcul des densités de puissance et modélisation dans PSim®

Le calcul des densités de puissance est plus complexe dans le cas du système 6 phases, comparativement au système 3 phases pour deux raisons. Premièrement il comporte bien évidemment un nombre de phases double, mais principalement à cause du défilement de la tôle et des fonctions de distribution des courants induits. Ces fonctions se décomposent en parties réelles et imaginaires ayant chacune deux composantes suivant les axes x et y (Figure 4-17).

La symétrie de révolution utilisée dans le chapitre 2, paragraphe §2.3 pour étudier les densités de puissance ne peut plus être utilisée et il convient de donner deux dimensions aux fonctions images. Les relations (4-2) à (4-6) explicitent le calcul de la densité de puissance qui fait appel désormais aux composantes réelles et imaginaires des courants des inducteurs.

Le circuit d'obtention de ces composantes est le même que dans le cas du système à 3 phases (cf. chapitre 2). Pour simplifier l'étude, nous considérons le 1/4 de la géométrie de la surface de la bande de tôle passant sous les inducteurs dans le sens de propagation \vec{x} (Figure 4-16).

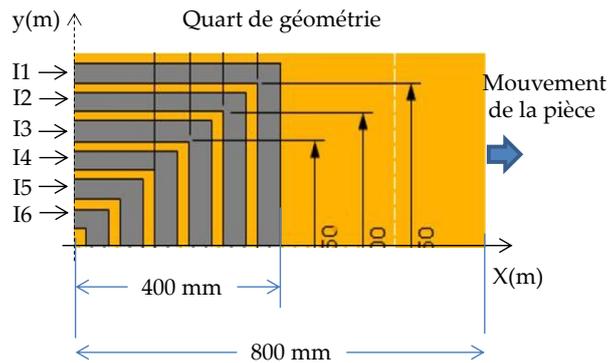


Figure 4-16 : segment de la tôle considéré pour l'étude

Dans le paragraphe §4.3, nous avons mis en évidence la complexité du calcul des densités de puissance qui sont nécessaires au calcul de l'énergie injectée dans la bande de tôle lors de son parcours sous les inducteurs. Il s'agit ci-après de transcrire les équations de calcul des densités de puissance dans PSim®.

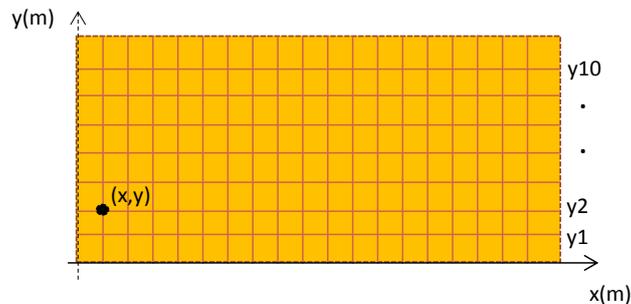


Figure 4-17 : partitionnement du quart de la géométrie de la Figure 4-16

La méthode consiste en un maillage homogène de la bande de tôle comme décrit sur la Figure 4-17, nous calculons ainsi les densités de puissance aux différents points (x, y) . La formule du calcul de la densité de puissance est tirée du paragraphe §4.3.

Nous avons défini 10 points de mesure de la température en sortie, exactement aux positions $y = y_i |_{i=1, \dots, 10}$. En définitive, nous pouvons écrire que $f_{kRx}(x, y) = f_{kRx}(x) |_{y=y_i}$ et $f_{kIx}(x, y) = f_{kIx}(x) |_{y=y_i}$. Il en est de même pour les composantes réelles et imaginaires suivant l'axe y.

Nous déterminons donc les 10 points \times 4 composantes \times 6 inducteurs = 240 fonctions de distribution des courants induits à une seule variable, c'est-à-dire x . Nous approximations ces fonctions de distribution par des polynômes de degré 9 (annexe) grâce à la fonction polyfit de Matlab®. Les densités de puissances sont ensuite calculées à l'aide de la relation (4-24) qui nécessite le calcul intermédiaire des composantes réelles et imaginaires grâce aux équations (4-20) à (4-23).

$$J_{Rx}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRx}(x, y)I_{kR} - f_{kIx}(x, y)I_{kI}] \quad (4-20)$$

$$J_{Ry}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRy}(x, y)I_{kR} - f_{kIy}(x, y)I_{kI}] \quad (4-21)$$

$$J_{Ix}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRx}(x, y)I_{kI} + f_{kIx}(x, y)I_{kR}] \quad (4-22)$$

$$J_{Iy}(x, y) = \sum_{k=1}^6 [f_{kRy}(x, y)I_{kI} + f_{kIy}(x, y)I_{kR}] \quad (4-23)$$

$$Dp(x, y) = J_{Rx}^2(x, y) + J_{Ix}^2(x, y) + J_{Ry}^2(x, y) + J_{Iy}^2(x, y) \quad (4-24)$$

Les fonctions de distribution des densités de courants induits par les inducteurs sont données sur les Figure 4-18 à Figure 4-23.

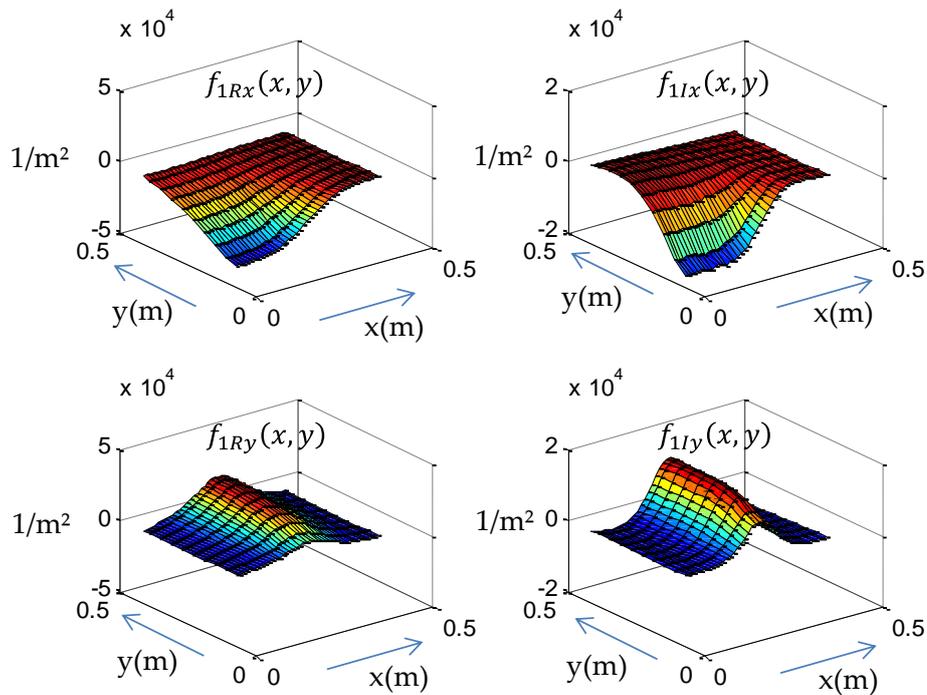


Figure 4-18 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 1

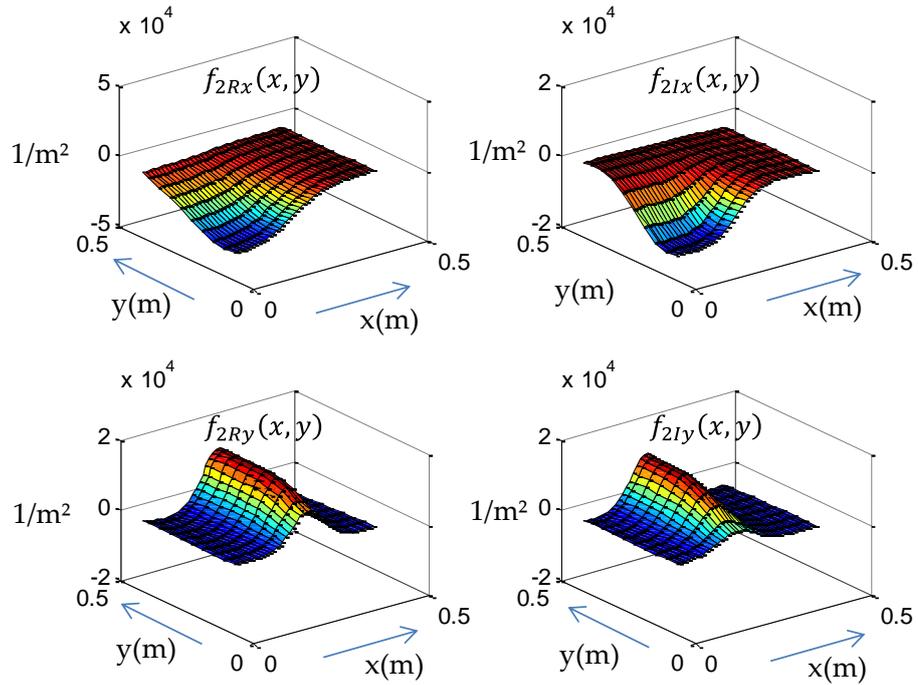


Figure 4-19 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 2

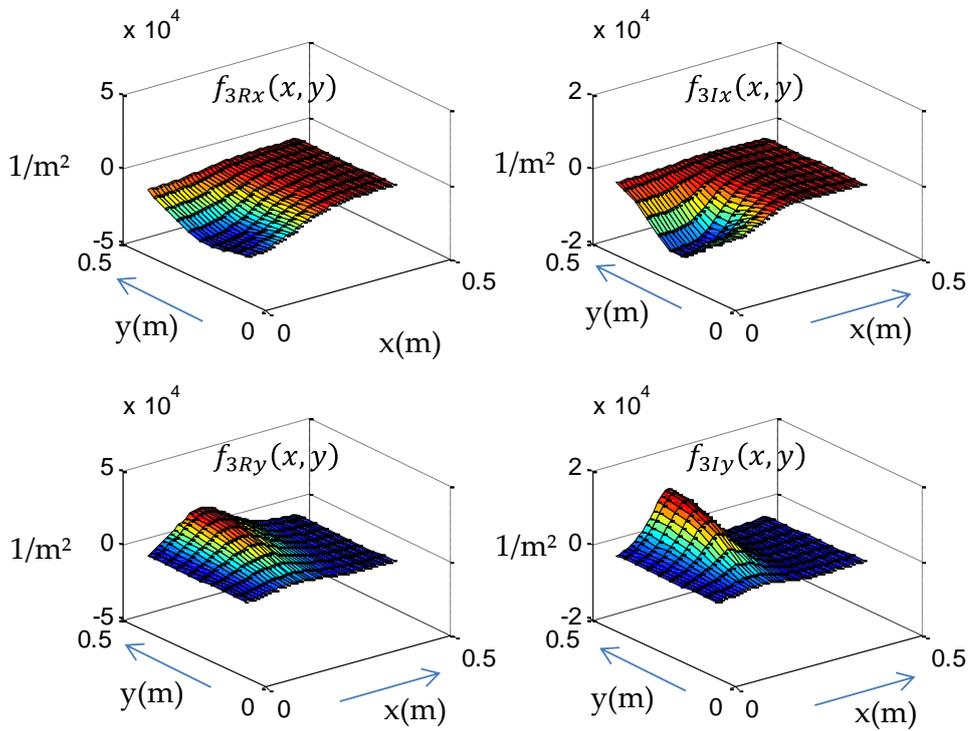


Figure 4-20 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 3

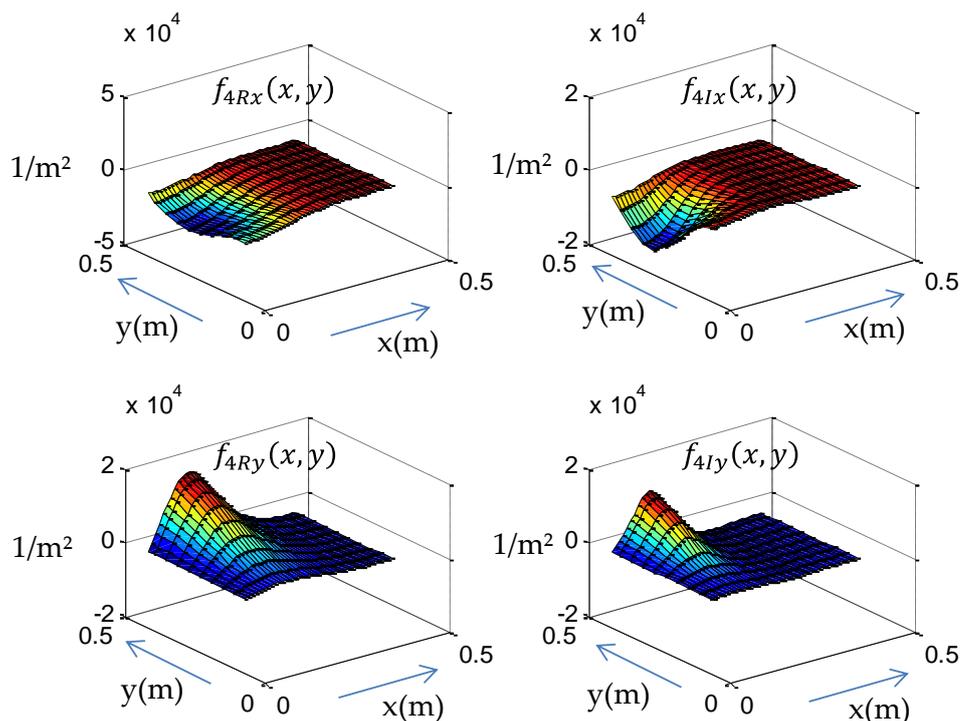


Figure 4-21 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 4

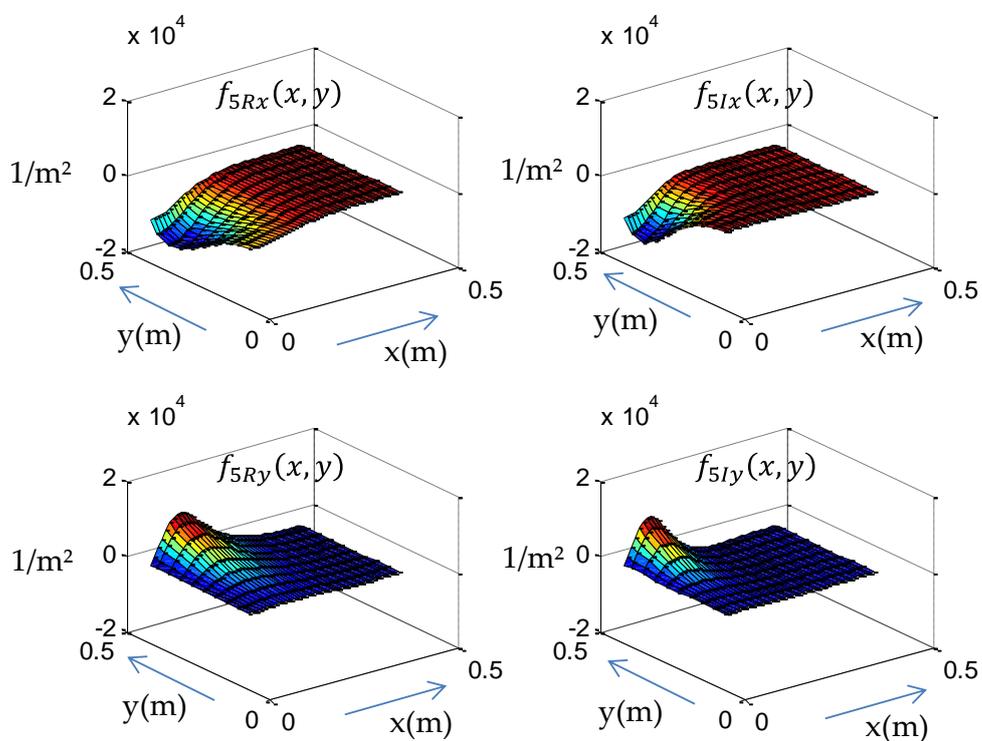


Figure 4-22 : parties réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 5

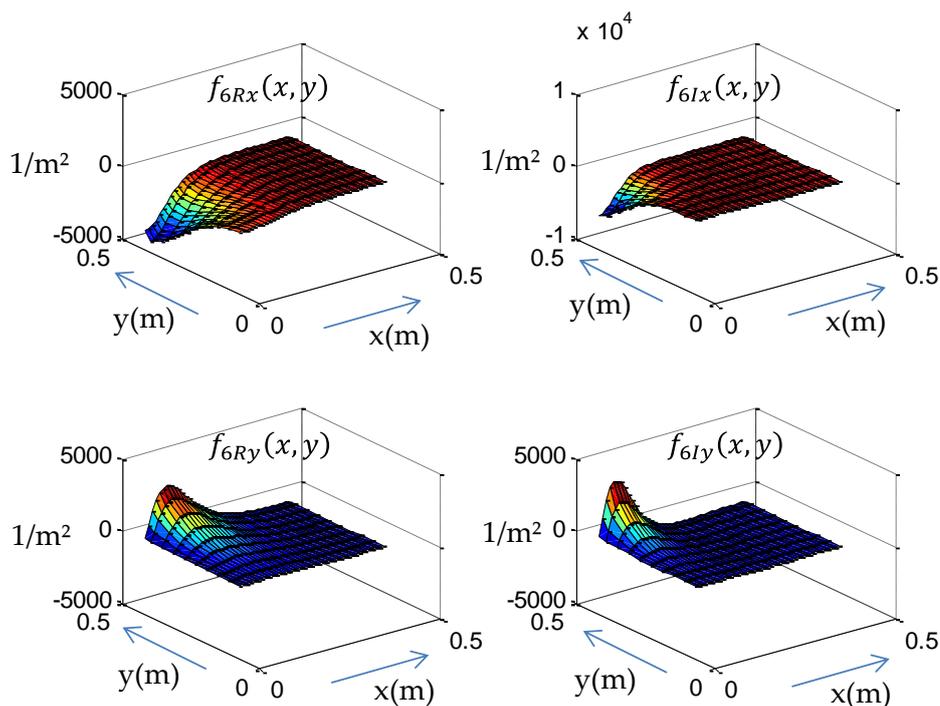


Figure 4-23 : partie réelles et imaginaires des distributions des densités de courants induits par l'inducteur 6

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les modèles qui conduisent à l'obtention des températures dans le logiciel PSim® lorsque nous implantons les surfaces calculées.

4.6.2 Calcul des températures

Les expressions (4-25) à (4-27) détaillent le calcul des températures. Nous considérons un modèle simplifié qui ne prend en compte pour l'instant que la convection. Nous sommes parvenus au choix de ce modèle car le transit de la bande et son chauffage se font suffisamment vite pour que les effets de la conduction soient sans incidence sur l'évolution des températures. De même, nous avons montré dans le chapitre 2 que le phénomène de rayonnement est négligeable pour les températures maximales autour de 300°C. C'est pourquoi nous ne prenons pas non plus le rayonnement en compte. L'équation de calcul des températures se résume ainsi à l'expression (2-36) où le calcul des densités de puissance est plus nettement complexe que pour le système 3 phases, cf. chapitre 2 pour la détermination de l'expression.

Nous considérons par ailleurs que les paramètres tels que la résistivité ou la chaleur massique spécifique C sont constantes. Nous avons évoqué dans le chapitre 2 les évolutions des paramètres en fonction de la température pour l'onduleur 3 bobines, la même étude en plus approfondie reste à effectuer pour l'onduleur 6 bobines.

$$\theta_i = \frac{1}{A} [Dp(x, y) + A\theta_a] \frac{1}{1 + \tau p} \quad (4-25)$$

L'expression du terme A correspond aux échanges convectifs qui se répercutent sur la constante de temps τ , cf. (4-27).

$$A = \frac{2h}{e} \tag{4-26}$$

$$\tau = \frac{\rho C}{A} \tag{4-27}$$

Les paramètres de la bande de tôle sont résumés dans le Tableau 4-10 suivant.

Coefficient d'échange convectif	$h = 10 \text{ W/m}^2 / ^\circ \text{ C}$
Masse volumique	$\rho = 7850 \text{ Kg/m}^3$
chaleur massique spécifique	$C = 500 \text{ J/ Kg } / ^\circ \text{ C}$
Epaisseur	$e = 10^{-3} \text{ m}$
Vitesse de défilement	$v = 0,143 \text{ m/s}$
Température ambiante	$\theta_a = 20 ^\circ \text{ C}$

Tableau 4-10 : paramètres physiques de la bande de tôle

Deux modèles ont été successivement développés dans PSim® pour la prise en compte du défilement de la bande de tôle. Le premier [77] conduit à des temps de simulation de 1,5 jour pour un pas de calcul égal à 10^{-5} s , avec des sources de courant parfaites contre 3 semaines dans Flux2D®. Avec le deuxième modèle, nous passons à 1 h pour un pas de 10^{-7} s de simulation avec toute l'électronique de puissance.

Les résultats présentés correspondent à des modèles simplifiés qui ne prennent en compte que la convection, comme annoncé précédemment. Nous rappelons que la vitesse de déplacement qui est le résultat d'une optimisation [18] en accord avec les courants injectés dans les inducteurs, est fixée à $v = 0,143 \text{ m/s}$. Cela concorde avec une durée de 5,6s pour un parcours de 800 mm de la bande de tôle pour atteindre la sortie du système. La consigne de gradient de températures est fixée à 300° C entre l'entrée et la sortie du système. Dans nos modèles nous recherchons 150° C car nous ne considérons que le $\frac{1}{4}$ de la géométrie.

4.6.2.1 Modèle 1 de simulation du chauffage d'une bande de tôle en déplacement

L'approche, consiste en une segmentation par intervalles des surfaces représentatives des distributions (Figure 4-18 à Figure 4-23) des courants induits aux valeurs y , qui définissent les positions des thermocouples. En d'autres termes, un pas de précision Δx du déplacement est défini de sorte que lorsque l'abscisse x appartient à l'intervalle $[x_i, x_i + \Delta x[$ à y_i , nous affectons la valeur $f(x_i, y_j)$ aux fonctions de distribution.

L'écriture (4-28) suivante met en lumière le principe de cette approche.

$$x \in [x_i, x_i + \Delta x[\rightarrow f(x, y_j) = f(x_i, y_j) \tag{4-28}$$

Cette méthode a l'avantage d'être simple, mais peu précise suivant le pas Δx et relativement onéreuse en temps. En exemple, les simulations pour un pas $\Delta x = 20mm$ conduisent à 2 jours de simulation pour l'équivalent de 5,6 s de chauffage avec un pas de calcul de $10^{-5}s$. Lorsque nous choisissons un pas de déplacement $\Delta x = 40mm$, avec le même pas de calcul, la simulation dure 1,5 jours. Le fonctionnement et ses densités de puissance calculées grâce à l'expression (4-24) sont présentés au modèle de la Figure 4-24 [59] pendant toute la durée de la simulation.

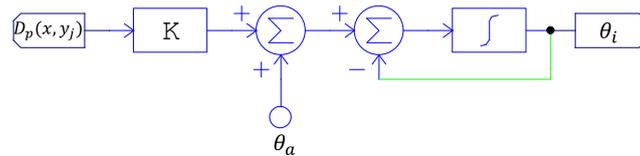


Figure 4-24 : bloc de calcul de la température dans PSim®

La Figure 4-25 montre les densités de puissance simulées avec ce modèle pour $\Delta x = 40mm$.

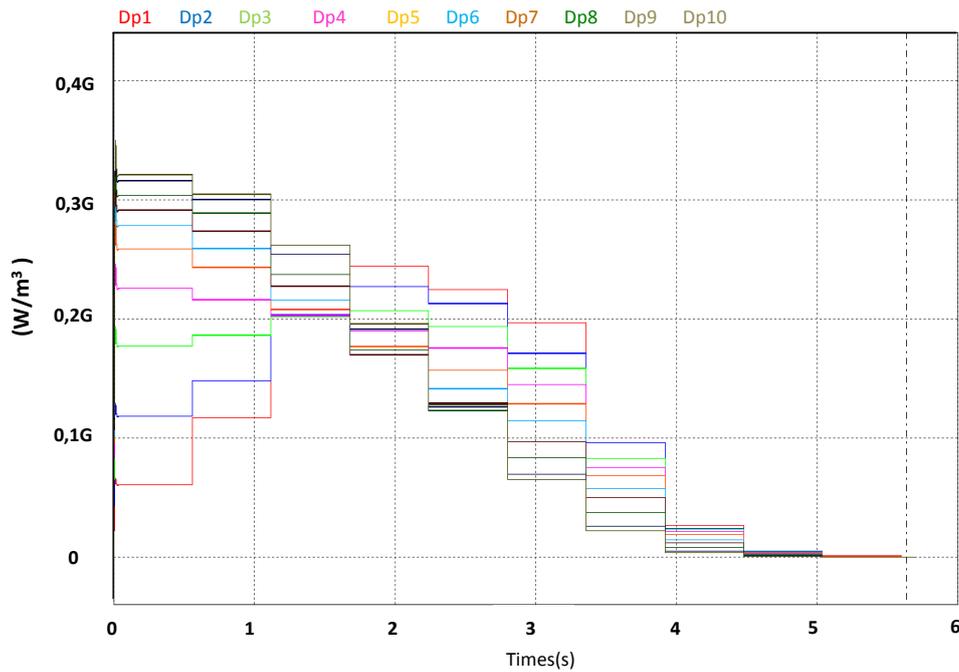


Figure 4-25 : modèle [77] , densité de puissance simulée pour $\Delta x = 40mm$

Les températures correspondantes aux densités des puissances présentées Figure 4-25, sont celles de la Figure 4-26.

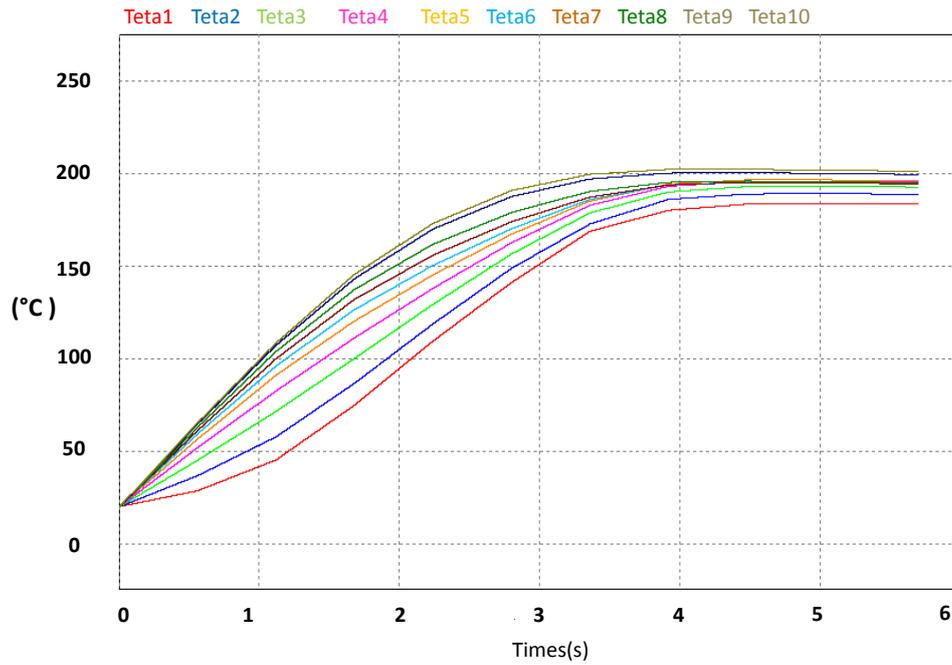


Figure 4-26 : modèle [77] , températures simulées pour $\Delta x = 40mm$

La Figure 4-26, montre une dispersion des températures résumées dans le Tableau 4-11.

	Température (°C)	Gradient de température (°C)
T1	183,8	163,8
T2	189,1	169,1
T3	193	173
T4	195,6	175,6
T5	196,4	176,4
T6	195,1	175,1
T7	194,8	174,8
T8	195,4	175,4
T9	199,9	179,9
T10	201,6	181,6

Tableau 4-11 : modèle [77] , températures simulées pour $\Delta x = 40mm$ avec un pas de calcul $10^{-5}s$

La deuxième colonne du Tableau 4-11 correspond aux gradients obtenus aux 10 points de mesure car nous partons de la température ambiante de 20°C qu'il faut retrancher à la première colonne du tableau.

En réduisant la taille du maillage, c'est-à-dire avec un pas $\Delta x = 20mm$, les dispersions des températures sont réduites comme l'indique la Figure 4-27 et le Tableau 4-12.

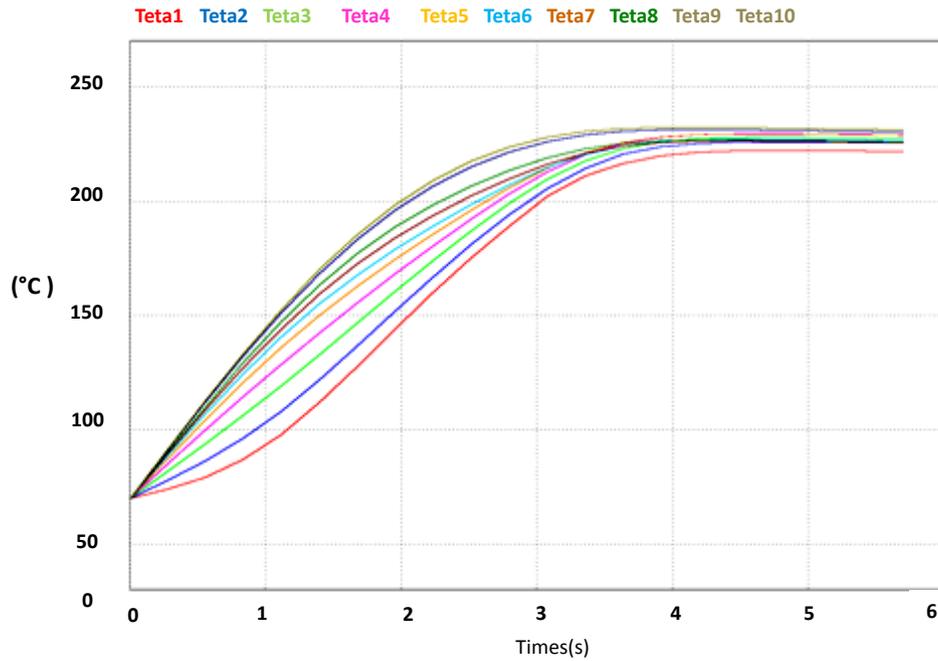


Figure 4-27 : modèle 1, températures simulées pour $\Delta x = 20mm$ pour un pas de calcul $10^{-5}s$

Consigne = 150°C		$\Delta x = 40mm$		$\Delta x = 20mm$	
		Températures simulées (°C)	Erreurs	Températures simulées (°C)	Erreurs
Thermocouples					
T1	0,80 m	163,8	9,2%	151,8	1,2%
T2	0,12 m	169,1	12,7%	155,5	3,7%
T3	0,16 m	173	15,3%	157,6	5,1%
T4	0,20 m	175,6	17,1%	159,1	6,1%
T5	0,24 m	176,4	17,6%	156,6	4,4%
T6	0,28 m	175,1	16,7%	158,9	5,9%
T7	0,32 m	174,8	16,5%	155,7	3,8%
T8	0,36 m	175,4	16,9%	156	4,0%
T9	0,40 m	179,9	19,9%	160,4	6,9%
T10	0,44 m	181,6	21,1%	161,4	7,6%

Tableau 4-12 : comparaison des températures simulées pour les pas $\Delta x = 20mm$ et $\Delta x = 40mm$

La Figure 4-28 compare les profils de températures obtenus pour les deux pas de déplacement 20 et 40mm.

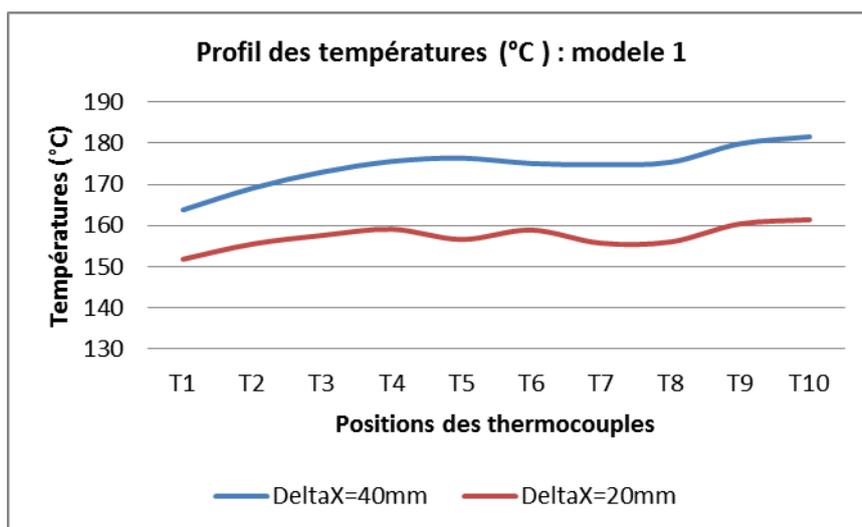


Figure 4-28 : comparaison des profils de températures simulées avec le modèle 1

Cette dernière figure montre un profil amélioré lorsque le pas de déplacement est plus fin. Il induit cependant un temps de simulation de 2 jours qui est certes nettement meilleur qu'avec Flux2D® mais qui est tout de même relativement long. Nous avons développé un autre modèle plus précis et plus rapide que nous présentons dans le prochain paragraphe.

4.6.2.2 Modèle 2 de simulation du chauffage d'une bande de tôle en déplacement

Ce modèle présenté ici permet de lier le pas de simulation aux pas de déplacement par la relation classique $x = vt$ directement implantée dans PSim®, ce qui est possible car nous avons accès à la variable t du temps dans PSim®. Ainsi, nous présentons sur le circuit de la Figure 4-29, les valeurs précises sans interpolation, des densités de puissance, à tous les pas de calcul de simulation. Nous avons choisi deux pas de calcul à 10^{-6} s et 10^{-7} s.

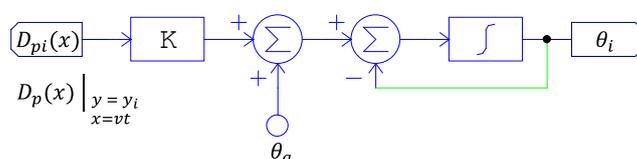


Figure 4-29 : module thermique dans PSim®

Pour accélérer la simulation nous divisons par 60, la constante de temps de la température (4-27) de la fonction de transfert du premier ordre réalisée avec l'intégrateur rebouclé sur lui-même (cf. chapitre 2). Cela fait correspondre la seconde de simulation à une minute de chauffage. En conséquence nous devons donc considérer une vitesse de défilement de la tôle, 60 fois plus élevée pour obtenir les mêmes températures finales. Simuler 5,6 secondes de chauffage en déplacement à 0,143 m/s sur 800mm de déplacement, revient donc à inscrire un temps de déplacement équivalent de $\frac{1 \times 5,6}{60} = 93,33$ ms à une vitesse, $v = 60 \times 0,143$ m/s.

Nous codons toutes les surfaces images des densités de courant induit ainsi que les calculs des densités totales de courant et de puissance en langage C. La Figure 4-30 montre les résultats de simulation de l'évolution des densités de puissance et celle des températures aux positions des 10 thermocouples considérés pour les mesures. Ces courbes correspondent à l'application directe des parties réelles et imaginaires des courants des inducteurs. Nous optons pour cette solution dans un premier temps afin de bien caler le modèle que nous améliorons ensuite. Les courants des inducteurs étant tous en phases se traduisent par des composantes imaginaires $I_{kl} = 0$. Nous appliquons donc directement les valeurs efficaces aux modules de calcul des densités de puissance. Nous nous ramenons à l'équivalent en seconde en multipliant l'échelle des abscisses par 60.

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure ci-après.

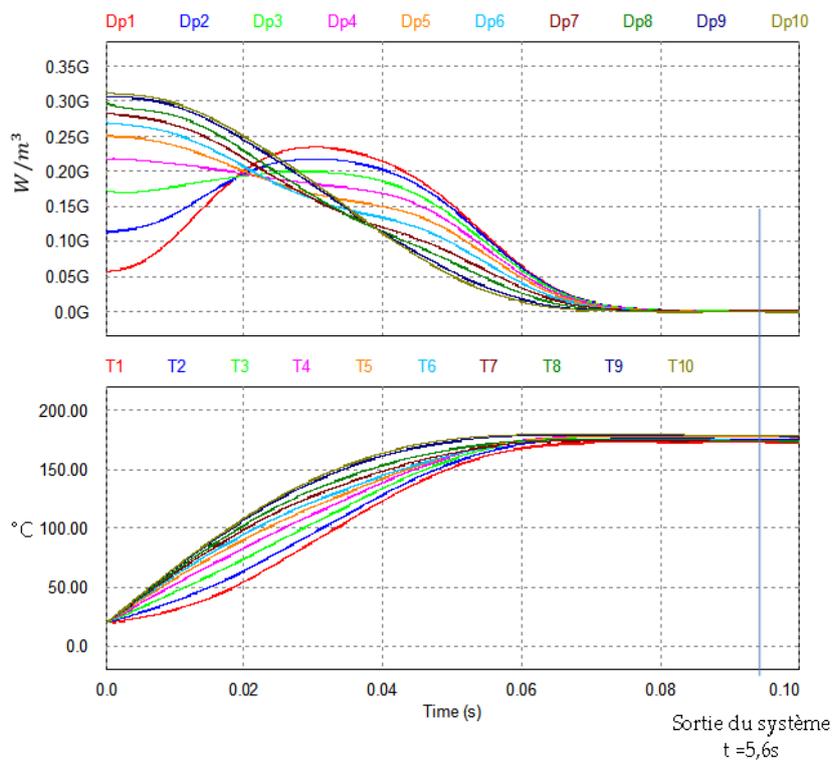


Figure 4-30 : Modèle 2, densités de puissance et températures simulées dans PSim® avec les fondamentaux les courants des inducteurs

Les surfaces correspondantes des densités de puissances et des températures sont reconstituées dans Matlab® à partir des précédentes courbes des densités de puissance et températures simulées.

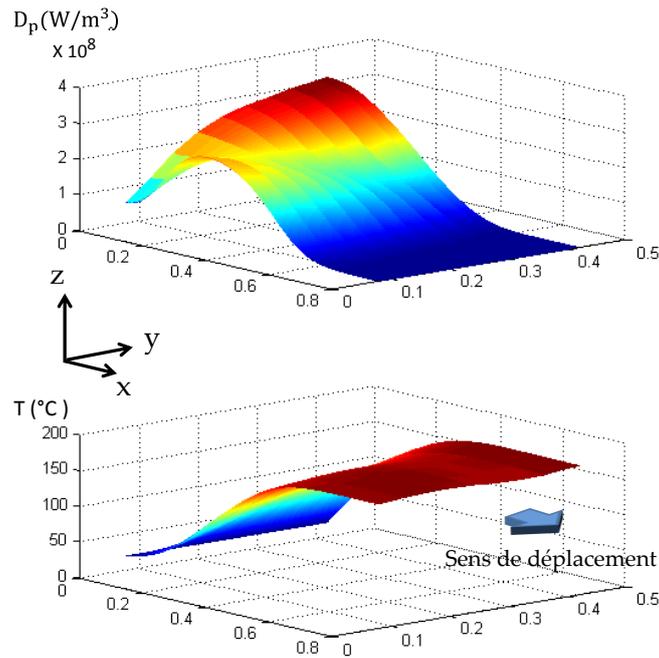


Figure 4-31 : densités de puissance et températures simulées dans PSim® avec les fondamentaux des courants dans les inducteurs

Le profil des températures comparés à ceux que nous avons obtenus précédemment avec le modèle 1 sont indiqués sur la vue de face par rapport à l'axe y, Figure 4-32. Nous avons fait deux simulations avec les pas de calcul $10^{-6}s$ et $10^{-7}s$ pour le modèle 2.

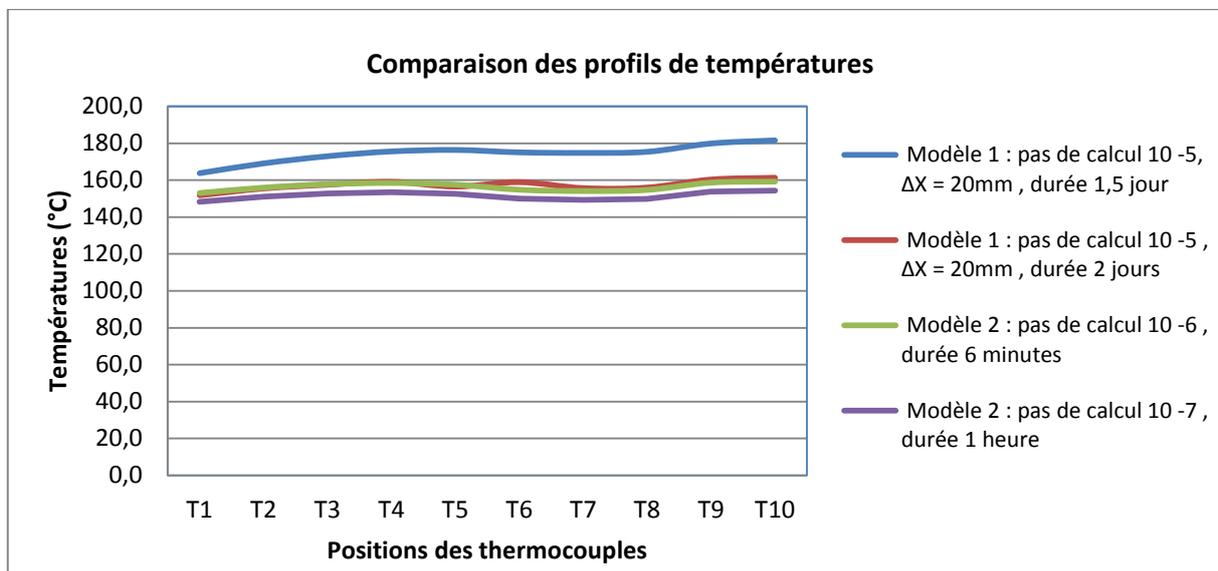


Figure 4-32 : comparaison des profils de températures des deux modèles

La première simulation avec le pas $10^{-6}s$ donne un profil quasi identique à celui du modèle 1, pour $\Delta x = 20\text{ mm}$ mais pour une durée de 6 minutes au lieu de 2 jours. En affinant davantage le pas calcul à $10^{-7}s$ la simulation passe à une heure de temps pour un profil très proche de la consigne de 150 °C comme l'indique le Tableau 4-13.

		Pas de simulation $10^{-7}s$		Pas de simulation $10^{-6}s$	
Thermocouples		Gradients de températures simulées (°C)	erreurs % consigne	Gradients de températures simulées (°C)	erreurs % consigne
T1	0,80 m	148,2	-1,2%	153,1	2,0%
T2	0,12 m	151,1	0,7%	156,0	4,0%
T3	0,16 m	152,9	1,9%	157,8	5,2%
T4	0,20 m	153,5	2,4%	158,5	5,7%
T5	0,24 m	152,7	1,8%	157,6	5,1%
T6	0,28 m	150,0	0,0%	154,8	3,2%
T7	0,32 m	149,3	-0,5%	154,1	2,7%
T8	0,36 m	149,9	-0,1%	154,7	3,2%
T9	0,40 m	153,7	2,5%	158,7	5,8%
T10	0,44 m	154,3	2,8%	159,2	6,2%

Tableau 4-13 : modèle 2, températures et erreurs par rapport à la consigne

Nous rappelons que nous avons considéré le quart de la géométrie ce qui fait qu'au lieu d'un gradient de 300°C , nous recherchons un gradient de 150°C car le système est linéaire. Les erreurs indiquées dans le Tableau 4-13 avec un pas de simulation de $10^{-7}s$ montre une bonne précision de la simulation avec une erreur maximale de 2,8%, à la position du thermocouple T10.

Nous améliorons le modèle global et l'adaptions car les courants sont générés par des onduleurs de tension. Comme pour la simulation du générateur 3 phases, les courants sont ensuite décomposés en partie réelles et imaginaires grâce à une PLL puis filtrés, cf. chapitre 2. Nous devons donc tenir compte du temps de réponse des filtres pour ne pas rapprocher les constantes des temps de filtrage de celles des températures. Pour ce faire, nous attendons un temps de 0,02 ms (Figure 4-35) qui correspond à la stabilisation des composantes complexes des courants des inducteurs avant d'initier le déplacement de la bande de tôle. De plus, nous imposons une saturation de la valeur x de la position de la tôle (Figure 4-33). C'est-à-dire que lorsque $x > 0,8\text{ m}$ les fonctions gardent en mémoire, les valeurs correspondant à $x = 0,8\text{ m}$.

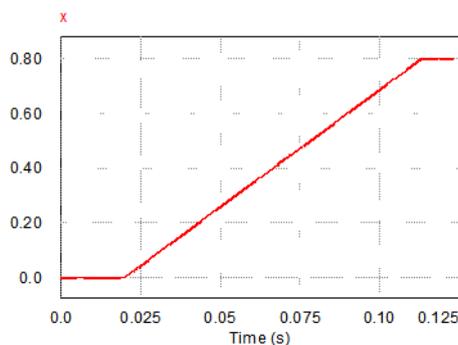


Figure 4-33 : modèle 2, évolution des abscisses durant la simulation

En définitive, il faut inscrire un temps de simulation égal à 20ms + 93,33ms = 113,33ms pour maintenir la même durée de chauffage équivalent à 5,6 s à compter de la stabilisation des composantes complexes des courants des inducteurs.

Les températures et les densités de puissance sont présentées sur la Figure 4-34.

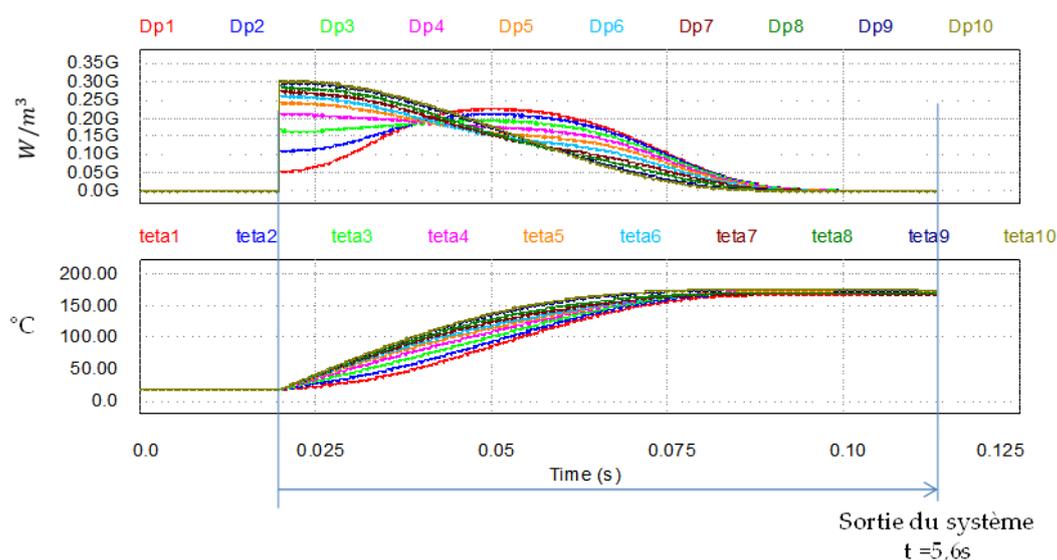


Figure 4-34 : températures, densités de puissance du modèle 2 complet

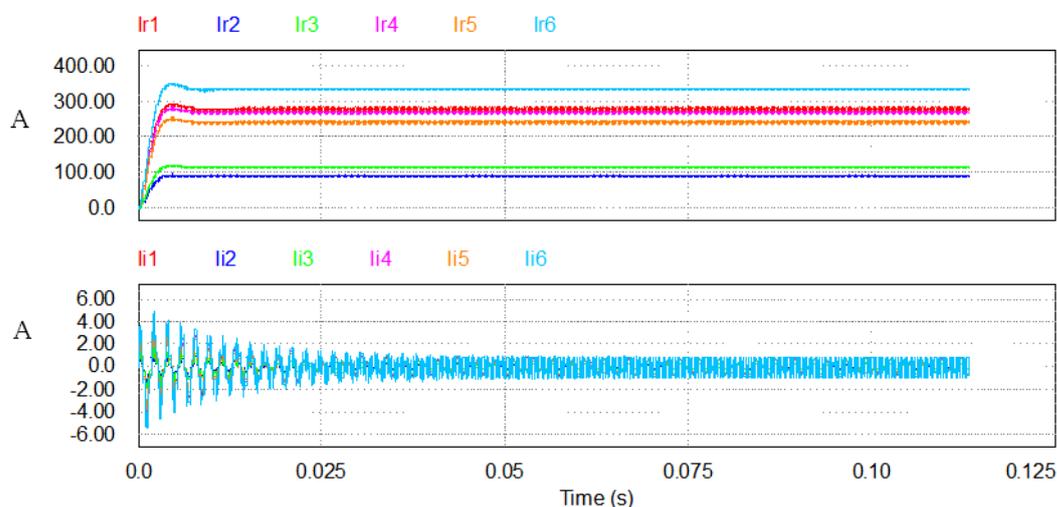


Figure 4-35 : composantes complexes des courants des inducteurs du modèle 2 complet

Les résultats des deux modèles que nous avons présentés concernaient l'application de courants parfaitement sinusoïdaux. Dans le prochain paragraphe, nous mettrons en place l'électronique de puissance en association avec le modèle du comportement thermique, c'est-à-dire que nous appliquerons les courants perturbés du paragraphe §4.4.3 au modèle 2 qui offre de meilleurs résultats que le modèle 1. Nous quantifierons l'incidence des harmoniques sur la qualité du chauffage.

4.6.3 Influences des harmoniques

Nous rappelons que les courants sont générés par des onduleurs de tension tel que nous l'avons présenté précédemment. Nous appliquons les courants perturbés qui conduisent aux résultats, densités de puissance et températures de la Figure 4-36.

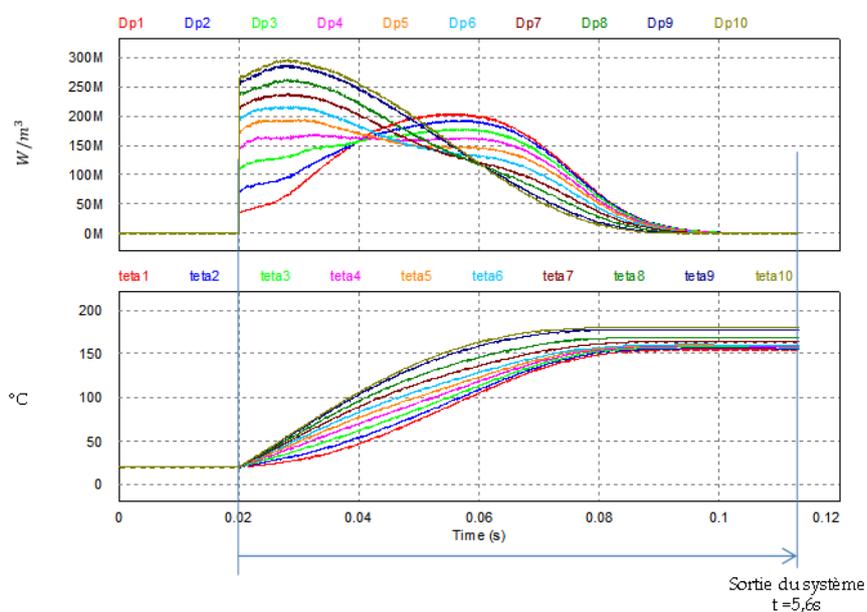


Figure 4-36 : densités de puissance simulées dans PSim® avec les courants pollués inducteurs

Les températures de la figure précédente sont récapitulées dans le Tableau 4-14. Le profil correspondant en sortie du système est celui de la Figure 4-37.

		Sans harmonique		Avec les harmoniques	
		Gradients de températures simulées (°C)	erreurs % consigne	Gradients de températures simulées (°C)	erreurs % consigne
Thermocouples					
T1	0,80 m	148,2	-1,2%	135,1	-9,9%
T2	0,12 m	151,1	0,7%	137,1	-8,6%
T3	0,16 m	152,9	1,9%	138,6	-7,6%
T4	0,20 m	153,5	2,4%	140,0	-6,7%
T5	0,24 m	152,7	1,8%	141,2	-5,9%
T6	0,28 m	150,0	0,0%	141,8	-5,4%
T7	0,32 m	149,3	-0,5%	144,9	-3,4%
T8	0,36 m	149,9	-0,1%	149,4	-0,4%
T9	0,40 m	153,7	2,5%	157,1	4,7%
T10	0,44 m	154,3	2,8%	159,1	6,1%

Tableau 4-14 : comparaison des températures en sortie, sans et avec les harmoniques

Les harmoniques provoquent une dispersion non négligeable des températures comme le montre le profil simulé sur la Figure 4-37. En se ramenant à la longueur totale du trajet (multiplication par 2), nous avons un écart de $-14,9^{\circ}\text{C} \times 2 = -29,8^{\circ}\text{C}$ au centre sur T1 et $18,2^{\circ}\text{C}$ d'écart à la position de T10 soit un écart de 48°C entre T1 et T10 au lieu de 0. L'allure du profil ci-après permet une meilleure appréciation de la dispersion. Ce résultat particulier dépend bien évidemment des caractéristiques de l'inducteur 6 bobines, du matériau à chauffer et des courants qui l'alimentent. Il est donc difficilement généralisable.

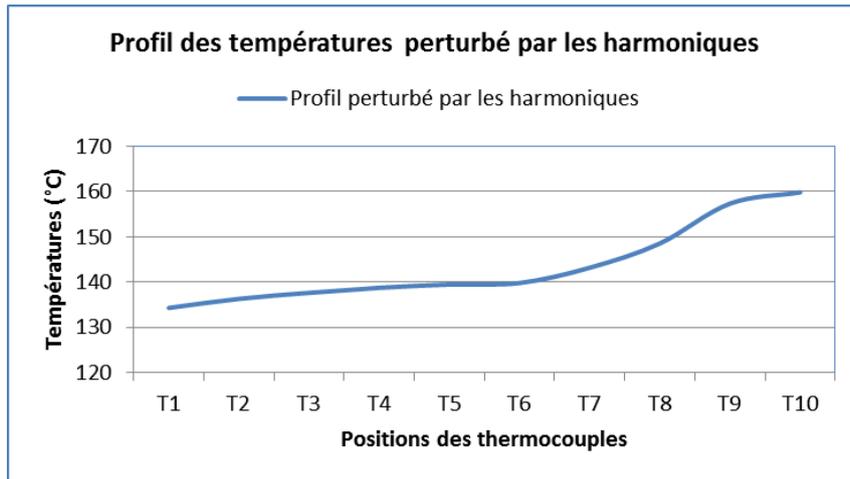


Figure 4-37 : profil des températures avec les harmoniques

Le profil des températures est d'autant plus perturbé que les densités de puissance le sont. Au regard des exigences de 3% d'erreur imposée par le cahier des charges dans [18], il est nécessaire de réduire ou d'éliminer les harmoniques. Pour ce faire, nous avons tenté une approche par comparaison au système 3 phases dans le paragraphe §4.5 qui nous a permis de définir une solution matérielle.

Nous la mettrons en œuvre dans la partie suivante à travers une augmentation des parties réactives des inducteurs afin de réduire leurs interdépendances. Nous traiterons également d'une deuxième solution qui s'appuie sur l'application de forme d'ondes particulières aux circuits résonants pour l'élimination des harmoniques.

4.7 Elimination des harmoniques

4.7.1 Solution matérielle pour la minimisation des harmoniques

Cette solution se base sur l'analyse des termes de couplage présentée au paragraphe §4.5. Elle consiste en une augmentation de la partie imaginaire des impédances propres des inducteurs afin de réduire les rapports des termes de couplage aux termes propres [78]. Nous avons choisi d'utiliser en simulation des parties réactives des impédances propres arbitrairement cinq fois plus élevées qu'à l'initial, Cf. matrice des impédances (4-11).

Nous obtenons les courbes des courants montrées sur les Figure 4-38 à Figure 4-40 ci-après.

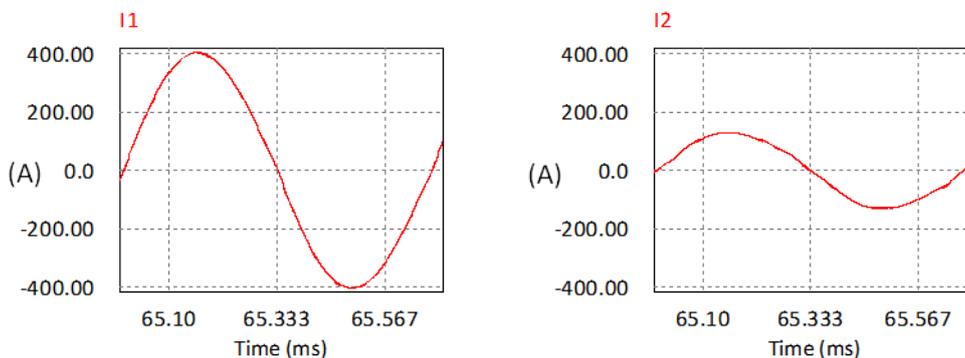


Figure 4-38 : courants des inducteurs 1 et 2 après augmentation des impédances propres

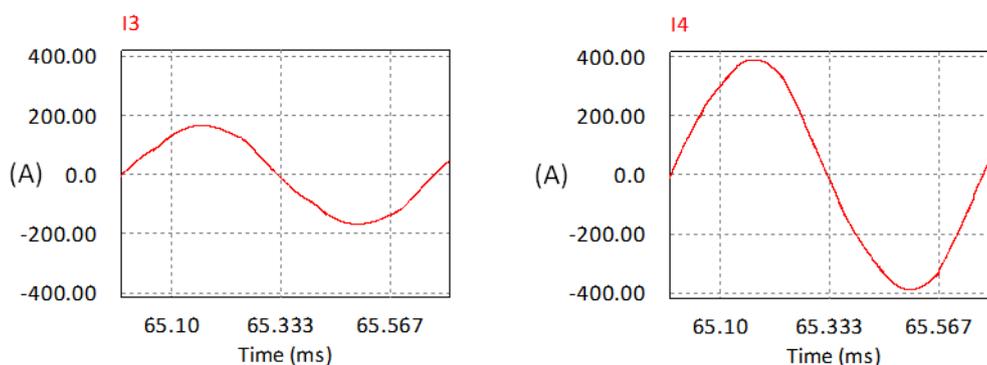


Figure 4-39 : courants des inducteurs 3 et 4 après augmentation des impédances propres

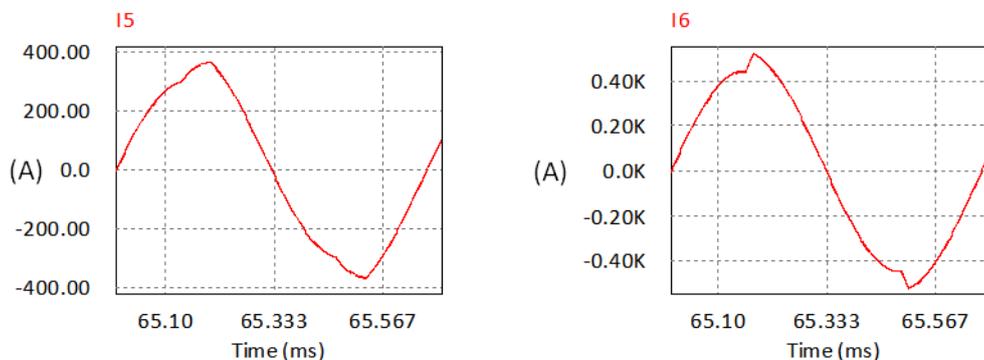


Figure 4-40 : courants des inducteurs 5 et 6 après augmentation des impédances propres

Les courbes sont moins perturbées que précédemment et conduisent à des THD globalement plus faibles, au prix d'une augmentation du volume des composants magnétiques. Nous fournissons un comparatif des THD obtenus pour les cas avant et après augmentation des impédances propres dans le Tableau 4-15 et sur la Figure 4-41.

Courant de l'inducteur	THD	
	Avant	Après augmentation impédance propre (X5)
1	8,80%	6,70%
2	56,15%	7,46%
3	42,02%	7,42%
4	13,67%	7,38%
5	30,68%	9,09%
6	17,33%	8,31%

Tableau 4-15 : comparaison des THD pour les cas avant et après augmentation des impédances propres

Nous avons ainsi montré ici, qu'une simple augmentation de l'impédance propre permet d'obtenir des courants nettement plus propres. Les nouvelles valeurs des THD sont toutes inférieures à 10% comme le montre la Figure 4-41.

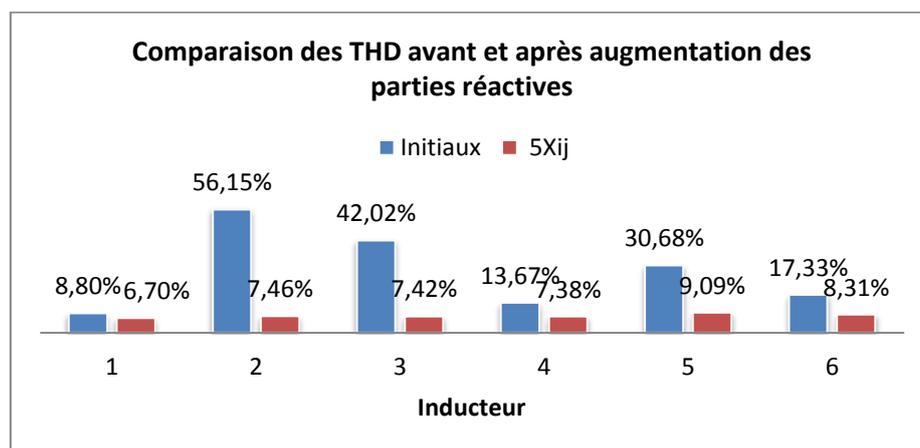


Figure 4-41 : comparaison des THD avant et après augmentation des parties réactives

Cette solution suppose soit une révision de la structure des inducteurs afin de minimiser les couplages magnétiques, soit l'adjonction d'inductances sur chaque phase, ce qui augmenterait bien sûr la masse, le volume et le coût du générateur. Dans le pire des cas, passer de $1,398\Omega$ pour la partie réactive de Z_{11} à $5 \times 1398 = 6,99\Omega$ nécessiterait l'ajout d'une inductance de $2,37\text{mH}$ passant quelques centaines d'Ampères, ce qui est loin d'être négligeable et industriellement inenvisageable. Nous explorons donc d'autres solutions, basées sur des approches logicielles qui permettront de maintenir la même structure et d'éliminer les harmoniques par la commande, sans modification de la structure du système ni ajout de composants réactifs supplémentaires.

4.7.2 Solution logicielle pour l'élimination d'harmoniques

Nous proposons ci-après une solution logicielle qui consiste à déterminer des angles particuliers permettant d'éliminer tout d'abord les harmoniques les plus gênants, portés par les signaux carrés. Il s'agit dans ce paragraphe préliminaire, d'une étude d'impact rapide des harmoniques et de leur élimination.

Nous décrivons la procédure que nous avons suivie ainsi que les résultats obtenus. Toutes les simulations sont faites avec un pas de calcul de 10^{-7} s, c'est-à-dire une résolution angulaire de $1,5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7} \cdot 360 = 0,05^\circ$, donc inférieure aux plus petites grandeurs codées c'est-à-dire l'arrondi des angles du §4.7.4. L'expression (4-29) de la série de Fourier des signaux carrés de la Figure 4-42 à angle de décalage α , sert de base d'élimination des harmoniques multiples de n.

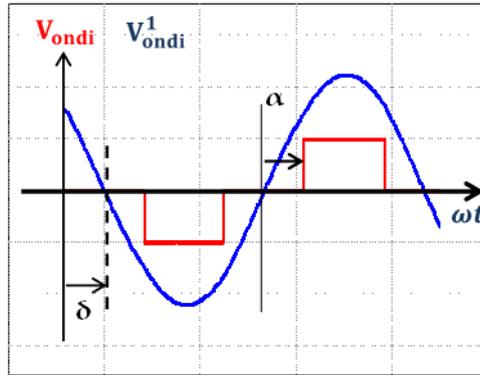


Figure 4-42 : tension carrée de l'onduleur et son fondamental

$$V_{ondi}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1} + 1}{2} V_{ondi}^n \cdot \sin(n\omega t) = \frac{2E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} [(-1)^{n+1} + 1] \frac{\cos(n\alpha)}{n} \sin(n\omega t) \quad (4-29)$$

où V_{ondi}^n désigne l'harmonique de rang n de la tension V_{ondi} de l'onduleur i.

$$V_{ondi}^n = 0 \Leftrightarrow n\alpha = 90^\circ + 180k ; \text{ soit } \alpha = 90 \frac{1+2k}{n} \text{ pour } k \in \mathbb{Z} \quad (4-30)$$

En prenant en compte la condition supplémentaire (4-31), nous obtenons au moins un angle permettant d'annuler l'harmonique souhaité et ses multiples. Pour mémoire, $\alpha = 90^\circ$ traduit le fait que le signal a une amplitude nulle.

$$0 \leq \alpha < 90^\circ \quad (4-31)$$

Nous déduisons de la contrainte (4-31) que $k < \frac{n-1}{2}$. Cela permet d'écrire plus généralement les angles recherchés (4-32).

$$\alpha = 90 \frac{1+2k}{n} \text{ pour } k < \frac{n-1}{2}; k \in \mathbb{N} \quad (4-32)$$

En exemple, l'annulation de l'harmonique de rang 9 conduit à quatre solutions.

$$\alpha = \begin{cases} 10^\circ \\ 30^\circ \\ 50^\circ \\ 70^\circ \end{cases} \text{ car } k < 4 \rightarrow k = \{0,1,2,3\}$$

Nous retiendrons le plus petit des angles car plus α est grand tout en étant astreint à la contrainte (4-31), plus le fondamental est petit.

Cette solution manque de souplesse car une fois un angle α choisi pour éliminer un harmonique et ses multiples, elle oblige à recalculer la tension de la source qui permettrait d'obtenir le fondamental souhaité. De ce fait, elle n'est pas valable lorsque plusieurs onduleurs doivent partager la même alimentation, source de courant sur le système 3 bobines ou source de tension pour notre système 6 bobines. En effet, on ne peut choisir d'éliminer qu'un harmonique porté par le signal carré de l'onduleur choisi et recalculer en conséquence les angles de décalages des 5 autres onduleurs.

Nous montrons un exemple sur la Figure 4-43 pour l'élimination de l'harmonique 3 porté par l'onduleur de tension n°2. Nous choisissons cet onduleur et cet harmonique car c'est celui qui a le THD (56,2% du fondamental, Cf. Tableau 4-3) le plus élevé. Nous précisons que le principe est tel que si nous éliminons les harmoniques à l'injection, nous ne devrions pas retrouver leur composante sur les courants des inducteurs.

Éliminer l'harmonique 3 de la tension de l'onduleur 2 équivaut au résultat suivant :

- $I_{\text{ond}3}^3 = 0 \Leftrightarrow \cos(3\alpha_2) = 0$ c'est-à-dire $\alpha_2 = 30^\circ$

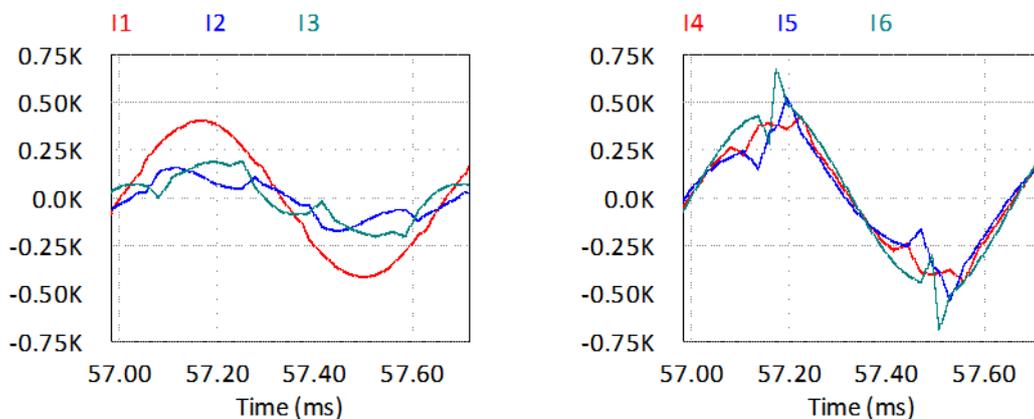


Figure 4-43 : Courants des inducteurs après élimination de l'harmonique de rang 3 introduite par l'onduleur 1

Globalement, les courants des inducteurs présentent moins de perturbations lorsque nous imposons un angle de commande $\alpha_2 = 30^\circ$ à l'onduleur 2. Le Tableau 4-16 présente un comparatif des angles de commande et des THD pour les cas des angles initiaux et ceux recalculés avec $\alpha_2 = 30^\circ$, afin d'imposer les mêmes fondamentaux des courants efficaces dans les inducteurs.

Comparaison de deux solutions d'angles de commande						
Indice	Condensateurs (μF)	δ ($^\circ$)	α initiaux		α recalculés avec $\alpha_2 = 30^\circ$	
			α ($^\circ$)	THD sur les courants inducteurs	α ($^\circ$)	THD sur les courants inducteurs
1	62	0	0,0	8,8%	22,1	6,6%
2	28	0	20,8	56,2%	30,0	38,8%
3	43	0	38,7	42,0%	43,7	39,2%
4	107	0	55,4	13,7%	58,3	14,1%
5	158	0	72,8	30,7%	74,1	30,0%
6	617	0	85,8	17,3%	86,1	17,0%
Tension de la source (V)			290,3		313,3	

Tableau 4-16 : Comparaison des angles de commande après élimination de l'harmonique de rang 3 sur l'onduleur 2 introduite par V_{ond2}

L'élimination de l'harmonique de rang 3 de V_{ond2} réduit globalement les THD des courants des inducteurs à l'exception de celui du courant I_4 qui est très légèrement rehaussé. Le courant I_2 reste néanmoins le plus perturbé.

Nous donnons une vue comparative des THD correspondants sur la Figure 4-44.

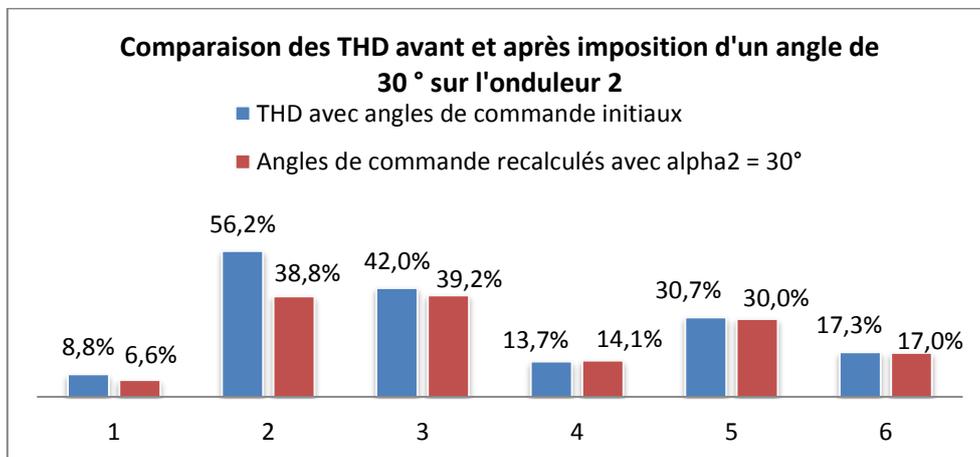


Figure 4-44 : comparaison des THD calculés des courants des inducteurs avec et sans élimination de H3 sur le courant inducteur I_2

Le choix de l'élimination d'un harmonique injecté par le signal carré d'un onduleur n'est pas suffisant pour réduire les THD de façon significative. Pour remédier à cela, nous choisissons une autre approche basée sur une écriture modifiée de la relation (4-29). Le paragraphe suivant traite de l'élimination de deux harmoniques.

4.7.2.1 Principe de la méthode

La solution s'appuie sur les travaux bien connus de Patel et Hoft présentés dans [79], [80] et qui ont été utilisés au laboratoire notamment pour ce qui nous concerne dans [78], [81]. Le principe consiste en la détermination des formes des signaux carrés qui permettent d'éliminer les amplitudes H_n des harmoniques de la série de Fourier (10), ce qui suppose l'insertion d'angles de commande supplémentaires. Cela revient à une modulation de largeur d'impulsions.

$$V_i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_i^n \sin(n\omega t) \quad (4-33)$$

Nous rappelons que l'exposant n correspond au rang de l'harmonique et non une élévation à une puissance de n . Le réglage des amplitudes V_i^n des harmoniques suggère qu'il y ait autant d'angles sur le quart de période que d'harmoniques à contrôler lorsqu'on considère constante la valeur de la source de tension d'alimentation E .

Nous calculons les angles de commande α_k en résolvant les équations regroupées (4-34) en appliquant les contraintes (4-35).

$$V_i^n = \frac{2[(-1)^{n+1} + 1]E}{n\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \quad (4-34)$$

Avec

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \frac{\pi}{2} \quad (4-35)$$

Dans notre application, nous devons imposer des valeurs précises des fondamentaux des courants des onduleurs. Dans le paragraphe suivant nous montrons l'application du principe en contrôlant le fondamental et en éliminant deux harmoniques, ce qui fait un total de 3 angles nécessaires pour chaque onduleur.

4.7.2.2 Contrôle du fondamental et élimination de deux harmoniques H3 et H5

Nous écrivons le système d'équations (4-36) sur chaque phase, en choisissant d'éliminer les harmoniques de rang 3 et 5 et d'imposer par ailleurs, la valeur du fondamental par le biais du paramètre m .

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = m \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (4-36)$$

Nous calculons le paramètre m grâce à la relation (4-37) qui met en relation les fondamentaux des tensions à obtenir aux bornes des onduleurs et la source E de tension continue.

$$m = \frac{V_{\text{ondi}}^1}{\frac{4E}{\pi}} \quad (4-37)$$

La Figure 4-45 montre le type de signal utilisé pour le contrôle du fondamental et l'élimination de deux harmoniques.

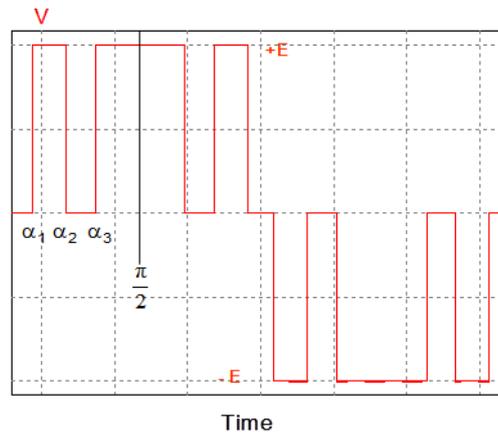


Figure 4-45 : signal carré permettant l'élimination de deux harmoniques et le contrôle du fondamental

Les valeurs de m sont nécessairement inférieures à 1 car nous ne pouvons disposer d'angles α_k correspondant à un fondamental plus grand qu'il ne l'aurait été dans le cas d'un signal en pleine onde. Les valeurs de m sont par ailleurs toujours positives.

$$0 < m_i < 1 \quad (4-38)$$

Nous imposons la contrainte supplémentaire (4-39) liée au temps de commutation et aux temps morts. Les temps de commutation des IGBT (cf. annexe) que nous utilisons imposent des temps morts de l'ordre de $2\mu\text{s}$ qui correspondent à un angle $= 1,08^\circ$. Les valeurs de \min doivent donc être au moins égales à $1,08^\circ$. Nous choisissons une valeur $\min = 5^\circ$. Nous rejetons aussi les solutions trop proches de 90° .

$$\alpha_2 - \alpha_1 > \min = 5^\circ \quad \text{et} \quad \alpha_3 - \alpha_2 > 5^\circ \quad (4-39)$$

Pour avoir un maximum de précision, nous rejetons les solutions dont le résidu $f1(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) - m > 10^{-4}$ (sans dimension).

Les valeurs des condensateurs sont quant à elles inchangées car on impose les mêmes fondamentaux des courants dans les inducteurs. Il en est de même pour les déphasages, $\delta_i = 0$ car les tensions ont été optimisées dans [18] pour être en phase avec les fondamentaux des courants des inducteurs.

Les angles de commande, les valeurs efficaces des fondamentaux des tensions, les valeurs de m , ainsi que les capacités des condensateurs sont indiqués dans le Tableau 4-17.

Indice	Condensateur	V_{ondi} (V)	m_i	α_{1i} (°)	α_{2i} (°)	α_{3i} (°)	Tension de source (V)
	(μ F)						
1	62	261,4	0,78	26,8	48,1	56,3	E1 = 372
2	28	244,3	0,73	28,7	52,5	62,5	
3	43	203,9	0,61	31,9	54,6	70,2	
4	107	148,3	0,44	35,7	53,1	76,7	
5	158	77,3	0,23	40,2	49,5	83,3	
6	617	19,2	0,06	40,2	49,5	83,3	E2 = 93

Tableau 4-17 : Angles de commande pour H3 et H5 =0

Par ailleurs, nous calculons la tension de la source E_1 en considérant la valeur maximale du paramètre m , soit $m_1 = 0,78$.

$$E_1 = \frac{\pi V_{ond1}}{2\sqrt{2}m_1} = \frac{261,4\pi}{0,78 * 2\sqrt{2}} = 372,2 V \quad (4-40)$$

Nous calculons ensuite les angles de commande en résolvant le système (4-36). A ce niveau, nous obtenons des solutions pour les cinq premiers onduleurs mais pas pour le sixième. En effet, il n'existe pas de solution du système pour la valeur $m_6 = 0,06$ avec la tension de la source $E_1 = 372,2 V$ sous les contraintes (4-35) imposées. Cela est d'autant plus normal que le paramètre m_6 est très petit. En première solution, nous pourrions éteindre l'onduleur 6 et recalculer les courants en considérant les cinq premiers.

Nous pourrions étudier également une autre solution qui consisterait à alimenter l'onduleur 6 par une deuxième source E_2 de tension différente. Pour cela, nous pouvons affecter les valeurs de m_1 à m_5 qui conduisent à une solution du système (4-36). Nous choisissons la valeur $m_6 = m_5 = 0,23$ pour obtenir une tension E_2 la plus grande possible car elle devra être obtenue à partir du triphasé redressé (540V).

$$E_2 = \frac{\pi V_{ond6}}{2\sqrt{2}m_6} = \frac{19,2\pi}{0,23 * 2\sqrt{2}} = 93 V \quad (4-41)$$

Nous montrons les courbes simulées des courants des inducteurs pour l'élimination des harmoniques 3 et 5 sur les Figure 4-46 et Figure 4-47. Les courants sont assurément plus sinusoïdaux.

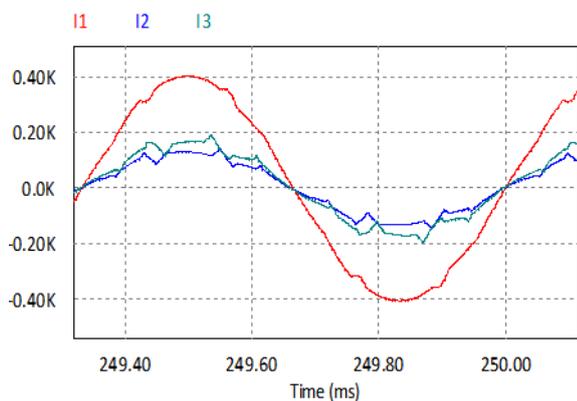


Figure 4-46 : Courants des inducteurs 1 à 3 avec élimination des harmoniques 3 et 5

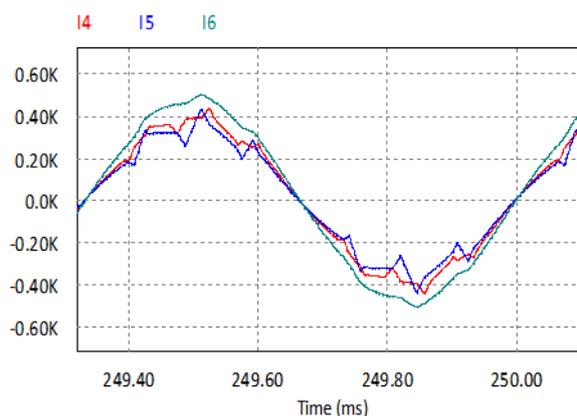


Figure 4-47 : Courants des inducteurs 4 à 6 avec élimination des harmoniques 3 et 5

Les tensions correspondantes sont celles de la Figure 4-48 et de la Figure 4-49.

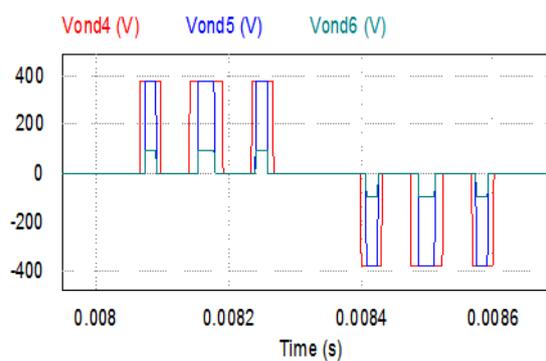
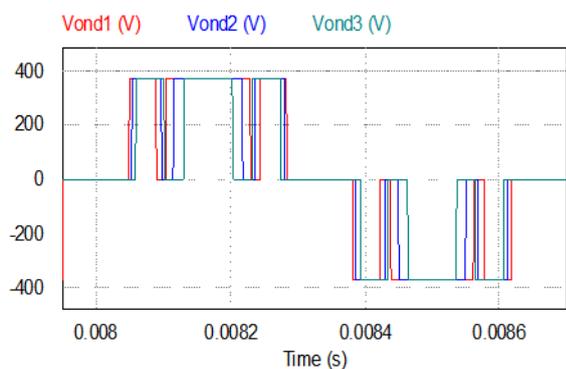


Figure 4-48 : tensions des onduleurs 1 à 3 pour $H_3=H_5=0$

Figure 4-49 : tensions des onduleurs 4 à 6 pour $H_3=H_5=0$

Nous résumons les valeurs des harmoniques et les THD dans le Tableau 4-18 ci-après.

Rang	I1	I2	I3	I4	I5	I6
	(A)	(A)	(A)	(A)	(A)	(A)
1	286,2	92,0	118,0	275,1	247,1	342,1
3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
5	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
7	1,6	4,1	10,1	15,8	19,1	8,2
9	4,2	3,5	2,5	9,8	16,2	5,5
11	0,2	4,4	4,5	2,1	1,3	0,6
13	3,5	0,0	3,6	2,1	0,9	0,4
THD initiaux (Tableau 4-3)	8,80%	56,20%	42,00%	13,70%	30,70%	17,30%
THD ($H_3, H_5=0$)	2,30%	9,60%	11,40%	7,41%	12,17%	3,06%
Variations	-6,50%	-46,60%	-30,60%	-6,29%	-18,53%	-14,24%

Tableau 4-18 : Comparaison des THD obtenus avant et après élimination des harmoniques 3 et 5

Les THD obtenus sont très nettement améliorés en supprimant les harmoniques de rang 3 et 5 introduits par les signaux carrés.

4.7.2.3 Contrôle du fondamental et élimination des harmoniques de rang 3, 5 et 7

Nous choisissons ici d'éliminer l'harmonique 7 en plus du 3 et du 5. Les paramètres calculés sont indiqués dans le Tableau 4-19. Comme dans le cas précédent, il a fallu calculer une source différente pour l'onduleur 6.

Nous présentons les courbes des courants simulés dans les inducteurs sur les Figure 4-50 et Figure 4-51.

Indice	Condensateur (μF)	V_{ondi} (V)	m_i	α_{1i} ($^\circ$)	α_{2i} ($^\circ$)	α_{3i} ($^\circ$)	α_{4i} ($^\circ$)	Tension de source
1	62	261,4	0,75	24,4	40,3	51,1	88,3	E1 = 387 V
2	28	244,3	0,70	25,3	41,2	53,3	87,2	
3	43	203,9	0,58	27,4	41,7	57,5	84,6	
4	107	148,3	0,43	29,9	40,9	62,1	81,1	
5	158	77,3	0,22	32,9	38,8	67,0	76,8	
6	617	19,2	0,06	32,9	38,8	67,0	76,8	E2 = 96V

Tableau 4-19 : Angles de commande pour H3, H5 et H7 =0

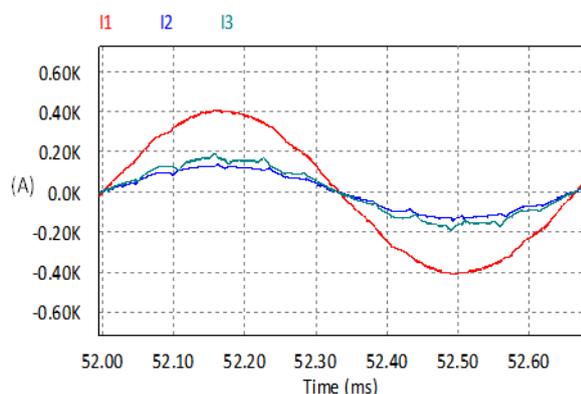


Figure 4-50 : courants des inducteurs 1 à 3 après élimination des harmoniques 3,5 et 7

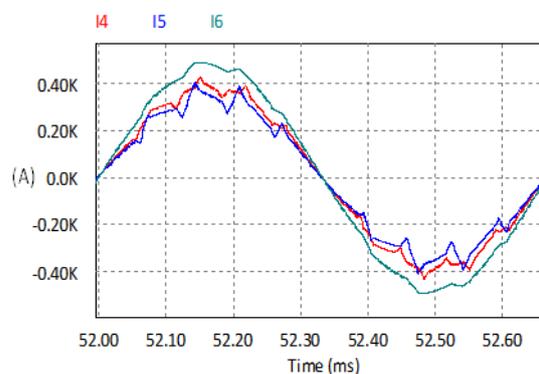


Figure 4-51 : courants des inducteurs 4 à 6 après élimination des harmoniques 3,5 et 7

Les courants des inducteurs sont encore améliorés puisque leurs taux de distorsion sont abaissés mais le mode de commande engendre davantage de pertes par commutation dans les interrupteurs. Nous calculons les pertes au paragraphe §4.8. Les distorsions ainsi que les valeurs des harmoniques sont indiquées dans le Tableau 4-20.

Rang	Iind1	Iind2	Iind3	Iind4	Iind5	Iind6
	(A)	(A)	(A)	(A)	(A)	(A)
1	285,1	91,7	117,7	274,5	246,7	341,7
3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
5	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
7	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
9	3,7	3,7	7,8	12,4	14,5	6,5
11	1,7	1,4	2,4	8,3	13,0	4,7
13	1,4	2,1	3,1	1,8	0,9	0,5
THD initiaux (Tableau 4-3)	8,80%	56,20%	42,00%	13,70%	30,70%	17,30%
THD (H₃, H₅, H₇=0)	1,76%	5,95%	8,50%	5,94%	9,58%	2,50%
Variations	-7,04%	-50,25%	-33,50%	-7,76%	-21,12%	-14,80%

Tableau 4-20 : Comparaison des THD obtenus avant et après élimination des harmoniques 3, 5 et 7

Nous donnons une vue comparative globale des THD sur la Figure 4-52 suivant les modes d'élimination des harmoniques.

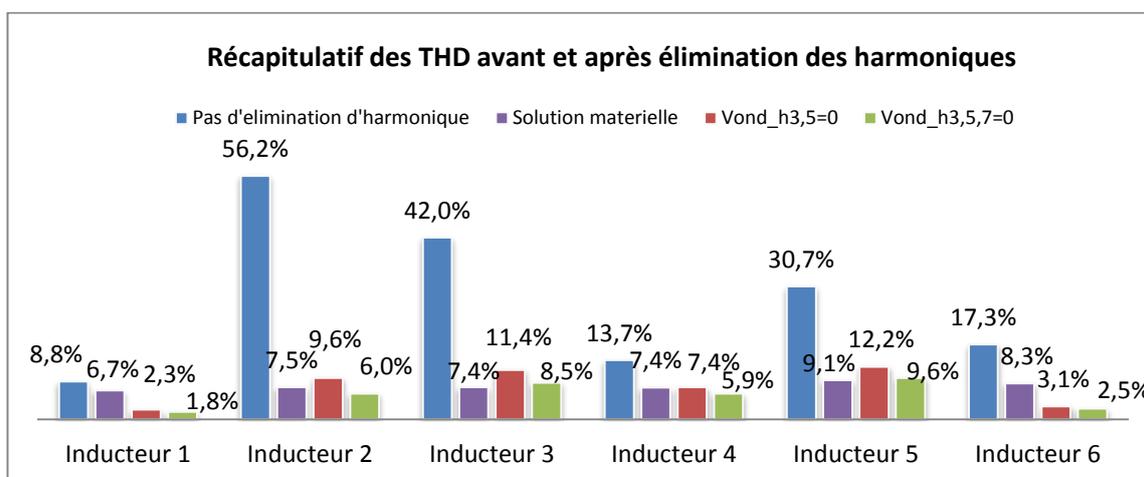


Figure 4-52 : comparaison des THD de toutes les méthodes

Nous verrons dans la suite, ce qu'apporte l'élimination des harmoniques sur la qualité du profil de températures.

4.7.3 Températures après élimination des harmoniques

Les résultats des simulations que nous présentons ici concernent le choix du pas de calcul de $10^{-7}s$ qui conduit à de meilleurs résultats comme nous l'avons montré dans le paragraphe §4.6.2.2, Tableau 4-13. La figure montre les évolutions des températures correspondant à l'application de la solution logicielle que nous avons présentée dans le paragraphe §4.7.2.

Nous éliminons d'abord 2 puis 3 harmoniques et comparons les profils de températures correspondants.

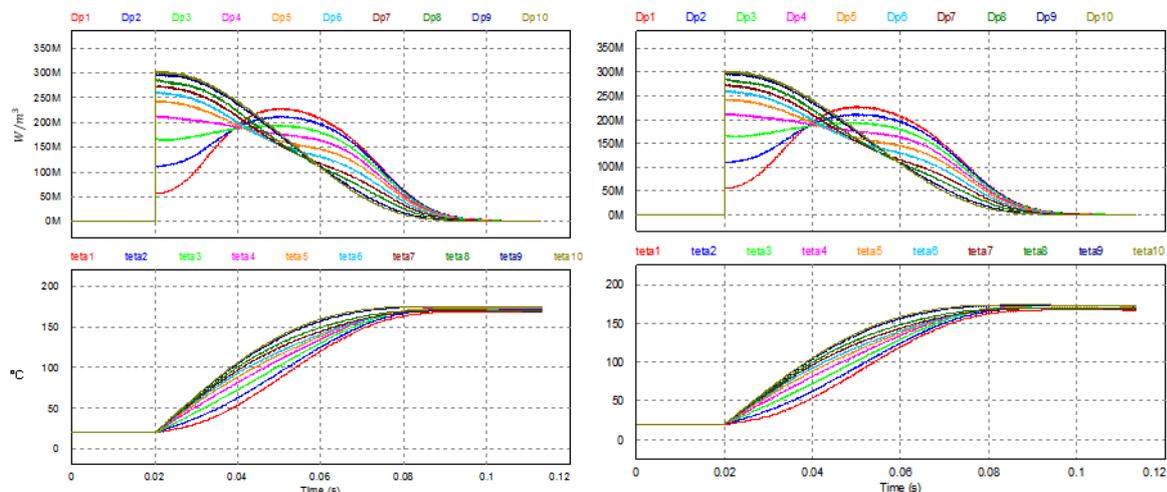


Figure 4-53 : densité de puissance et températures après élimination des harmoniques 3 et 5 (gauche) et après éliminations des harmoniques 3,5 et 7 (droite)

Comme le montre cette figure, l'élimination des harmoniques annule la dispersion des températures en sortie du système. Les valeurs des températures et l'allure des profils sont respectivement données dans le Tableau 4-21 et sur la Figure 4-54.

Consigne = 150°C		Elimination de H3 et H5		Elimination de H3, H5 et H7	
		Températures simulées (°C)	Erreurs	Températures simulées (°C)	Erreurs
Thermocouples					
T1	0,80 m	148,3	-1,2%	147,6	-1,6%
T2	0,12 m	151,1	0,8%	150,5	0,3%
T3	0,16 m	152,9	1,9%	152,2	1,5%
T4	0,20 m	153,6	2,4%	152,9	1,9%
T5	0,24 m	152,7	1,8%	152,0	1,3%
T6	0,28 m	150,1	0,0%	149,4	-0,4%
T7	0,32 m	149,3	-0,5%	148,6	-1,0%
T8	0,36 m	150,0	0,0%	149,2	-0,5%
T9	0,40 m	153,8	2,5%	153,0	2,0%
T10	0,44 m	154,3	2,9%	153,5	2,3%

Tableau 4-21 : températures pour les éliminations des harmoniques 3 et 5 ; et pour l'élimination des harmoniques 3,5 et 7

Globalement éliminer 2 ou 3 harmoniques dans ce cas-ci de la configuration des inducteurs du 6 bobines revient à peu près au même et permet de rester dans la tolérance des 3% sur le profil de températures. Une vue comparative des profils des températures simulées est donnée sur la Figure 4-54.

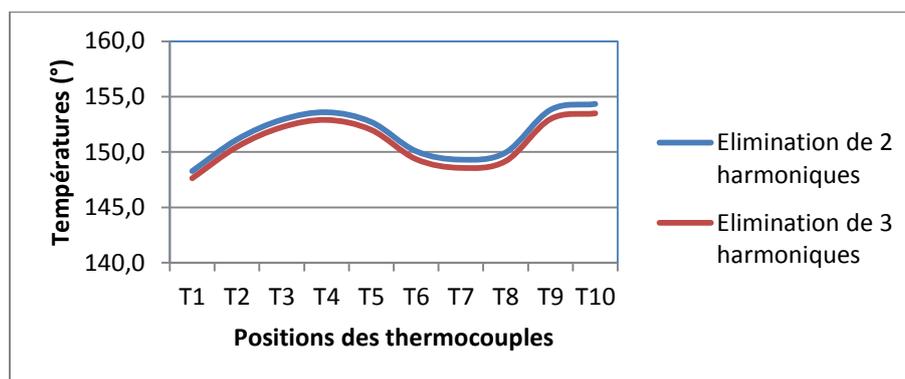


Figure 4-54 : comparaison des profils des températures après élimination de 2 et 3 harmoniques

Les faibles différences de ces deux profils de températures s'expliquent par le fait que les harmoniques 3 et 5 sont les plus importants, cf. Tableau 4-3. A cela s'ajoute le fait que les angles calculés pour l'élimination d'un harmonique ont une incidence sur les autres. Dans la suite nous devrons tester ces angles de commande sur un FPGA. Nous avons vu sur le système 3 bobines, cf. chapitre 3 que les arrondis des angles de commande, en boucle ouverte influencent peu les profils des températures. Nous ferons de même ici mais à travers des simulations.

4.7.4 Influence du codage des angles

Vu que la commande doit être réalisée en numérique, nous devons quantifier l'incidence de l'arrondi des angles de commande sur les courants d'alimentation des inducteurs. Les écarts des amplitudes induits par le codage des angles γ sont également indiqués. Nous avons choisi de vérifier l'influence des arrondis en considérant le cas de l'élimination des harmoniques 3, 5 et 7 du paragraphe §4.7.2.3. Nous rappelons les angles de commande dans le Tableau 4-22.

Onduleur	$\alpha 1$ (°)		$\alpha 2$ (°)		$\alpha 3$ (°)		$\alpha 4$ (°)	
	Calculés	Arrondis	Calculés	Arrondis	Calculés	Arrondis	Calculés	Arrondis
1	24,4	24	40,3	40	51,1	51	88,3	88
2	25,3	25	41,2	41	53,3	53	87,2	87
3	27,4	27	41,7	42	57,5	58	84,6	85
4	29,9	30	40,9	41	62,1	62	81,1	81
5	32,9	33	38,8	39	67	67	76,8	77
6	32,9	33	38,8	39	67	67	76,8	77

Tableau 4-22 : angles de commande du module numérique

Dans le FPGA, nous ne pouvons implanter que des valeurs entières. Dans le cas du système 3 bobines, nous avons programmé la rampe numérique (cf. chapitre 3) sur 8 bits soit un comptage de 0 à 255. La rampe numérique nous sert de porteuse à partir de laquelle nous générons les signaux de commande de chaque onduleur.

En pratique, nous avons opté pour un comptage de 0 à 254 pour une équivalence angulaire de 0 à 180°, afin de disposer de rapport cyclique ½ (cf. chapitre 3). Nous choisissons donc les arrondis dans cette logique. En l'exemple, l'angle α_1 de l'onduleur 1 vaut 24,4° soit un nombre N_{α_1} équivalent à implanter dans le FPGA, $N_{\alpha_1} = 24,4 \times 254/180 = 34,43 \approx 34$. Nous faisons la démarche inverse pour retrouver l'angle correspondant avec l'erreur inhérente à l'arrondissement du nombre N_{α_1} à la valeur 34. Cela correspond à une valeur de $\alpha_1 = \alpha_{1_eq}$

$$\alpha_{1_eq} = 34 \times 180 / 254 = 24,09^\circ$$

Nous nous mettons dans un cas le plus défavorable en implantant l'angle $\alpha_{1_arrondi} = 24^\circ$ au lieu de $\alpha_1 = 24,09^\circ$. Les courants obtenus en simulation avec les angles arrondis, sont indiqués dans le Tableau 4-23 ci-après. Ils correspondent au cas de l'élimination des harmoniques 3, 5 et 7.

Rang	I1 (A)	I2 (A)	I3 (A)	I4 (A)	I5 (A)	I6 (A)
1	281,7	91,2	118,3	278,3	251,7	349,9
3	0,6	4,1	2,8	2,4	1,6	0,9
5	0,7	1,6	3,4	2,0	0,9	0,3
7	0,5	1,0	2,3	1,2	0,4	0,3
9	4,0	3,6	7,8	12,0	14,5	6,5
11	1,8	1,8	2,9	8,1	13,6	4,8
13	1,2	2,0	2,9	1,8	1,6	0,2
THD sans arrondis	1,8%	6,0%	8,5%	5,9%	9,6%	2,5%
THD arrondis	1,9%	7,8%	9,6%	5,9%	9,6%	2,5%
Variations	0,1%	1,9%	1,1%	-0,1%	0,0%	0,0%

Tableau 4-23 : courants des inducteurs avec les angles arrondis

Les harmoniques 3 et 5 un peu rehaussés, l'harmonique 3 du courant I_2 passant de 0 à 4,1A, ce qui est évidemment beaucoup en valeur relative, mais modeste par rapport à son fondamental (91,2) cf. Tableau 4-23. Les fondamentaux sont peu différents (2,3% max) cf. Tableau 4-24.

Inducteur	Courant calculé (A)	Fondamentaux des courants simulés avec arrondi des angles de commande (A)	Différence
1	286	281,7	-1,5%
2	92	91,2	-0,9%
3	118	118,3	0,3%
4	275	278,3	1,2%
5	247	251,7	1,9%
6	342	349,9	2,3%

Tableau 4-24 : comparaison des courants après imposition des arrondis des angles de commande

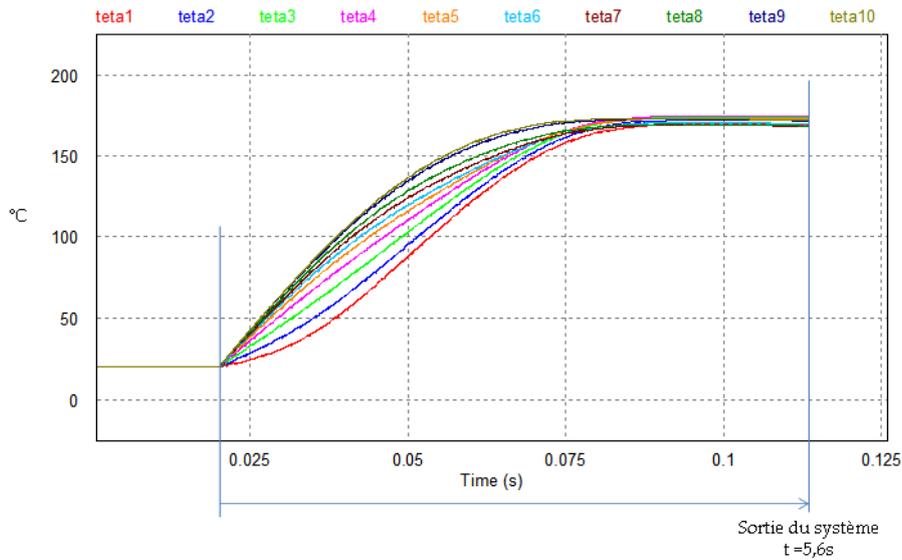


Figure 4-55 : températures simulées avec les angles arrondis pour l'élimination des harmoniques

L'évolution des températures montre une convergence des températures vers les valeurs attendues comme le confirme le Tableau 4-25.

Consigne = 150°C		Elimination de H3 et H5 avec angles arrondis		Elimination de H3, H5 et H7 avec angles arrondis	
		Températures simulées (°C)	Erreurs	Températures simulées (°C)	Erreurs
Thermocouples					
T1	0,80 m	150,2	0,1%	149,0	-0,7%
T2	0,12 m	153,1	2,0%	151,8	1,2%
T3	0,16 m	154,9	3,3%	153,5	2,3%
T4	0,20 m	155,6	3,8%	153,9	2,6%
T5	0,24 m	154,6	3,1%	152,6	1,8%
T6	0,28 m	151,7	1,1%	149,5	-0,3%
T7	0,32 m	150,4	0,3%	148,2	-1,2%
T8	0,36 m	150,6	0,4%	148,3	-1,1%
T9	0,40 m	154,0	2,7%	151,7	1,1%
T10	0,44 m	154,4	2,9%	152,1	1,4%

Tableau 4-25 : températures avec les angles arrondis pour le FPGA

La Figure 4-56 compare tous les profils obtenus avant et après les arrondis des angles de commande destiné à éliminer les harmoniques.

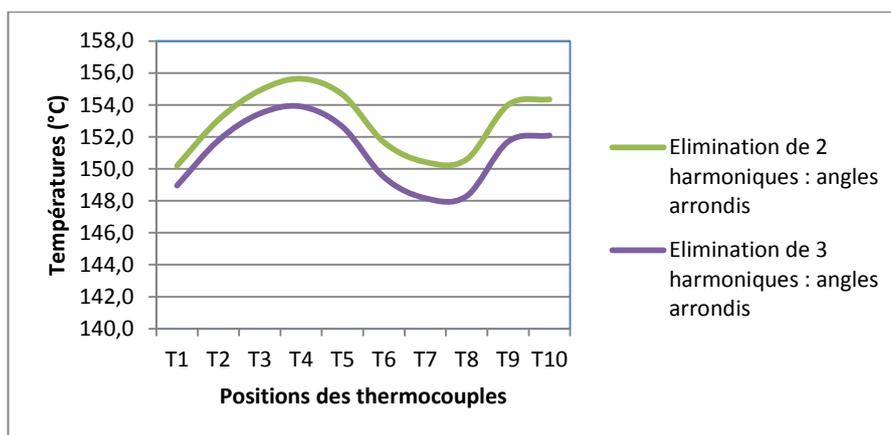


Figure 4-56 : comparaison des profils de températures avec et sans les arrondis des angles de commande pour l'élimination des harmoniques

Cette dernière figure montre que les profils de températures sont sensibles aux arrondis mais dans de faibles proportions. En effet, nous avons vu sur la Figure 4-54 que lorsque nous n'arrondissons pas les angles, les profils correspondant à l'élimination de deux harmoniques (h3 et h5) et pour le cas de l'élimination de 3 harmoniques (h3, h5 et h7), sont peu différents.

Dans ce cas-ci, l'élimination de 3 harmoniques conduit à des résultats encore acceptables avec une erreur maximale de 2,6% par rapport à la consigne de 150°C. Par contre, l'élimination de 2 harmoniques conduit à des erreurs au-delà de la plage des 3% consignés dans le cahier des charges indiqué dans [18]. A priori, l'élimination de 3 harmoniques semble être la solution à adopter mais nous verrons les pertes qu'elle engendre dans les onduleurs au paragraphe suivant. Nous étudierons également les pertes correspondant à l'élimination de deux harmoniques dans cette partie et les pertes initiales afin d'évaluer la tendance suivant le nombre d'harmoniques éliminés.

4.8 Calcul des pertes dans les onduleurs du système

Nous présentons dans ce paragraphe, une évaluation des pertes dans les onduleurs. Il s'agit d'étudier l'influence des solutions d'élimination d'harmoniques sur les pertes, afin de bien caractériser nos solutions et ultérieurement, de choisir un optimum. Les pertes par commutation et par conduction ont été étudiées au travers d'une formulation théorique et également évaluées dans le logiciel PSim® [82].

Cela nous a été possible grâce au module thermique de PSim® dans lequel nous renseignons les caractéristiques des interrupteurs du système. La notice technique de l'IGBT INFINEON FZ3600R12KE3 utilisé (cf. annexe) nous a été fournie par l'industriel CELES qui a en charge de construire le système.

L'étude est basée sur l'application des courant perturbés des inducteurs cf. paragraphe §4.4.3, puis des courants obtenus après l'élimination des harmoniques cf. §4.7.1, §4.7.2.2 et §4.7.2.3.

Nous rappelons que ces courants correspondent à la recherche d'un gradient de température de 300°C entre l'entrée et la sortie des inducteurs. Dans cette partie, nous présenterons donc les calculs des pertes avant l'élimination des harmoniques, après l'élimination de deux puis de trois harmoniques. Nous rappelons la structure de l'onduleur sur la Figure 4-57 afin de repérer les interrupteurs dont les pertes sont données dans les trois prochains paragraphes.

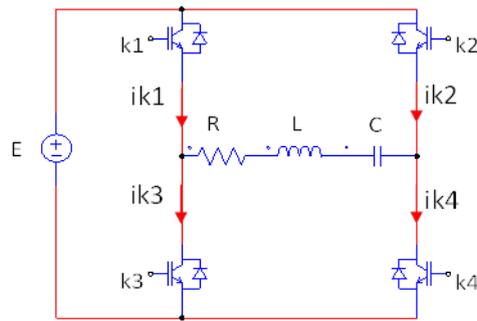


Figure 4-57 : positionnement des interrupteurs sur l'onduleur de tension

4.8.1 Calcul des pertes avant élimination des harmoniques

Les courants des onduleurs ainsi que leurs tensions carrées sont rappelés sur la Figure 4-58.

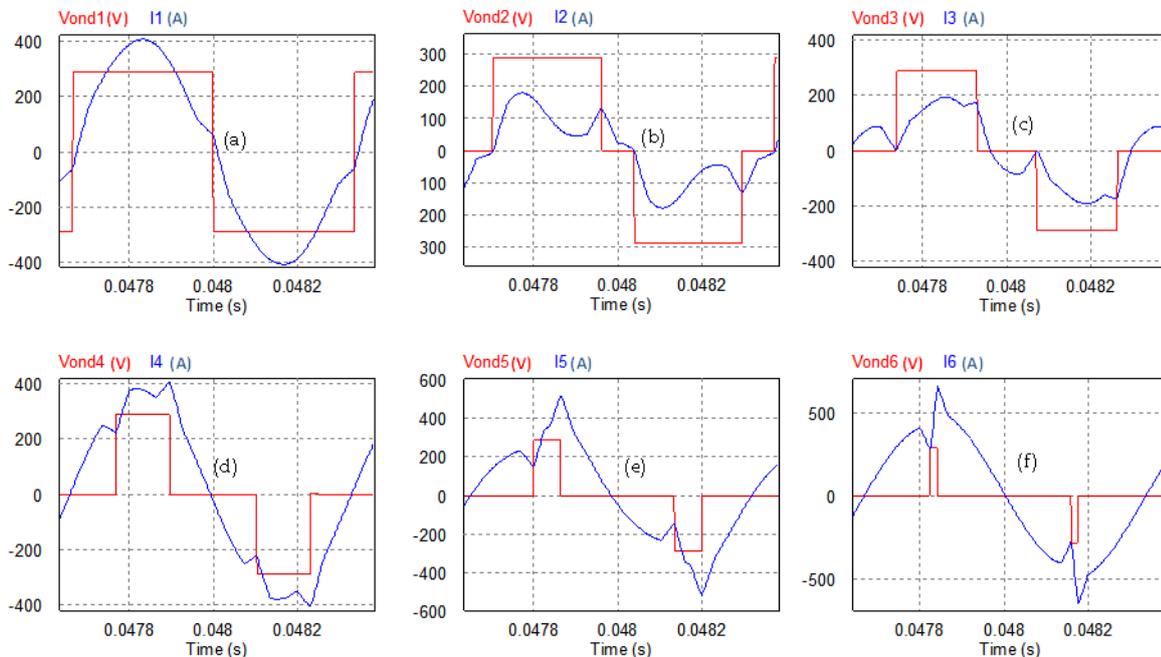


Figure 4-58 : courants et tensions des onduleurs sans élimination des harmoniques

Les pertes évaluées dans PSim® et correspondant à l'application des courbes de la précédente figure, sont résumées dans le Tableau 4-26.

Pas d'élimination d'harmoniques		k1	k2	k3	k4	Total (W)
Onduleur 1	P_{cond} (W)	111,5	111,5	111,5	111,5	446,0
	P_{Sw} (W)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,3
Onduleur 2	P_{cond} (W)	30,2	29,0	30,2	29,0	118,3
	P_{Sw} (W)	0,1	4,8	0,1	4,8	9,8
Onduleur 3	P_{cond} (W)	37,3	38,1	37,3	38,1	150,9
	P_{Sw} (W)	5,8	15,0	11,5	15,0	47,4
Onduleur 4	P_{cond} (W)	100,1	100,8	100,0	100,8	401,7
	P_{Sw} (W)	55,7	49,4	55,7	47,4	208,2
Onduleur 5	P_{cond} (W)	84,8	86,5	84,8	86,5	342,5
	P_{Sw} (W)	43,7	55,8	43,7	58,0	201,2
Onduleur 6	P_{cond} (W)	127,0	127,7	127,0	127,7	509,5
	P_{Sw} (W)	63,9	74,1	63,9	70,3	272,2
Total (W)					2708,0	

Tableau 4-26 : pertes totales dans les onduleurs sans élimination d'harmonique

Dans ce mode de fonctionnement, les signaux de commande des interrupteurs sont tous les mêmes mais décalés d'un angle égal à 2α entre k_1 et k_4 et entre k_2 et k_3 , (cf. chapitre 2). Les pertes sont deux à deux identiques autant pour les pertes par conduction que pour les pertes par commutation comme l'indique le Tableau 4-26. Nous nous intéressons d'abord aux pertes par commutation puis aux pertes par conduction. Lorsque le courant de l'interrupteur devient négatif, il passe par la diode de l'IGBT et par le transistor de l'IGBT lorsqu'il est positif. Les pertes par commutation dans k_2 et k_4 sont plus importantes que celles dans k_1 et k_3 à cause des valeurs différentes des courants commutés. Dans l'exemple de l'onduleur 5, l'interrupteur k_1 commute un courant de 143 A et k_2 un courant de 516 A comme le montre la Figure 4-59.

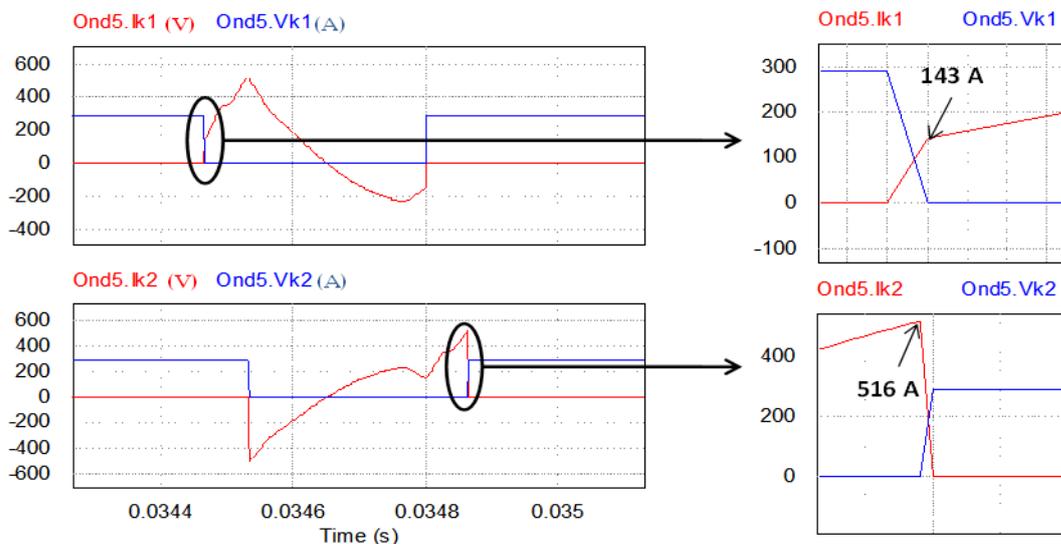


Figure 4-59 : courant et tension des interrupteurs 1 et 2

Les raisons de ces différences sur les courants commutés s'expliquent par les règles de commutation. En effet, le fonctionnement est tel que la tension de la source ne doit jamais être en court-circuit d'où :

- $k_1 = \bar{k}_3$ et $k_2 = \bar{k}_4$, en d'autres termes, la valeur du courant commuté dans k_1 au blocage est la même que celle de k_3 à l'amorçage. Il en est de même pour k_2 et k_4 .

Si l'angle de décalage α est nul les courants commutés sont les mêmes dans tous les interrupteurs et en conséquence les pertes aussi. C'est le cas de l'onduleur 1 cf. Tableau 4-26. Dans l'exemple de l'onduleur 5 (Tableau 4-26) où l'angle de décalage $\alpha_5 \neq 0$, les courants et tensions des interrupteurs sont indiqués sur la Figure 4-60 ci-après.

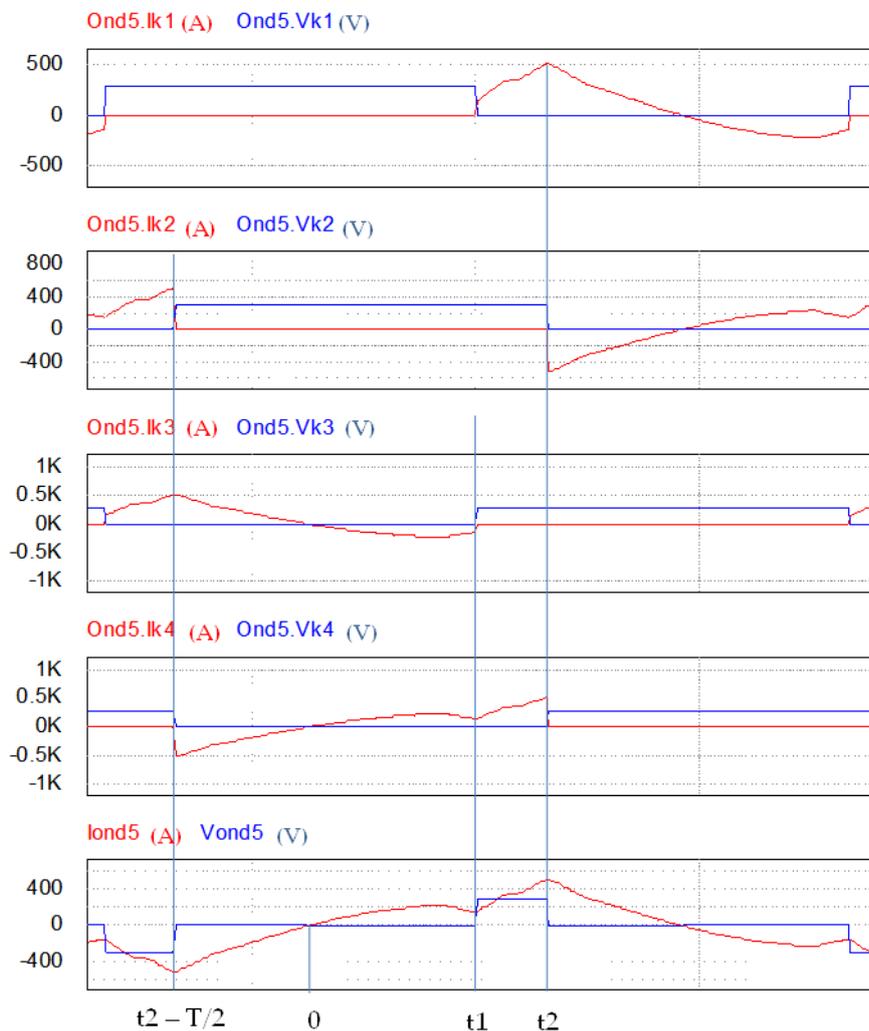


Figure 4-60 : tensions et courants des interrupteurs de l'onduleur 5 dans le cas sans élimination d'harmoniques

Nous exploitons la propriété (4-42) des fonctions périodiques alternatives pour mettre davantage en lumière les différences de courant.

$$f(\theta) = -f(\theta + T/2) \tag{4-42}$$

Nous identifions la fonction f sur le courant de l'onduleur 5, $f(\theta) = I_{ond5}(\theta)$. En se basant sur la Figure 4-60, un blocage de k2 a lieu à la position $t_2 - T/2$. La valeur du courant de k2 commuté est alors la même que celle de la position t_2 dans l'interrupteur k1 qui a été amorcé plutôt, à t_1 .

4.8.2 Calcul des pertes pour l'élimination des harmoniques 3 et 5

Les courants des onduleurs ainsi que leurs tensions carrées sont rappelés sur la Figure 4-61.

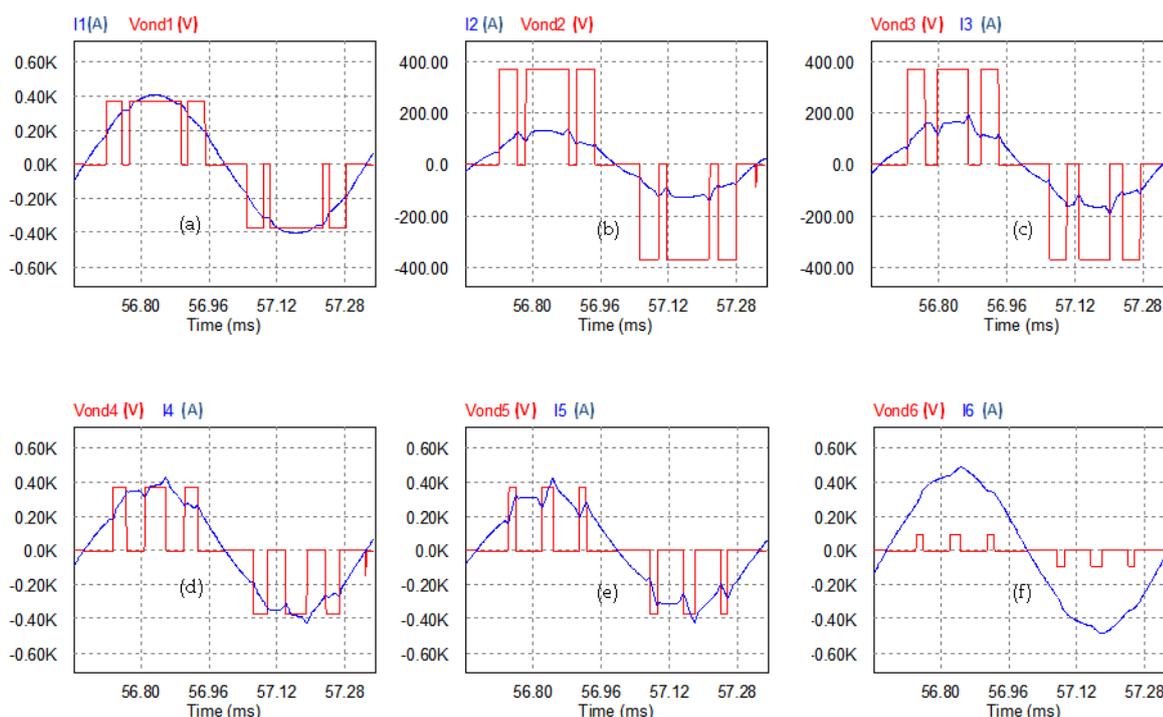


Figure 4-61 : courants et tensions des onduleurs avec élimination de deux harmoniques

Elimination de 2 harmoniques		k1	k2	k3	k4	Total (W)
Onduleur 1	P_{cond} (W)	97,4	97,4	121,4	121,4	437,6
	P_{Sw} (W)	193,8	220,2	118,5	149,3	681,8
Onduleur 2	P_{cond} (W)	21,8	21,6	28,7	28,5	100,5
	P_{Sw} (W)	37,0	65,4	81,4	108,0	291,8
Onduleur 3	P_{cond} (W)	78,8	80,3	37,4	38,6	235,1
	P_{Sw} (W)	66,4	90,2	87,6	112,9	357,1
Onduleur 4	P_{cond} (W)	61,4	61,3	137,4	137,5	397,5
	P_{Sw} (W)	203,6	232,2	118,4	150,3	704,5
Onduleur 5	P_{cond} (W)	37,4	37,6	131,8	131,9	338,7
	P_{Sw} (W)	173,9	204,2	122,4	141,5	641,9
Onduleur 6	P_{cond} (W)	56,2	56,5	198,0	198,3	509,0
	P_{Sw} (W)	65,5	73,3	33,0	43,6	215,3
Total (W)					4910,7	

Tableau 4-27 : pertes totales dans les onduleurs lors de l'élimination de deux harmoniques

Les pertes par conduction sont pratiquement égales entre les interrupteurs k_1 et k_2 et entre k_3 et k_4 respectivement. Cela s'explique par la forme des signaux de commande qui montre un temps équivalent de conduction (somme des paliers positifs) plus grand pour k_3 et k_4 (Figure 4-62) que celui de k_1 et k_2 (Figure 4-62 pour k_1 et k_2).

Nous avons déterminé les formes des signaux de commande à partir du signal désiré pour l'élimination de deux harmoniques. La Figure 4-62 montre les signaux de commande de l'onduleur 5 et la forme de la tension appliquée en conséquence aux bornes de l'onduleur. Les signaux sont deux à deux identiques mais décalés, $k_1 = k_2$ décalé et $k_3 = k_4$ décalé.



Figure 4-62 : signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur 5 pour l'élimination de 2 harmoniques

Les pertes par commutation sont par contre assez différentes d'un interrupteur à l'autre avec une proximité des valeurs entre k_1 et k_2 d'une part et entre k_3 et k_4 d'autre part. Cela est dû au niveau de courant qui définit les énergies de blocage et d'amorçage des IGBT et du signe du

courant qui traduit l'existence ou non des pertes dans l'IGBT. En effet, comme expliqué dans le calcul des pertes sans élimination des harmoniques, les pertes par commutation dans le transistor de l'IGBT qui sont les plus importantes, n'existent que lorsque le courant est positif car les pertes dans les diodes sont plus faibles.

En prenant l'exemple de l'onduleur 5 les interrupteurs k_3 et k_4 (Figure 4-64) présentent chacun 5 commutations à des valeurs négatives de leur courant et une commutation à une valeur positive du courant.

En s'intéressant au transistor des IGBT dont les pertes sont plus élevées que celles des diodes, il n'existe donc qu'une seule perte d'énergie par période dans les transistors de k_3 et k_4 , respectivement au blocage et à l'amorçage. Au contraire, les interrupteurs k_1 et k_2 (Figure 4-63) présentent 5 commutations à valeurs positives du courant. De ce fait, les pertes sont plus importantes. En regardant de plus près l'exemple de l'onduleur 5, particulièrement les courants des interrupteurs k_3 et k_4 de la Figure 4-64, on s'aperçoit que la valeur commutée du courant des interrupteurs est plus forte au blocage (A) qu'à l'amorçage (A) si bien que les pertes sont plus élevées dans le transistor de k_3 que dans k_4 . Il en est de même pour les interrupteurs k_1 et k_2 .

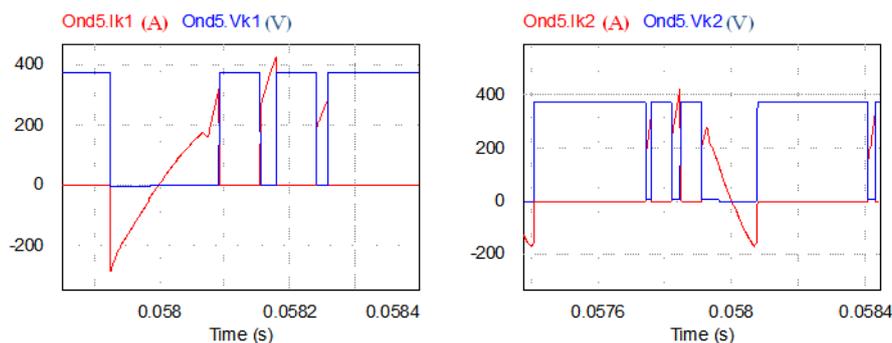


Figure 4-63 : courants et tensions des interrupteurs k1 et k2 de l'onduleur 5

L'agrandissement sur la Figure 4-64 et permet de voir les valeurs commutées des courants.

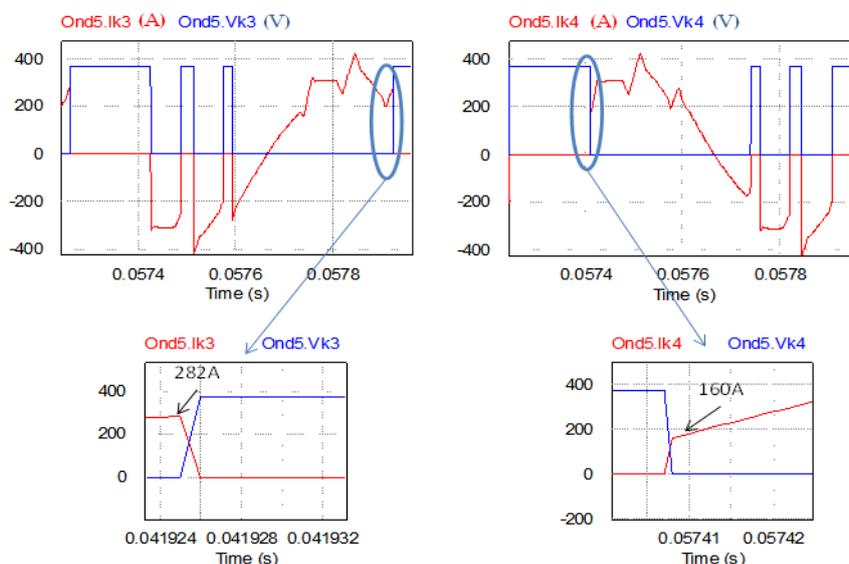


Figure 4-64 : courants et tensions des interrupteurs k3 et k4 de l'onduleur 5

Ces différences sont dues aux positions angulaires des commutations comme le montre la Figure 4-65 ci-après, qui superpose les courants et tensions des interrupteurs de l'onduleur 5.

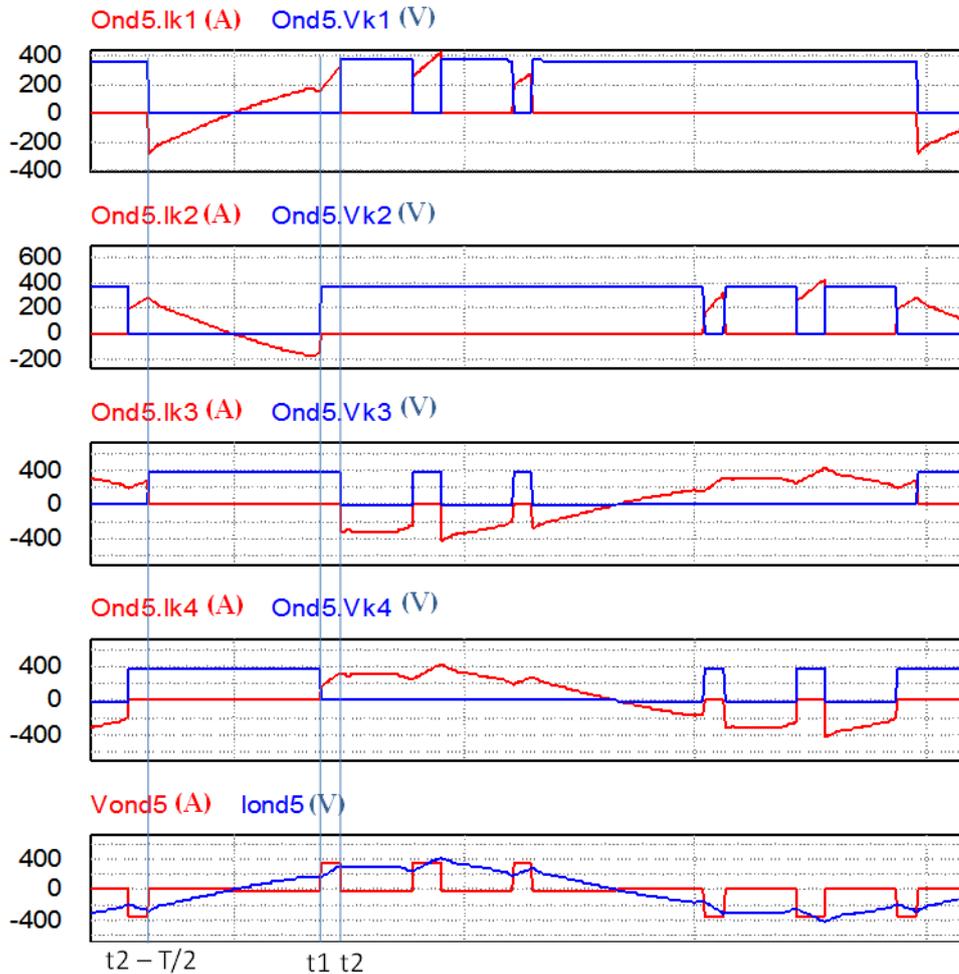


Figure 4-65 : tensions et courants des interrupteurs de l'onduleur 5

Les courants commutés dans les interrupteurs k3 et k4 de l'onduleur 5 sont repérés respectivement aux positions $t_2 - T/2$ et t_1 de la courbe du courant I_{ond5} de l'onduleur 5. Sur cette courbe, $I_{ond5}(t_1) < I_{ond5}(t_2)$ d'où une valeur plus petite du courant commuté dans l'interrupteur k4 car :

$$I_{ond5}\left(t_2 - \frac{T}{2}\right) = -I_{k3}(t_2) = -I_{ond5}(t_2)$$

Dans le prochain paragraphe suivant nous nous intéressons au cas des pertes lors de l'élimination de 3 harmoniques.

4.8.3 Calcul des pertes pour l'élimination des harmoniques 3, 5 et 7

La Figure 4-66 montre les formes des courants et tension des onduleurs correspondant au choix de l'élimination des harmoniques 3,5 et 7.

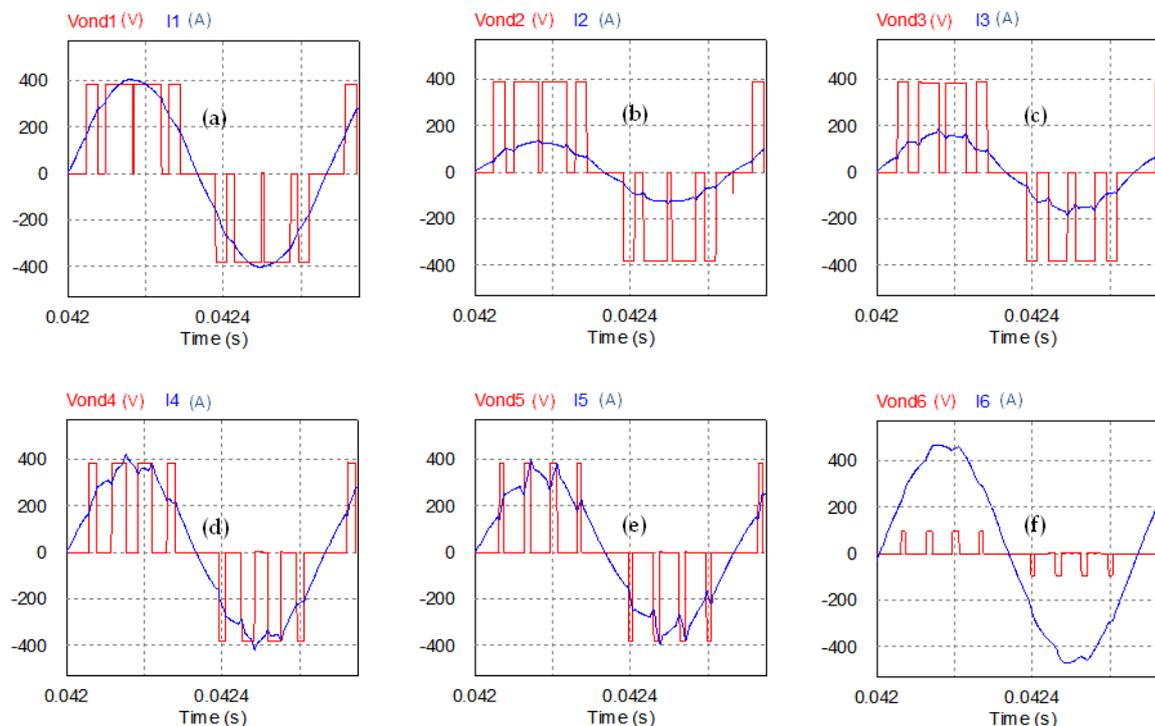


Figure 4-66 : courants et tensions des onduleurs pour l'élimination de trois harmoniques

Les valeurs des pertes sont résumées dans le Tableau 4-28.

Elimination de 3harmoniques		k1	k2	k3	k4	Total (W)
Onduleur 1	P_{cond} (W)	91,4	91,4	125,9	125,8	434,5
	P_{Sw} (W)	289,5	315,4	181,2	199,4	985,6
Onduleur 2	P_{cond} (W)	20,3	20,2	29,4	29,4	99,4
	P_{Sw} (W)	56,0	80,3	128,1	150,1	414,5
Onduleur 3	P_{cond} (W)	24,3	24,2	43,6	43,6	135,8
	P_{Sw} (W)	86,5	113,0	122,1	155,4	477,0
Onduleur 4	P_{cond} (W)	54,4	54,5	143,7	143,6	396,2
	P_{Sw} (W)	276,6	309,3	172,4	195,7	954,0
Onduleur 5	P_{cond} (W)	30,5	30,6	137,9	138,2	337,2
	P_{Sw} (W)	245,9	271,5	153,9	186,5	857,8
Onduleur 6	P_{cond} (W)	45,4	45,9	208,5	209,0	508,8
	P_{Sw} (W)	89,2	97,6	47,2	54,7	288,8
Total (W)					5889,4	

Tableau 4-28 : pertes totales dans les onduleurs lors de l'élimination de trois harmoniques

4.8.4 Récapitulatif des pertes totales

Nous présentons ici un récapitulatif des pertes totales que nous avons évaluées dans le logiciel PSim®.

	Pas d'élimination		Elimination de 2 harmoniques		Elimination de 3 harmoniques	
	$P_{cond} (W)$	$P_{Sw}(W)$	$P_{cond} (W)$	$P_{Sw}(W)$	$P_{cond} (W)$	$P_{Sw}(W)$
Onduleur 1	446,0	0,3	437,6	681,8	434,5	985,6
Onduleur 2	118,3	9,8	100,5	291,8	99,4	414,5
Onduleur 3	150,9	47,4	235,1	357,1	135,8	477,0
Onduleur 4	401,7	208,2	397,5	704,5	396,2	954,0
Onduleur 5	342,5	201,2	338,7	641,9	337,2	857,8
Onduleur 6	509,5	272,2	509,0	215,3	508,8	288,8
Total / catégorie (W)	1969,0	739,0	2 018,3	2 892,4	1911,8	3977,5
Total (W)	2708,0		4 910,7		5889,4	

Tableau 4-29 : récapitulatif des pertes totales dans les onduleurs

Une évolution linéaire des pertes ressort de ce calcul des pertes comme le montre la Figure 4-67.

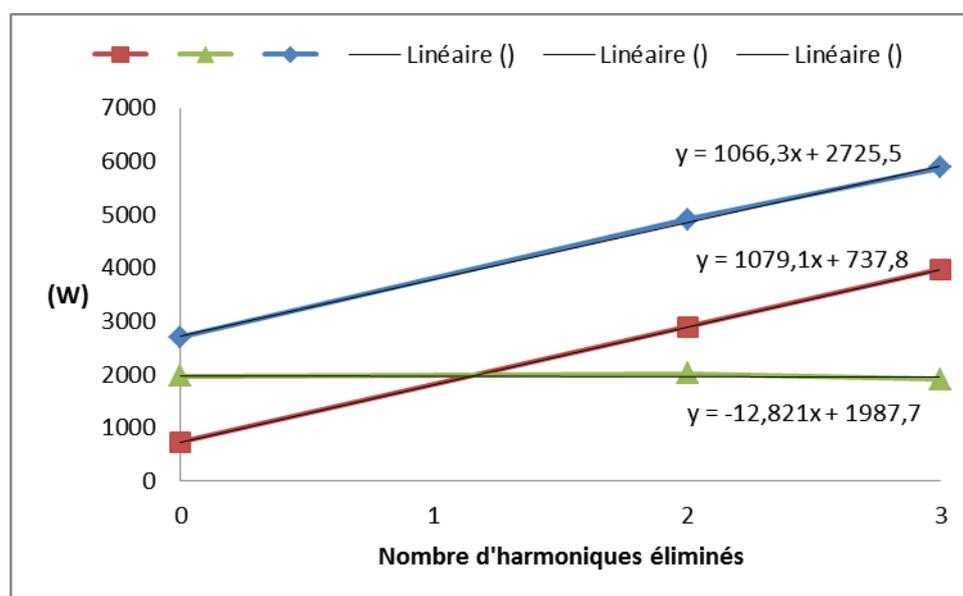


Figure 4-67 : Pertes totales dans les onduleurs suivant le nombre d'harmoniques éliminés

Cette dernière figure montre l'évolution des pertes suivant le nombre d'harmoniques éliminés. Cela suggère que l'élimination de deux harmoniques est plus avantageuse en termes de rendement. Cependant comme nous l'avons vu au paragraphe §4.7.3, Figure 4-56 le profil des températures en sortie des inducteurs est moins précis et sort de la plage d'erreur admissible de 3%.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre axé sur la modélisation et l'étude du générateur 6 bobines, nous avons calculé les différents paramètres de réglage du système pour la génération des courants d'alimentation des inducteurs. Ce système permet de chauffer des bandes de tôle au défilé de plusieurs largeurs. Il gagne en souplesse mais également en complexité.

En première approche nous avons reproduit la même démarche que celle du système 3 bobines, appliquée ici à des onduleurs de tension. Cela a été insuffisant car le système nous a révélé l'existence d'harmoniques importants sur les courants des inducteurs, qui n'existaient pas sur le système 3 phases. Nous avons donc dans un premier temps vérifié qu'ils ont une influence sur le profil de température dans le matériau à chauffer. Pour cela nous avons construit des modèles 2D dans PSim® qui nous permettent de suivre le mouvement de la bande de tôle et l'évolution des températures en tout point du matériau. Cela fait, nous nous sommes engagés vers l'élimination des harmoniques qui a débouché sur deux propositions.

La première consiste en une augmentation des parties réactives des impédances propres des inducteurs en présence du matériau chauffé. Cette solution est certes simple mais elle suppose une révision de la structure des inducteurs afin de minimiser les couplages magnétiques ou l'adjonction d'inductances sur chaque phase, ce qui augmenterait bien sûr la masse.

Nous avons donc exploré une deuxième solution, entièrement logicielle qui consiste en l'application de signaux MLI particuliers à la charge, afin d'éliminer les harmoniques. Nous avons ainsi vérifié que nous pouvions obtenir des gradients de températures conformes aux consignes.

Nous avons ensuite complété l'étude à travers une évaluation des pertes dans les onduleurs de tension. Les pertes montrent une croissance suivant le nombre d'harmoniques éliminés avec la deuxième méthode basée sur les travaux de Patel et Hoft [78–80] que nous avons adaptée à nos besoins.

Chapitre 5.
Prise en compte des harmoniques
dans le chauffage

5.1 Introduction

Dans le chapitre 4, l'analyse harmonique du système à 6 phases a montré des taux de distorsion des courants des inducteurs élevés. La conséquence est une augmentation des pertes dans les semi-conducteurs et une modification du profil de chauffe. La résolution d'un tel problème peut passer par une action sur la charge elle-même à des fins de filtrage afin d'éliminer les composantes de hautes fréquences indésirables. Cependant, cette alternative est peu envisageable dans notre cas pour plusieurs raisons. D'une part, les caractéristiques de la charge (coefficient de qualité de la résonance) dépendent du design effectué pour un objectif de chauffe précis et réalisé dans le cadre des travaux de [18], limités au premier harmonique. Il semble donc difficile pour l'instant, de tenir compte des harmoniques dans le design d'un inducteur, mais c'est une perspective possible. D'autre part, si le principe d'une charge additionnelle filtrante est théoriquement envisageable, son application conduirait à des solutions dont la complexité, le coût et la lourdeur seraient rapidement industriellement inenvisageables.

Deux solutions se présentent alors pour résoudre ce problème: éliminer les harmoniques en imposant des formes d'ondes particulières [79], [80] et mener l'analyse au fondamental ou, mettre les harmoniques à contribution afin d'améliorer la qualité du chauffage et le rendement global du système. Notre idée originale est qu'il peut être intéressant de contrôler les harmoniques car comme nous l'avons montré dans le chapitre 4, ils ont une incidence directe sur la qualité du chauffage du matériau.

La première solution basée sur les méthodes de Patel et Hoft [79], [80] a été mise en œuvre dans le chapitre 4 et a permis de choisir d'éliminer sélectivement les harmoniques des signaux carrés des onduleurs, qui conduisent aux courants optimisés à la fréquence du fondamental. Mais cette solution conduit à une augmentation des pertes due à l'augmentation du nombre de commutations des interrupteurs pendant la période de fonctionnement (cf. chapitre 4). En raisonnant à l'envers, s'il nous est possible de choisir les harmoniques à éliminer, il nous est donc autorisé de choisir ceux que nous voulons garder pour les mettre à contribution dans le chauffage. Dans ces conditions, l'imposition de formes d'ondes particulières aux courants ou tensions des onduleurs présente certes l'inconvénient de l'augmentation des pertes, mais vise également à améliorer le profil de température. Notre objectif est ici d'étudier la faisabilité théorique de cette idée. Faute de disposer d'un système à 6 phases opérationnel à la date de ce travail, nous nous intéressons dans un premier temps au démonstrateur à trois phases. Par rapport à l'objectif du système à 6 phases, la complexité de ce système 3 bobines est moindre et les caractéristiques sont différentes en termes de sélectivité des circuits résonants. Il faudra donc ultérieurement étudier plus complètement la transposition vers le système 6 bobines, des résultats obtenus sur le 3 bobines. Ce dernier devrait nous permettre à terme, de vérifier expérimentalement qu'il est possible de contrôler le profil des températures par la seule action sur les courants des inducteurs avec leurs harmoniques [1].

Sur ce système à 3 phases dont la sélectivité de chaque phase était forte, le filtrage par des condensateurs était suffisant pour l'obtention de courants quasi sinusoïdaux dans les inducteurs.

Nous devons donc créer les harmoniques optimums sur le système à 3 phases afin de valider le principe, d'en cerner les limites, les avantages et les inconvénients. L'extension de ces principes au système à 6 phases fera partie des perspectives de notre travail.

Ce chapitre est organisé en trois parties. Il présente dans un premier temps, les détails de l'écriture et la résolution du problème d'optimisation avec la prise en compte des harmoniques des courants des inducteurs. Cette première partie concerne également les résultats obtenus en simulation, qui découlent de l'application des formes particulières des courants des onduleurs. Nous présentons ensuite, dans la deuxième partie, le principe de la génération des signaux de commande en gardant comme objectif l'implantation d'une solution réalisable industriellement. Nous détaillerons dans la troisième partie, l'optimisation des angles de commande qui conduisent aux harmoniques souhaités.

5.2 Optimisation des courants des inducteurs

L'analyse se base sur le calcul des densités de puissance résultant de la superposition des contributions des harmoniques. En effet, l'allure des profils de densités de puissance définit le profil de température dans le matériau chauffé en statique [1]. Ainsi, par analogie à l'écriture de la densité de courant totale induite dans la matière, cf. chapitre 2, il est possible d'écrire la densité de courant induit (5-1) par l'harmonique de rang m . Nous pouvons ensuite exprimer la résultante des contributions de toutes les harmoniques par la relation (5-2), en utilisant le théorème de superposition puisque le système est linéaire.

$$\bar{J}^m(r, I_1^m, I_2^m, \varphi_{21}^m, I_3^m, \varphi_{31}^m) = \sum_{i=1}^3 [I_{iR}^m \cdot f_{iR}^m(r) - I_{iI}^m \cdot f_{iI}^m(r)] + \sum_{i=1}^3 [I_{iI}^m \cdot f_{iR}^m(r) + I_{iR}^m \cdot f_{iI}^m(r)] \quad (5-1)$$

Dans cette dernière relation,

- I_i^m désigne la valeur efficace de l'harmonique de rang m du courant de l'inducteur i ,
- I_{iR}^m et I_{iI}^m les valeurs réelles et imaginaires de l'harmonique de rang m du courant d'alimentation de l'inducteur i et
- f_{iR}^m et f_{iI}^m les composantes réelles et imaginaires des fonctions de distribution des courants induits dans la matière.

Nous prenons les valeurs de $m = 1, 3, 5, 7, \dots$ c'est-à-dire les quatre premiers harmoniques les plus significatifs.

Les fonctions de distributions sont indiquées sur les Figure 5-1 à Figure 5-4. Nous rappelons que ces courbes ont été obtenues en simulation dans le logiciel Flux2D® [64] par injections successives d'un courant de 1A dans chaque inducteur et pour chaque fréquence harmonique.

La linéarité du système permet d'écrire l'expression (5-2) de la densité de courant totale induite prenant en compte l'ensemble des harmoniques considérés.

$$\bar{J}_{tot}(r, I_1, I_2, \varphi_{21}, I_3, \varphi_{31}) = \sum_m \bar{J}^m(r, I_1^m, \varphi_{11}^m, I_2^m, \varphi_{21}^m, I_3^m, \varphi_{31}^m) \quad (5-2)$$

Nous calculons ensuite la densité de puissance par la relation (5-3), où ρ est la résistivité du matériau chauffé, supposée constante ici

$$Dp(r) = \rho \cdot J_{tot}^2(r, I_1, I_2, \varphi_{21}, I_3, \varphi_{31}) \quad (5-3)$$

Dans l'étude au premier harmonique cf. chapitre 2 et dans [70], nous avons montré que les effets liés à la variation de la résistivité tendent à se compenser avec ceux de la variation des fonctions images. Nous pouvons donc considérer la résistivité constante.

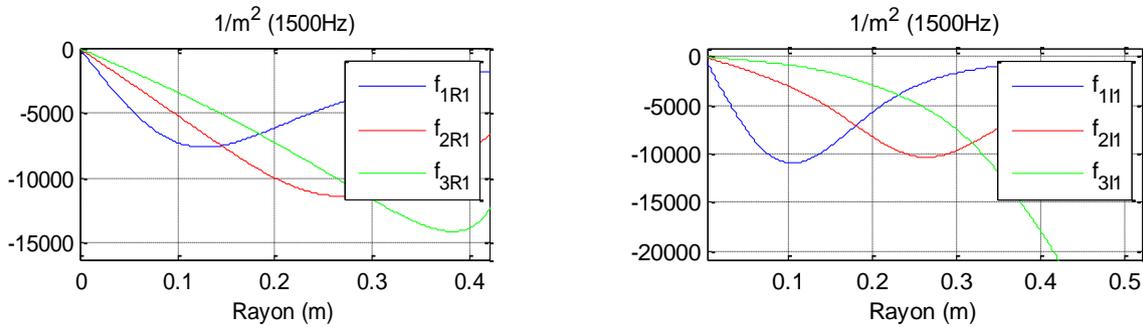


Figure 5-1 : partie réelle et partie imaginaire des fonctions de distribution des courants induits à 1500 Hz (H1)

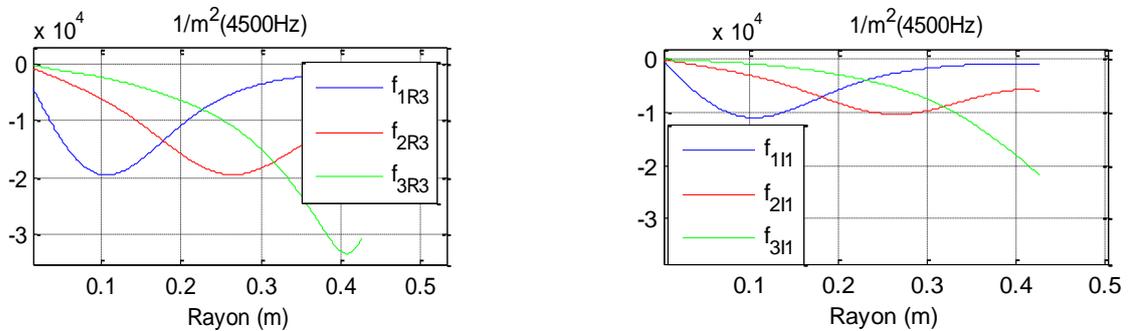


Figure 5-2 : partie réelle et partie imaginaire des fonctions de distribution des courants induits à 4500 Hz (H3)

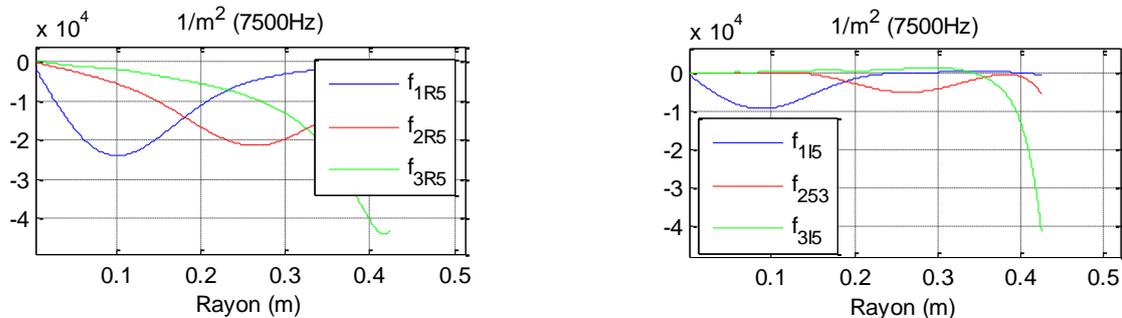


Figure 5-3 : partie réelle et partie imaginaire des courants induits à 7500 Hz (H5)

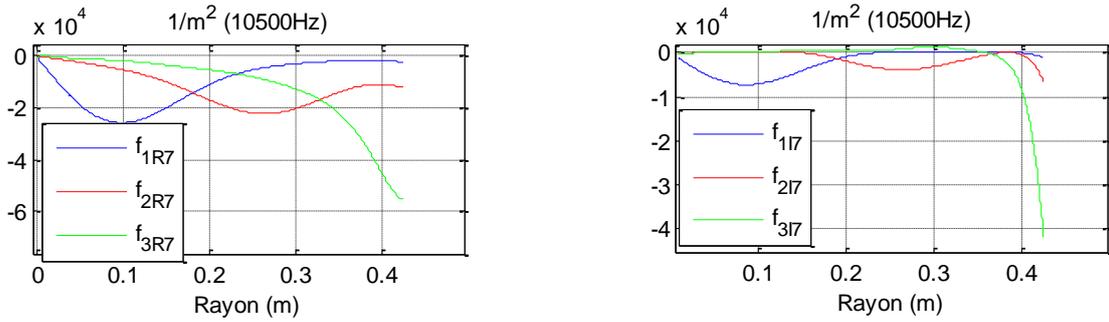


Figure 5-4 : partie réelle et partie imaginaire des courants induits à 10500 Hz (H7)

L'atteinte d'une distribution particulière de la température en chauffage statique suppose une distribution analogue de la densité de puissance [1], [18], [68]. Nous nous intéressons à des profils plats de température même si par ailleurs il est possible d'atteindre différents profils tel que nous le rappelons sur les

Figure 5-5 à Figure 5-6. Les profils de densité de puissance sont plus précis lorsque les consignes sont en exponentielles par exemple. Ces profils ont été obtenus en considérant les fondamentaux seuls et des consignes arbitraires, à des fins d'illustration. Les courants à appliquer aux inducteurs sont indiqués sur chaque figure.

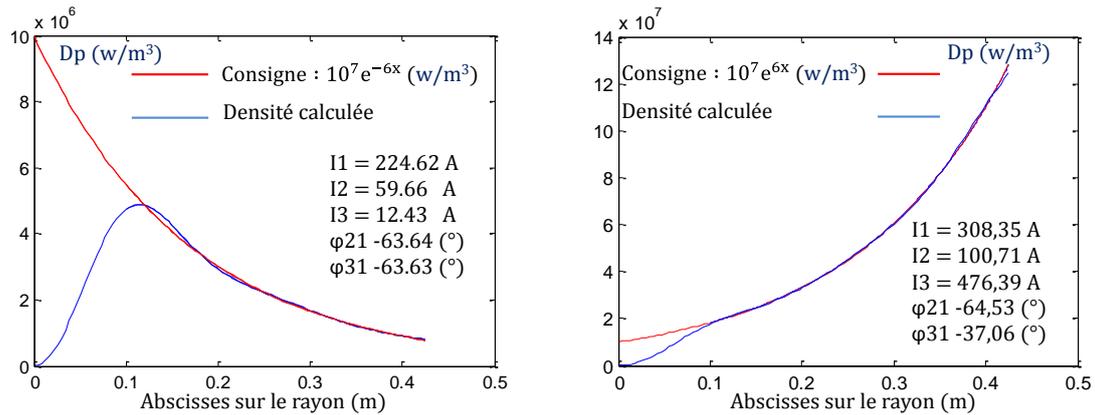


Figure 5-5 : exemple de profil exponentiel

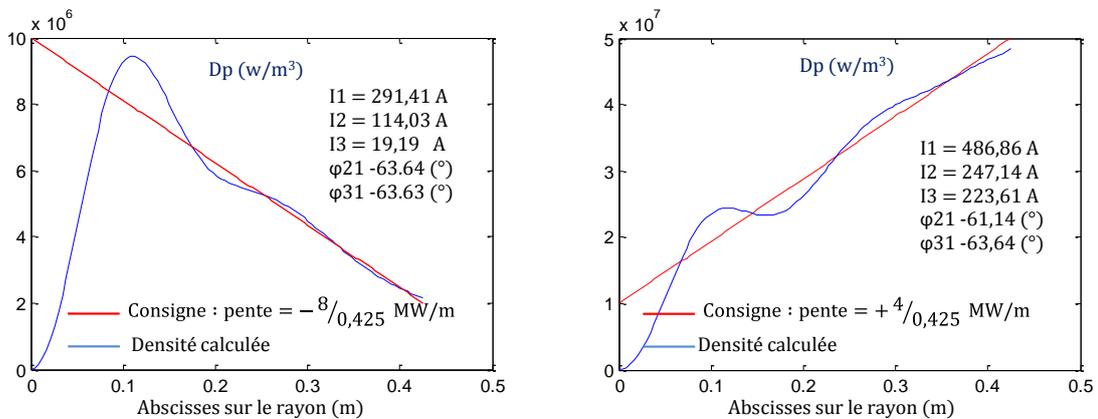


Figure 5-6 : exemple de profil en rampe

Nous recherchons dans notre cas, les harmoniques \bar{I}_i^m des courants des inducteurs qui permettent d'obtenir des profils de température plats.

Cela nous est possible en considérant la superposition des contributions des courants des inducteurs aux fréquences des harmoniques considérés. Nous procédons ensuite à une optimisation afin de résoudre le système complexe d'équations non linéaires qui permet d'atteindre au mieux la répartition souhaitée de la densité de puissance.

Deux approches sont envisageables, nous pouvons choisir de considérer les courants des inducteurs comme variables et ensuite déterminer les angles de commande, ou considérer directement les angles de commande qui définissent les signaux générés par les onduleurs. Nous présentons cette dernière approche au paragraphe §5.4.

Nous considérons dans un premier temps les courants des inducteurs, le fondamental et les harmoniques 3, 5 et 7 pour chacun des trois courants des inducteurs. Cela fait un total de 12 variables complexes dont nous considérons les amplitudes et les phases. Trois cas sont ainsi traités et explicités aux paragraphes §5.2.1, §5.2.2 et §5.2.3. Nous les comparons ensuite dans le Tableau 5-4 qui indique les erreurs relatives au profil de consigne.

5.2.1 Cas n°1 : démarrage simultané de tous les harmoniques et des fondamentaux

Dans ce cas-ci, les courants des inducteurs ont tous les mêmes phases (déphasages nuls dans un même référentiel) et le vecteur des variables que nous notons X se résume aux valeurs des amplitudes des harmoniques et compte 12 variables.

$$\begin{cases} \varphi_{11}^m = \varphi_{21}^m = \varphi_{31}^m = 0 \\ X = [I_1^m, I_2^m, I_3^m] \\ m = 1, 3, 5, 7 \end{cases} \quad (5-4)$$

$$\begin{cases} 0 < I_1^m < 1000 \text{ A} \\ m = 1, 3, 5, 7 \end{cases}$$

La Figure 5-7 donne l'allure du fondamental du courant de l'inducteur 1 et ses harmoniques.

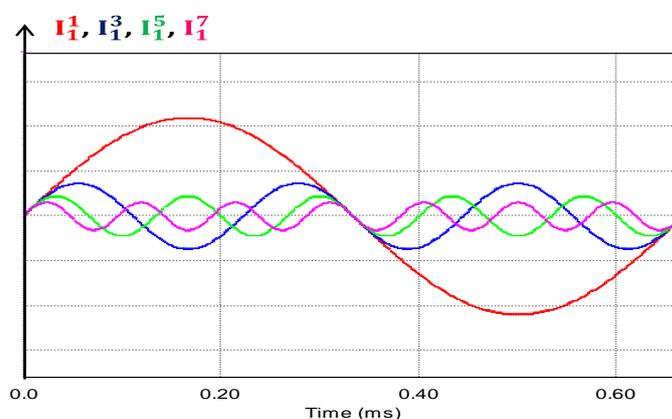


Figure 5-7: exemple des harmoniques du courant de l'inducteur 1 dans le cas n°1

La résolution du problème nous conduit à la solution indiquée dans le Tableau 5-1, pour une courbe de densité de puissance présentée sur la Figure 5-8.

harmonique	inducteur 1		inducteur 2		inducteur 3	
	Amplitude (A)	Phases (°)	Amplitude (A)	Phases (°)	Amplitude (A)	Phases (°)
h1	0	0	36,84	0	38,42	0
h3	107,65	0	67,04	0	128,69	0
h5	56,84	0	36,08	0	0	0
h7	0	0	0	0	0	0

Tableau 5-1 : courants des harmoniques du cas n°1

La solution obtenue par optimisation converge vers un résultat surprenant où les amplitudes des fondamentaux sont inférieures à celles des harmoniques de rang 3, avec $h_1^1 = 0$ pour l'inducteur 1. Nous inscrirons l'analyse de ce résultat particulier aux perspectives de cette thèse. Nous indiquons le profil de densité de puissance ainsi que l'erreur relative à la consigne sur la Figure 5-8.

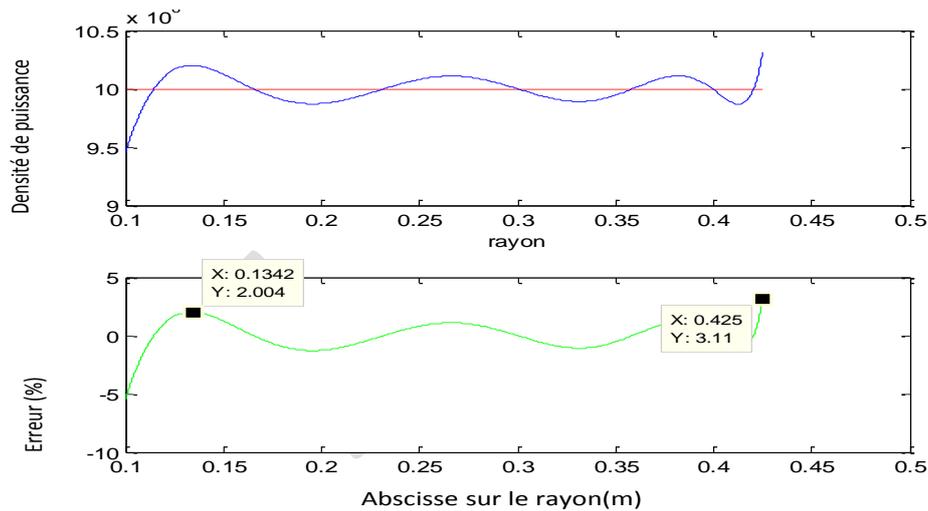


Figure 5-8 : cas n°1 courbe de densité de puissance et erreur par rapport à la consigne

5.2.2 Cas n°2 : les déphasages sont tous libres et référencés par rapport aux phases des courants I_1^m

Ce cas consiste à laisser libres les phases des harmoniques avec les contraintes données dans le système (5-5). Nous entendons par phases libres, leur prise en considération comme paramètres de l'optimisation plutôt que de leur imposer une valeur nulle. Nous considérons ici les déphasages des harmoniques $I_{2,3}^m$ des inducteurs 2 et 3 par rapport à la phase de l'harmonique de même rang sur l'inducteur 1, noté I_1^m .

Nous obtenons donc 20 variables dans le vecteur X donné ci-après.

$$\begin{cases} X = I_1^m, I_2^m, I_3^m, \varphi_{21}^m, \varphi_{31}^m \\ m = h1, h3, h5, h7 \\ (\varphi_1^m = 0) \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < I_1^m < 1000 \text{ A} \\ -90^\circ < \varphi_{2,3}^m < 90^\circ \\ m = 1,3,5,7 \end{array} \right. \end{cases} \quad (5-5)$$

Nous illustrons le principe sur la Figure 5-9 qui montre les courants des inducteurs à m fois la fréquence de fonctionnement $freq$.

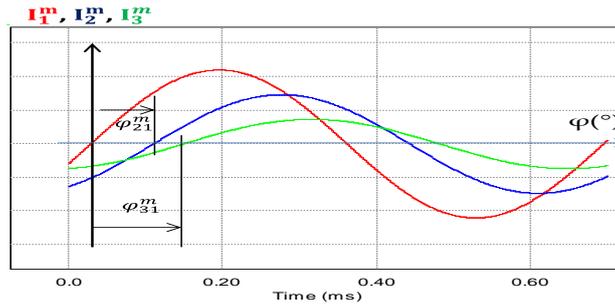


Figure 5-9 : cas n°2, exemple des harmoniques de rang m des courants des inducteurs 1,2 et 3 et leurs phases respectives

Le profil que nous obtenons après optimisation est indiqué sur la Figure 5-10.

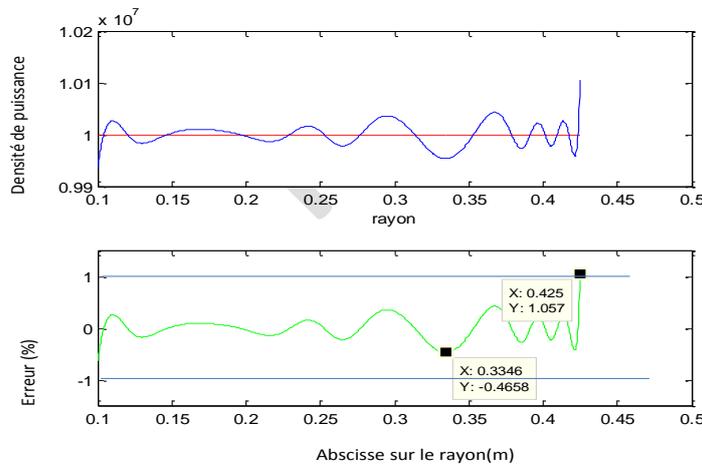


Figure 5-10 : cas n°2 courbe de densité de puissance et erreur par rapport à la consigne

Les résultats sont indiqués dans le tableau suivant.

harmonique	Inducteur 1		Inducteur 2		Inducteur 3	
	Amplitude (A)	Phases (°)	Amplitude (A)	Phases (°)	Amplitude (A)	Phases (°)
h1	167,15	0	403,71	-145,59	150,95	15,4
h3	134,66	0	54,81	138,91	120,73	-19,2
h5	14,47	0	1	102,27	6,6283	84,99
h7	48,205	0	27,42	-61,76	108,82	-158,66

Tableau 5-2 : courants des harmoniques du cas n°2

Le cas d'amplitude 1A pour h5 sur la phase est sans doute difficile à régler, mais il s'agit là d'une étude de faisabilité pour voir le potentiel des harmoniques sur la chauffe. La précision du chauffage est améliorée par adjonction des harmoniques avec réglage de phase, puisque l'écart maximum tombe à moins de 1%. Une première étude de la sensibilité des profils de chauffe aux arrondis sur le codage des phases des courants, a montré des différences négligeables dans le chapitre 2 qui furent vérifiées lors des essais en boucle ouverte dans le chapitre 3.

5.2.3 Cas n°3 : les phases des signaux sont liées et référencées au courant de l'inducteur 1 à chaque fréquence

Tout comme dans le cas 2, nous considérons ici les déphasages des harmoniques $I_{2,3}^m$ des courants des inducteurs 2 et 3 par rapport à la phase de l'harmonique I_1^m de l'inducteur 1. Nous considérons en plus, la relation (5-6) qui lie les déphasages des courants entre eux, aux fréquences m.

$$\varphi_{j1}^m = m \cdot \varphi_{j1}^1 \quad (5-6)$$

Cela fait donc 20 variables du vecteur X. Nous notons φ_{21}^m et φ_{31}^m les déphasages respectifs des harmoniques de rang m des courants des inducteurs 2 et 3 par rapport au courant I_1^m de l'inducteur 1.

$$\left\{ \begin{array}{l} X = I_1^m, I_2^m, I_3^m, \varphi_{11}^m, \varphi_{21}^m, \varphi_{31}^m \\ m = 1, 3, 5, 7 \end{array} \right. \quad (5-7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 < I_1^m < 1000 \text{ A} \\ -90^\circ < \varphi_i^m < 90^\circ \\ m = 1, 3, 5, 7 \end{array} \right.$$

Le Tableau 5-3 indique les courants des inducteurs correspondants à cette optimisation des courants des inducteurs.

harmonique	inducteur 1		inducteur 2		inducteur 3	
	Amplitude (A)	Phases (°)	Amplitude (A)	Phases (°)	Amplitude (A)	Phases (°)
h1	287,71	0,00	71,82	58,61	97,50	-22,14
h3	23,69	0,00	54,70	175,84	90,03	-66,41
h5	8,87	0,00	33,58	293,06	6,63	-110,69
h7	16,06	0,00	3,41	50,28	19,62	-154,96

Tableau 5-3 : courants des harmoniques du cas n°3

Nous avons fixé la phase du courant I_1 à la valeur 0 car nous considérons que tous les autres courants sont référencés par rapport à lui, c'est pourquoi ses harmoniques ont également une phase nulle.

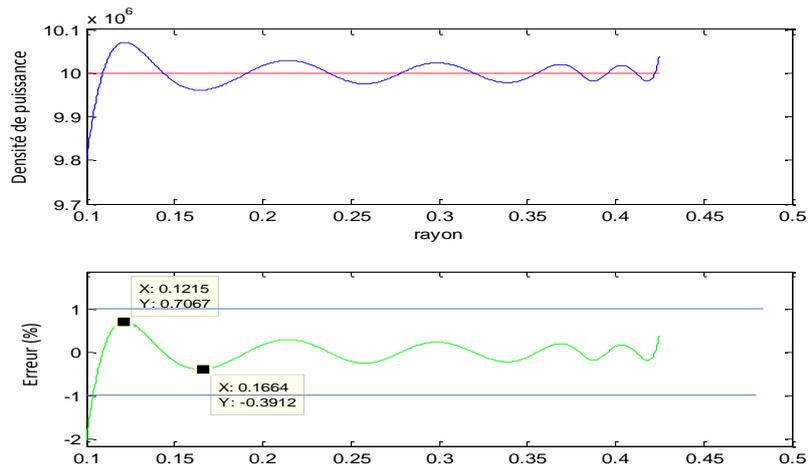


Figure 5-11 : cas n°3 courbe de densité de puissance et erreur par rapport à la consigne

Les résultats dans ce cas n°3 montrent des profils de température plus précis que lorsque l'on ne considère que les fondamentaux, dont les résultats sont rappelés Figure 5-12.

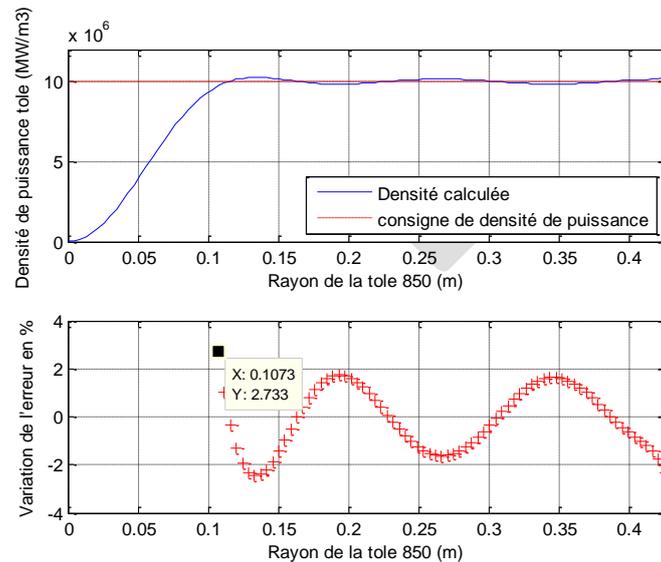


Figure 5-12 : profil de densité de puissance obtenue avec les fondamentaux uniquement

Le Tableau 5-4 récapitule les erreurs obtenues en considérant les harmoniques en comparaison à celle que nous obtenons avec les fondamentaux seuls.

	Fondamentaux seuls	Avec harmoniques		
		Cas n° 1	Cas n° 2	Cas n° 3
Erreur maximale ϵ (%)	2,73	3,11	1,05	0,71

Tableau 5-4 : récapitulatif des erreurs maximales du profil de puissance lorsque les harmoniques sont pris en compte

Il semble donc que l'adjonction d'harmoniques améliore assez significativement la précision du profil de chauffe, à condition de régler leurs déphasages respectifs, ce qui complexifie évidemment l'optimisation.

Les spécifications des industriels utilisateurs de chauffage au défilé, peuvent être formulées de deux manières différentes et malgré tout assez mal définies : « précision de quelques +/- % ou de +/-15°C sur le profil de température pour quelques centaines de degrés ». Le cas n°2 ou n°3 permettraient apparemment de tenir ces spécifications dont nous ignorons sur quoi elles reposent précisément. La meilleure solution semble néanmoins être le cas n°3 où l'insertion de déphasages entre les fondamentaux d'une part et entre fondamentaux et harmoniques d'autre part, améliore sensiblement la précision théorique du profil de chauffe.

5.3 Réglage des paramètres du système

Dans l'exemple suivant, quatre harmoniques des courants des onduleurs (le fondamental plus les harmoniques 3, 5 et 7) doivent être réglés par imposition des 4 angles de commande α_1 , α_2 , α_3 et α_4 par quart de période [79], [80] sur chaque phase. Les composantes harmoniques des courants des onduleurs permettent de calculer ces angles de commande. Les matrices des impédances et les fonctions images aux différentes fréquences doivent donc être définies et prises en compte dans notre simulation. Rappelons (expression (1-4), cf. chapitre 2) qu'elles dépendent de la fréquence de manière non linéaire et qu'elles doivent donc être caractérisées expérimentalement pour chaque fréquence.

La Figure 5-13 donne une vue générale de la procédure. Il s'agit de remonter aux courants \vec{I}_{ondi}^m des onduleurs en partant de la connaissance des harmoniques des courants dans chaque inducteur.

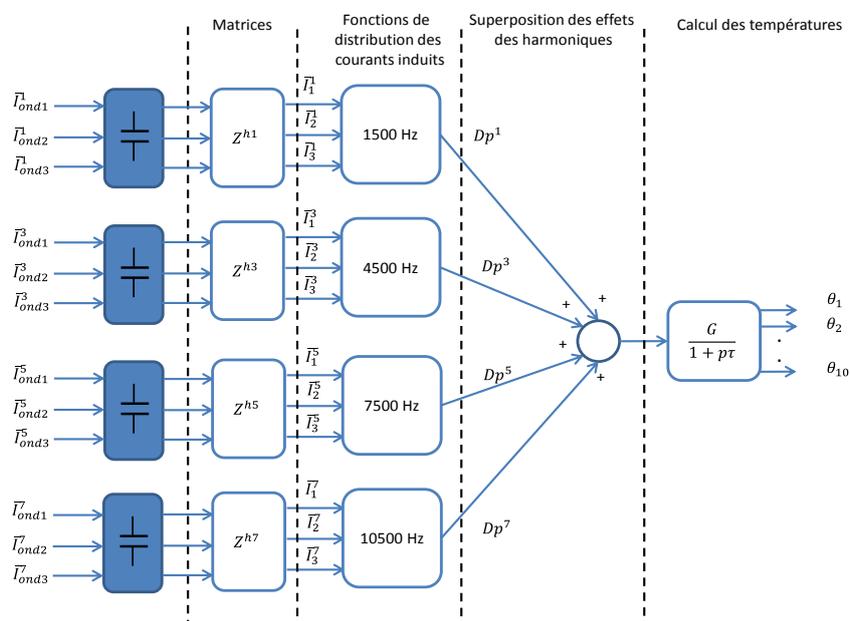


Figure 5-13 : schéma bloc de l'injection des harmoniques

Les matrices des impédances aux fréquences des harmoniques, que nous indiquons en annexe, ont été obtenues dans Flux2D® [18], [64] de façon similaire à la matrice à 1500Hz, c'est-à-dire par applications successives d'un courant de 1 A dans chaque inducteur, tel que nous l'avons explicité dans le chapitre 2.

Nous précisons néanmoins ici qu'il faudrait procéder, pour obtenir des résultats plus précis, à des mesures expérimentales afin d'obtenir les valeurs des impédances correspondant à la prise en compte du jeu de barres et les formes spirales des inducteurs du système. En effet, nous rappelons (cf. chapitre 2) que dans Flux2D®, l'étude a été simplifiée en considérant des symétries par rapport à l'axe de révolution passant par le centre du disque de tôle.

Nous recherchons ici, les angles de commande qui permettent de retrouver les courants des onduleurs par une démarche inverse, c'est-à-dire, en partant des courants optimisés des inducteurs des Tableau 5-1, Tableau 5-2 et Tableau 5-3.

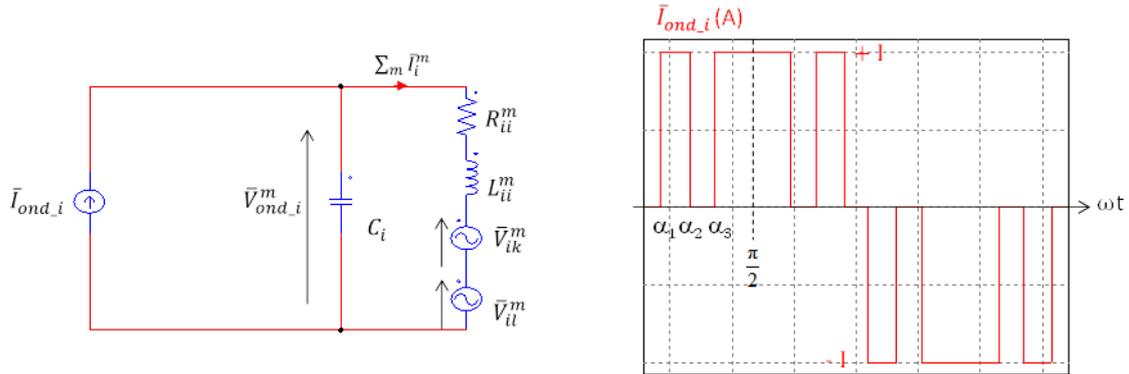


Figure 5-14 : inducteur i alimenté par le signal I_{ond_i} avec condensateur en parallèle (gauche) et forme du signal d'alimentation du circuit oscillant i

Sur cette figure :

- \bar{I}_{ond_i} désigne le courant de l'onduleur modulé par largeur d'impulsions

$$\bar{I}_{ond_i} = \sum_1^m \bar{I}_{ond_i}^m \quad (5-8)$$

- \bar{V}_{ik}^m : terme de couplage de l'inducteur i avec l'inducteur k à la fréquence $m \cdot freq$

$$\bar{V}_{ik}^m = \bar{Z}_{ik}^m * \bar{I}_k^m \quad (5-9)$$

où $freq$ est la fréquence du fondamental.

- \bar{Z}_{ii}^m : impédance propre de l'inducteur i à la fréquence $m \cdot freq$ en présence du matériau à chauffer

$$\bar{Z}_{ii}^m = R_{ii}^m + j * X_{ii}^m \quad (5-10)$$

- \bar{Z}_{ij}^m : impédance de couplage de l'inducteur i vers l'inducteur j à la fréquence $m \cdot freq$ en présence du matériau à chauffer

$$\bar{Z}_{ij}^m = R_{ij}^m + j * X_{ij}^m \quad (5-11)$$

5.3.1 Calcul des condensateurs

La première étape consiste à calculer les capacités des condensateurs placés en parallèle avec les inducteurs. Nous avons considéré ici les mêmes valeurs réelles des condensateurs qu'au chapitre 3 de la maquette, c'est-à-dire à partir des courants fondamentaux.

Les valeurs des condensateurs réelles, comparées aux valeurs théoriques sont rappelées dans le Tableau 5-5. Nous rappelons que entendons par valeurs réelles, les valeurs que nous avons calculées par une méthode inverse (cf. chapitre 3) des courants des inducteurs obtenus expérimentalement. En effet, l'étude de sensibilité aux variations paramétriques présentée au chapitre 3 a révélé que les amplitudes et les phases des courants des inducteurs sont sensibles aux valeurs des condensateurs. Les valeurs théoriques correspondent aux valeurs annoncées par le fabricant.

Valeurs	C1 (μF)	C2 (μF)	C3 (μF)
Théoriques	420	233	136
Réelles	420	225	143
Erreur (%)	0	-3,43 %	5,15 %

Tableau 5-5 : comparaison des valeurs théoriques et réelles des condensateurs de la maquette 3 phases

5.3.2 Calcul des angles de commande des onduleurs

L'analyse est portée sur le circuit correspondant à l'application de l'harmonique de rang m du courant de l'onduleur au circuit inducteur – condensateur.

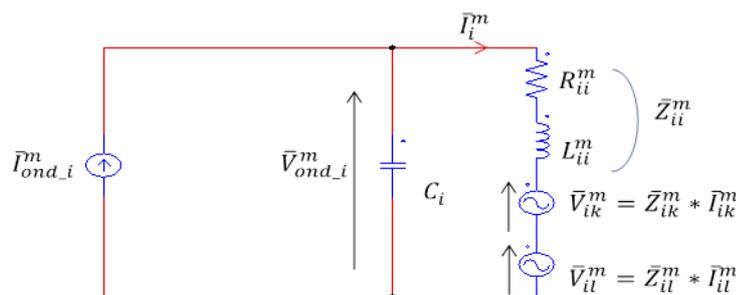


Figure 5-15 : circuit correspondant au fonctionnement d'un inducteur à la fréquence $m * freq$

Les courants des onduleurs sont calculés à partir des courants des inducteurs par la relation (5-12) qui fait intervenir les harmoniques (5-12) des tensions des (5-13) onduleurs.

$$\bar{I}_{ond_i}^m = jC_i \omega \bar{V}_{ond_i}^m + \bar{I}_i^m \quad (5-12)$$

avec

$$\bar{V}_{ond_i}^m = \bar{Z}_{ii}^m \cdot \bar{I}_i^m + \bar{Z}_{ik}^m \cdot \bar{I}_k^m + \bar{Z}_{il}^m \cdot \bar{I}_l^m \quad (5-13)$$

– $m = 1, 3, 5$ et 7

Le calcul des angles de commande α_{ij} est identique à celui du chapitre 4 et de [78], il suppose la résolution du système d'équations (5-14) sur chaque phase, écrit ici pour la phase i .

Les valeurs p_m sont caractéristiques des amplitudes requises pour les harmoniques et du courant de la source qui constitue également une variable.

$$\begin{cases} \cos(1\alpha_{1i}) - \cos(1\alpha_{2i}) + \cos(1\alpha_{3i}) - \cos(1\alpha_{4i}) = p_i^1 \\ \cos(3\alpha_{1i}) - \cos(3\alpha_{2i}) + \cos(3\alpha_{3i}) - \cos(3\alpha_{4i}) = p_i^3 \\ \cos(5\alpha_{1i}) - \cos(5\alpha_{2i}) + \cos(5\alpha_{3i}) - \cos(5\alpha_{4i}) = p_i^5 \\ \cos(7\alpha_{1i}) - \cos(7\alpha_{2i}) + \cos(7\alpha_{3i}) - \cos(7\alpha_{4i}) = p_i^7 \end{cases} \quad (5-14)$$

Le paramètre p_i^m sur chaque phase est calculé grâce à l'équation (5-15) qui met en relation les harmoniques des courants des onduleurs à obtenir, en fonction de la source de courant continu qui les alimente.

$$p_i^m = I_{ondi}^m / \left(\frac{4Is}{m \cdot \pi} \right) \quad (5-15)$$

où :

- i désigne l'indice de l'onduleur,
- Is la valeur de la source de courant,
- m désigne le rang de l'harmonique.

La démarche adoptée au paragraphe §5.2 ne nous a pour l'instant pas permis de remonter aux angles de commande qui génèrent les harmoniques des courants des onduleurs correspondant à ceux des inducteurs. Sans perdre de vue cet objectif, nous adoptons dans ce qui suit, une approche différente du problème, qui consiste à considérer directement les angles de commande des onduleurs pour variables d'entrée du programme d'optimisation.

5.4 Optimisation en prenant directement en compte les angles de commande des courants onduleurs

L'optimisation présentée au paragraphe § 5.2 a montré la difficulté de trouver les signaux carrés modulés qui porteraient tous les harmoniques nécessaires en amplitude et en phase, pour atteindre la consigne de chauffage. Nous orientons donc notre démarche vers une prise en considération des courants onduleurs, donc directement des angles de commande α_i comme variables d'entrée du programme d'optimisation. Cela nous permet de contourner la difficulté en fournissant directement les solutions que nous pouvons simuler dans PSim® avec des onduleurs.

La Figure 5-16 montre le circuit équivalent d'un inducteur alimenté par les harmoniques \bar{I}_i^m et le signal carré \bar{I}_{ondi} délivré par un onduleur de courant, dans les conditions de réglage des harmoniques.

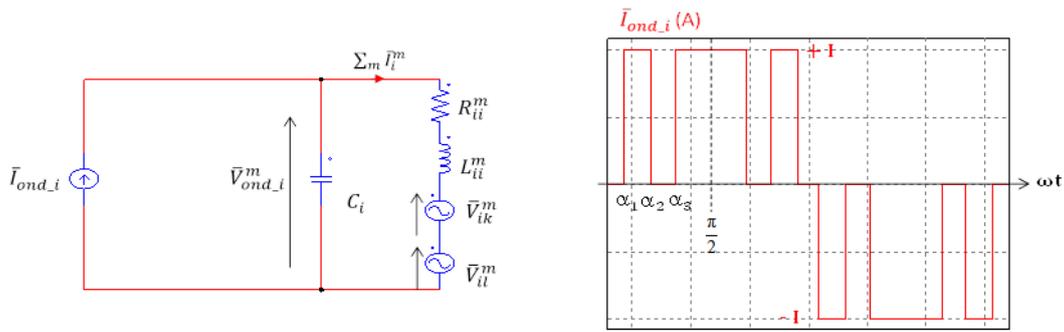


Figure 5-16 : inducteur i alimenté par le signal $I_{ond,i}$ avec condensateur en parallèle (gauche) et forme du signal d'alimentation du circuit oscillant i

Le système comporte trois circuits identiques à celui présenté sur la Figure 5-16. Nous rappelons que nous considérons les valeurs réelles des capacités des condensateurs de la maquette, cf Tableau 5-5.

5.4.1 Définition des variables

Nous avons trois onduleurs devant générer chacun un signal tel celui de la Figure 5-16 ayant chacun son décalage temporel δ_i par rapport à une référence temporelle commune aux trois phases. Nous notons $X = [I; \alpha_{11}, \alpha_{21}, \dots, \alpha_{n1}; \alpha_{12}, \alpha_{22}, \dots, \alpha_{n2}, \alpha_{13}; \alpha_{23}, \dots, \alpha_{n3}; \delta_1, \delta_2, \delta_3]$ le vecteur des variables à optimiser, dans lequel :

- les angles α_{ni} permettent de régler les amplitudes des harmoniques des courants des onduleurs, $i = 1, 2, 3$ est l'indice de l'onduleur et n le numéro de l'angle à régler pour optimiser les $N-1$ harmoniques et le fondamental sur l'onduleur i ,
- les angles $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ définissent les décalages des signaux carrés les uns par rapport aux autres. La valeur maximale des courants carrés est imposée par le courant de source I . Les décalages δ_i sont les mêmes que ceux des fondamentaux car ceux-ci sont centrés sur les signaux carrés.

La Figure 5-17 rappelle les significations des décalages temporels.

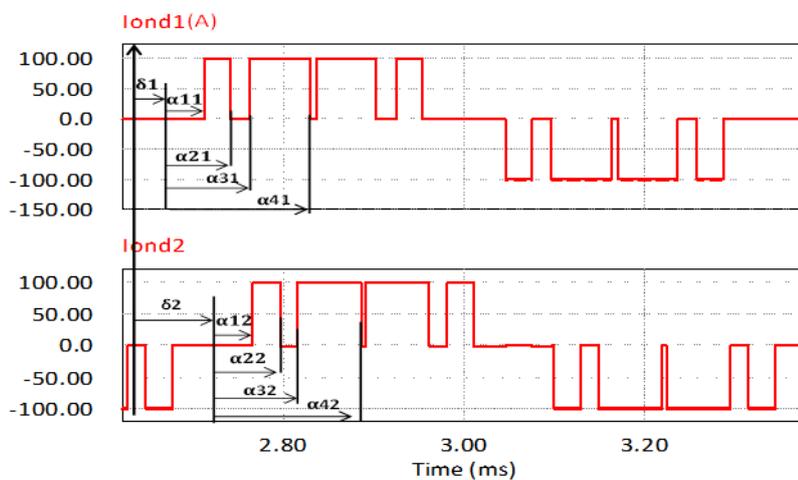


Figure 5-17 : repérage des décalages temporels δ

5.4.2 Ecriture de l'algorithme d'optimisation des angles de commande

Le programme basé sur la méthode des moindres carrés, est initialisé par un vecteur aléatoire X_0 , à partir duquel sont calculées les composantes harmoniques des courants des inducteurs par le système d'équations (5-16). Nous décrivons ci-après les étapes du programme.

1) **Etape 1** : calcul des harmoniques de courant des inducteurs à partir des angles

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1^m \\ \bar{I}_2^m \\ \bar{I}_3^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\bar{Z}_{11}^m + \bar{Z}_{c1}^m)/\bar{Z}_{c1}^m & \bar{Z}_{12}^m/\bar{Z}_{c1}^m & \bar{Z}_{13}^m/\bar{Z}_{c1}^m \\ \bar{Z}_{21}^m/\bar{Z}_{c2}^m & (\bar{Z}_{22}^m + \bar{Z}_{c2}^m)/\bar{Z}_{c2}^m & \bar{Z}_{23}^m/\bar{Z}_{c2}^m \\ \bar{Z}_{31}^m/\bar{Z}_{c3}^m & \bar{Z}_{32}^m/\bar{Z}_{c3}^m & (\bar{Z}_{33}^m + \bar{Z}_{c3}^m)/\bar{Z}_{c3}^m \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{I}_{ond1}^m \\ \bar{I}_{ond2}^m \\ \bar{I}_{ond3}^m \end{bmatrix} \quad (5-16)$$

L'harmonique $\bar{I}_{ond_i}^m$ des courants des onduleurs peut être exprimé par la relation (5-17) suivante.

$$\bar{I}_{ond_i}^m = I_{ond_i}^m \cdot e^{j \cdot m \delta_i} \quad (5-17)$$

où $I_{ond_i}^m$ est l'amplitude donnée par la relation (5-18).

$$I_{ond_i}^m = \frac{4I}{m\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(m\alpha_{ik}) \quad (5-18)$$

En combinant les relations (5-16), (5-17) et (5-18) on obtient l'écriture (5-19) qui montre le lien entre les paramètres du vecteur X et les courants des inducteurs.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1^m \\ \bar{I}_2^m \\ \bar{I}_3^m \end{bmatrix} = \frac{4I}{m\pi} \begin{bmatrix} (\bar{Z}_{11}^m + \bar{Z}_{c1}^m)/\bar{Z}_{c1}^m & \bar{Z}_{12}^m/\bar{Z}_{c1}^m & \bar{Z}_{13}^m/\bar{Z}_{c1}^m \\ \bar{Z}_{21}^m/\bar{Z}_{c2}^m & (\bar{Z}_{22}^m + \bar{Z}_{c2}^m)/\bar{Z}_{c2}^m & \bar{Z}_{23}^m/\bar{Z}_{c2}^m \\ \bar{Z}_{31}^m/\bar{Z}_{c3}^m & \bar{Z}_{32}^m/\bar{Z}_{c3}^m & (\bar{Z}_{33}^m + \bar{Z}_{c3}^m)/\bar{Z}_{c3}^m \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e^{j\delta_1} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(m\alpha_{1k}) \\ e^{j\delta_2} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(m\alpha_{2k}) \\ e^{j\delta_3} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(m\alpha_{3k}) \end{bmatrix} \quad (5-19)$$

- Z_{ci}^m est l'impédance de la batterie de condensateurs C_i en parallèle avec l'inducteur i ,
- Z_{ik}^m sont les termes de la matrice des impédances à la fréquence de $m * freq$ et
- $freq$ est la fréquence du fondamental.

La relation (5-19) est calculée autant de fois que d'harmoniques, puis les courants \bar{I}_i^m sont décomposés en partie réelles et imaginaires afin de calculer les densités de courants induites correspondantes par la relation (5-1).

2) Etape 2 : calcul des densités de puissances aux fréquences $m * freq$

Nous décrivons ici le calcul des densités de puissance qui permettent d'écrire la fonction – objectif (5-24). Nous exploitons ici les relations (5-1), (5-2) et (5-3) rappelées ci-après.

Densité des courants induits à la fréquence $m \cdot freq$, avec $m = 1, 3, 5, 7$

$$\begin{aligned} \bar{J}^m(r, I_1^m, I_2^m, \varphi_{21}^m, I_3^m, \varphi_{31}^m) \\ = \sum_{i=1}^3 [f_{iR}^m(r) \cdot I_{iR}^m - f_{iI}^m(r) \cdot I_{iI}^m] + \sum_{i=1}^3 [f_{iR}^m(r) \cdot I_{iI}^m + f_{iI}^m(r) \cdot I_{iR}^m] \end{aligned} \quad (5-20)$$

Les parties réelles $f_{iR}^m(r)$ et imaginaires $f_{iI}^m(r)$ des fonctions de distribution des quatre harmoniques (1, 3, 5 et 7) sont tracées sur les Figure 5-1 à Figure 5-4.

- Densité totale de courants induits

$$\bar{J}_{tot}^m(r, I_1, I_2, \varphi_{21}, I_3, \varphi_{31}) = \sum_m \bar{J}^m(r, I_1^m, \varphi_{11}^m, I_2^m, \varphi_{21}^m, I_3^m, \varphi_{31}^m) \quad (5-21)$$

- Densité de puissance par harmonique

$$Dp(r) = \rho \cdot J^2(r, I_1^m, \varphi_{11}^m, I_2^m, \varphi_{21}^m, I_3^m, \varphi_{31}^m) \quad (5-22)$$

La puissance à injecter caractérisant la rapidité et le profil de chauffage, est obtenue en superposant les contributions de chaque harmonique (5-23).

$$Dp(r) = \rho \cdot J_{tot}^2 = \rho \sum_m [(J_R^m)^2 + (J_I^m)^2] \quad (5-23)$$

m est impair car les signaux souhaités sont carrés et à symétrie impaire.

- $\bar{J}_R^m = \sum_{i=1}^3 (f_{iR}^m(r) \cdot I_{iR}^m - f_{iI}^m(r) \cdot I_{iI}^m) \Big|_{m=1,3,5,\dots}$ partie réelle de la densité du courant induit par les harmoniques de rang m des courants des inducteurs
- $\bar{J}_I^m = \sum_{i=1}^3 (f_{iR}^m(r) \cdot I_{iI}^m + f_{iI}^m(r) \cdot I_{iR}^m) \Big|_{m=1,3,5,\dots}$ partie imaginaire de la densité du courant induit par les harmoniques de rang m des courants des inducteurs.

Les fonctions de distribution des courants induits exprimées en m^{-2} sont représentées sur les Figure 5-1 à Figure 5-4 pour des fréquences allant de 1,5KHz à 10,5KHz. Nous rappelons que ces courbes ont été obtenues en simulation dans (Flux2D®) [18] par injections successives d'un courant de 1A dans chaque inducteur et pour chaque fréquence harmonique.

3) Etape 3 : optimisation de la fonction

On écrit finalement la fonction à optimiser (5-24).

$$F(r, X) = \left| \frac{Dp_{tot}(r, X) - Dp_{cons}(r)}{Dp_{cons}(r)} \right| \quad (5-24)$$

Nous nous intéresserons ici au chauffage homogène même s'il est possible d'obtenir d'autres profils, cf chapitre 2. Ces derniers ont été obtenus en ne considérant que les fondamentaux. La transposition à différents profils de chauffe, non plats, pourrait faire l'objet de nos perspectives. Notre algorithme génère 10 vecteurs parmi lesquels est choisi celui offrant la plus faible erreur par rapport à la consigne, en minimisant le résidu de la somme des moindres carrés.

5.4.3 Paramètres du système et simulation avec le fondamental et l'harmonique 3

Les difficultés rencontrées pour faire converger notre algorithme complexe nous ont conduit à ne considérer que fondamental et l'harmonique 3 dans cette première étude.

5.4.3.1 Calcul des capacités des condensateurs

Tel que nous l'avons énoncé précédemment, nous considérons les valeurs réelles des condensateurs qui sont rappelées ci-après,

Onduleur	Condensateurs (μF)
1	420
2	225
3	143

Tableau 5-6 : capacités réelles des condensateurs de la maquette 3 bobines

5.4.3.2 Résultats de l'optimisation des angles de commande

Le réglage du fondamental et de l'harmonique 3 requiert les angles α_{1j} et α_{2j} .

Onduleur j	α_{1j} ($^\circ$)	α_{2j} ($^\circ$)	δ_j ($^\circ$)
1	0	89	10,3
2	42,8	70,7	2,7
3	11,53	60,0	- 37
I source		66,5 A	

Tableau 5-7 : vecteur optimisé des angles pour l'obtention d'un profil homogène des températures en prenant en compte l'harmonique 3 des courants des inducteurs.

Les valeurs du Tableau 5-7 correspondent au profil plat de puissance de la Figure 5-18 (droite), le profil initial sans prise en compte des harmoniques se trouve sur la Figure 5-18 (gauche).

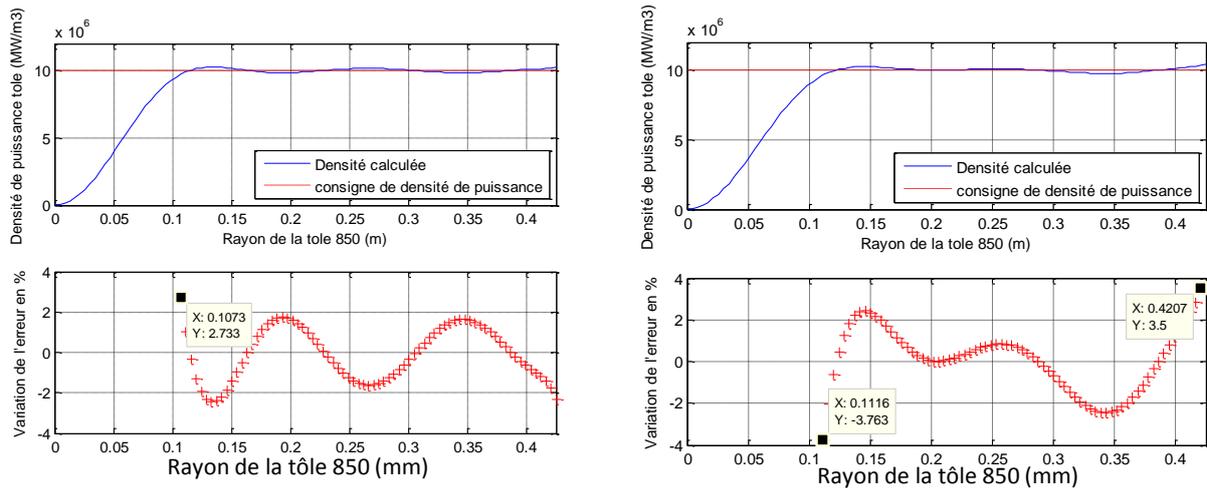


Figure 5-18 : rappel du profil de densité de puissance obtenue avec les fondamentaux uniquement (gauche) et profil optimisé avec l'harmonique 3 pour $I_s = 66,5A$ (droite)

L'erreur au centre du disque à l'abscisse $r = 0,1 m$ est de $\varepsilon = 2,73\%$ pour un courant de source $I_s = 75 A$ lors de la considération des fondamentaux seuls. Lorsque l'on considère l'harmonique de rang 3 et en supposant tous les autres harmoniques nuls, l'erreur maximale passe à $\varepsilon = 3,76\%$ mais pour un courant de source $I_s = 66,5A$.

Le profil de température Figure 5-18 (droite) est certes légèrement moins précis, mais il est obtenu avec un courant de source présentant un écart d'environ 10 A en moins. Cela aura une incidence directe sur les pertes dans les composants et donc sur le rendement, l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs pouvant être compensée par la diminution du courant de source. Il existe également une autre solution, Figure 5-19 qui conduit à une précision légèrement meilleure, mais avec un courant de source plus élevé.

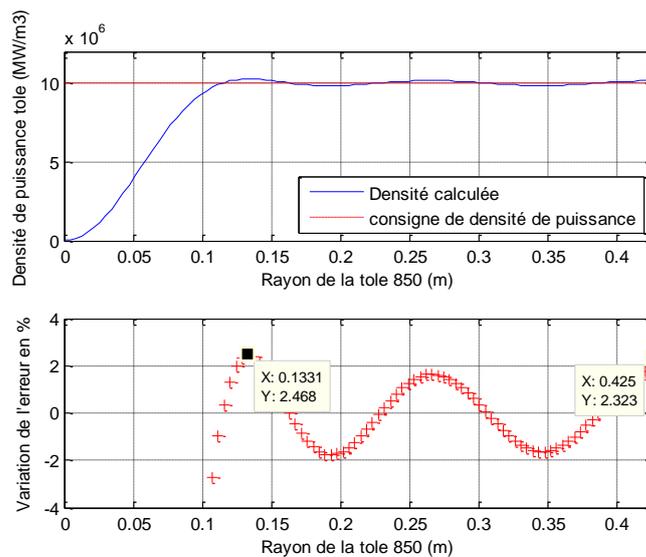


Figure 5-19 : profil optimisé avec l'harmonique 3 pour $I_s = 79,4A$

Les valeurs des erreurs et des courants de la source sont récapitulées dans le Tableau 5-8.

	Sans harmonique	Avec harmonique 3	
		Cas de la Figure 5-18	Cas de la Figure 5-19
Is (A)	75	66,5	79,4
ε (%)	2,73	3,76	2,45

Tableau 5-8 : comparatifs des erreurs et courants de source

L'allure des profils des températures simulés dans PSim® sera mise en évidence dans la section suivante.

5.4.4 Résultats de simulation dans PSim®

Nous présentons les résultats issus de l'application des paramètres de commande du Tableau 5-7 et des condensateurs du Tableau 5-6. Le pas de calcul utilisé est de 10^{-7} s, pour un temps total de simulation de 0,5 s. Seule la convection est prise en compte ici dans la simulation des températures (Figure 5-20). La Figure 5-22 présente les densités de puissances simulées.

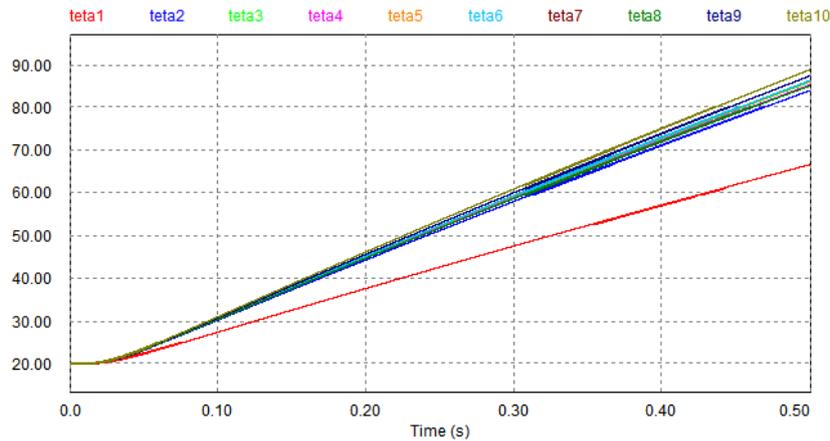


Figure 5-20 : températures simulées avec prise en compte de l'harmonique 3

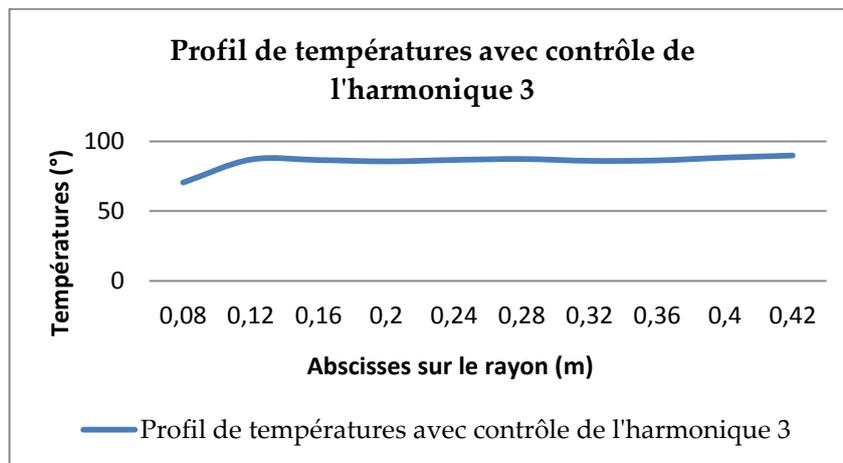


Figure 5-21 : profil des températures simulées dans PSim® avec prise en compte de l'harmonique 3

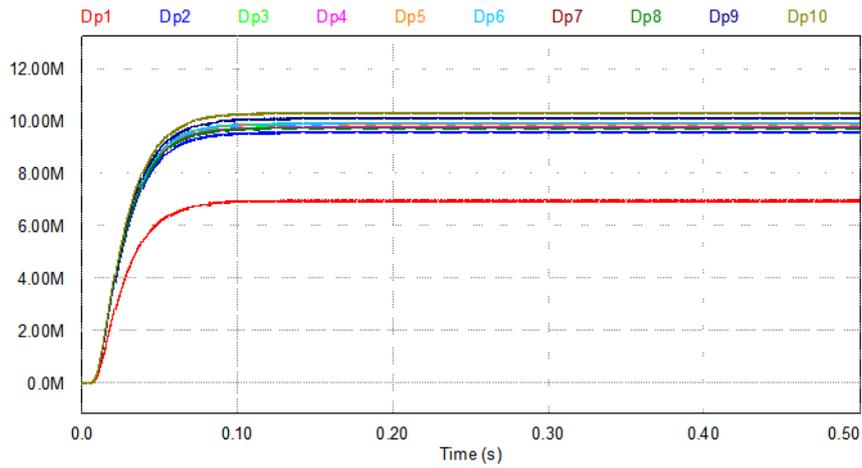


Figure 5-22 : densités de puissances simulées avec prise en compte de l'harmonique 3

Les courants des inducteurs ainsi que ceux des onduleurs sont présentés sur les figures suivantes.

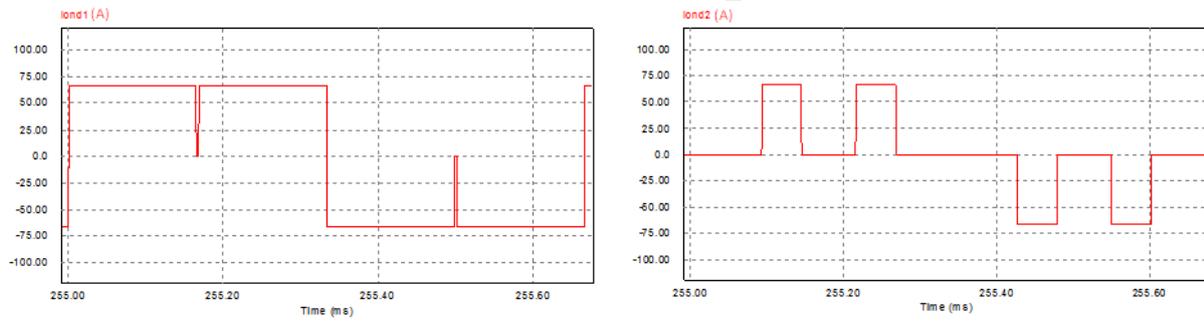


Figure 5-23 : courants de l'onduleur 1 et 2

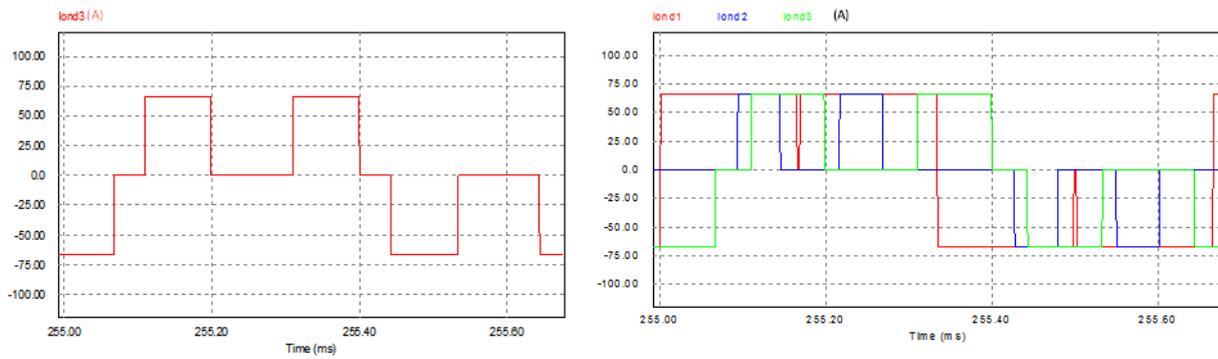


Figure 5-24 : courant de l'onduleur 3 et superposition des courants des trois onduleurs

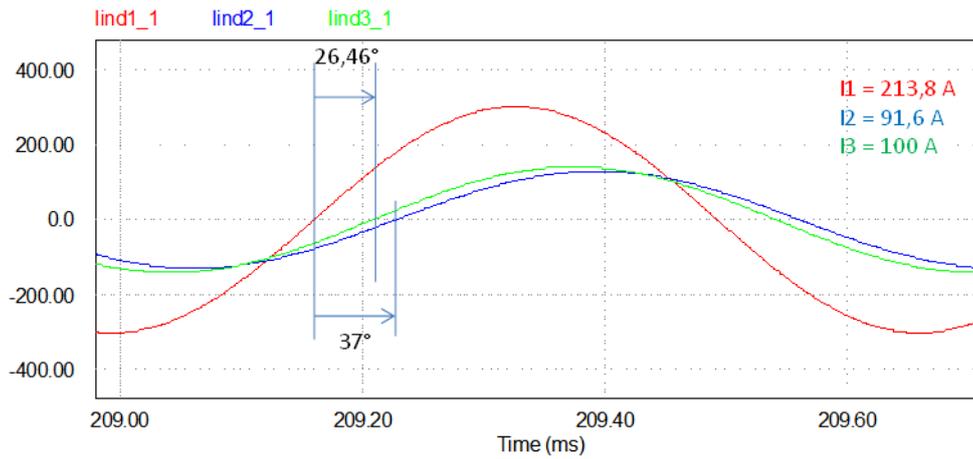


Figure 5-25 : fondamentaux des courants des inducteurs

Il est difficile de se prononcer sur les phases des courants des inducteurs à ce stade car l'optimisation ne concerne les angles de commande des onduleurs. Le déphasage des fondamentaux résulte donc de la procédure d'optimisation. Néanmoins, les déphasages obtenus ici sont proches de ceux issus de l'optimisation au chapitre 2.

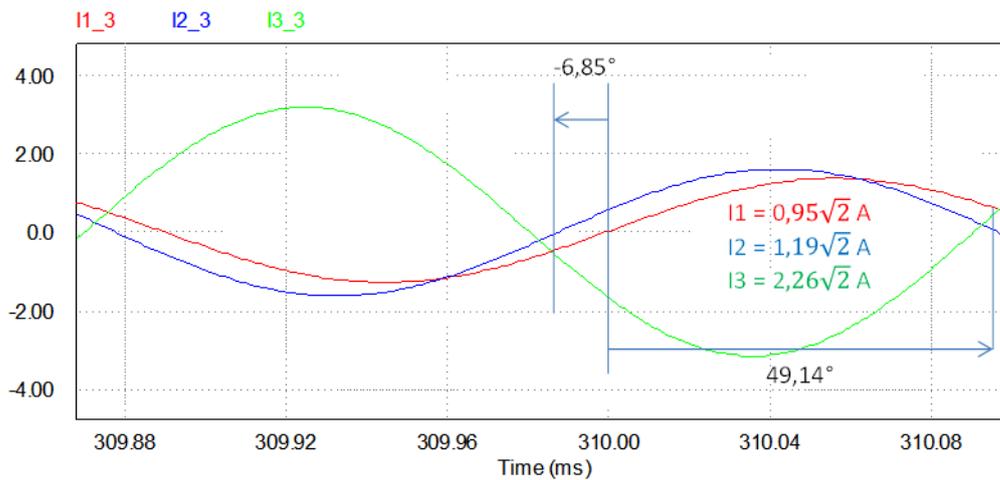


Figure 5-26 : harmoniques 3 des courants des inducteurs

Nous rappelons les courants des inducteurs sont issus de la composition vectorielle des courants des inducteurs voisins et des courants des onduleurs (cf. chapitre 2). Il n'est de ce fait pas surprenant d'avoir une faible valeur de harmonique 3 du courant de l'inducteur 1, malgré l'angle $\alpha_{2j} = 89^\circ$. Cette dernière figure révèle de faibles valeurs des harmoniques 3 des courants des inducteurs, mais avec un avantage non négligeable en terme de courant de source qui passe de 75A à 66,5 A.

5.5 Conclusion

Nous avons mis ici en évidence, dans cette première étude exploratoire, qu'il est possible de générer des harmoniques et de les mettre à contribution dans l'amélioration de la qualité du chauffage. La contribution théorique des sources de courant sinusoïdales, sans les onduleurs, montre une amélioration significative de la précision du profil de chauffe, de 2,73% d'erreur max avec les fondamentaux seuls, à 0,71% d'erreur max avec les harmoniques 3, 5 et 7. Le passage à une implantation par action sur les onduleurs se révèle pour l'instant plus compliqué.

Le premier et unique résultat obtenu montre une qualité de la chauffe légèrement dégradée mais avec un avantage certain de réduction du courant de source. Cette étude reste donc quelque peu incomplète car nous ne considérons que l'harmonique 3 que nous avons isolé, en émettant l'hypothèse qu'il coexiste seul avec le fondamental.

Si nous avons posé ici les idées, les principes et défini les modèles de simulation de cette contribution possible des harmoniques, une étude complémentaire est à mener. Il s'agira de déterminer les angles de commutation des onduleurs permettant d'introduire les harmoniques de rang > 3 et le courant de source nécessaire, d'évaluer la précision sur la chauffe, de caractériser les pertes supplémentaires générées, de régler les éventuels déphasages des harmoniques....

Ainsi, le concepteur pourra choisir d'améliorer la précision de la chauffe au prix éventuel d'une légère augmentation des pertes, l'augmentation de la fréquence de commutation pouvant être partiellement compensée par une baisse attendue du courant de la source continue.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail décrit dans ce manuscrit a porté sur l'analyse, la modélisation, la caractérisation et la commande de systèmes de chauffage par induction polyphasés, l'objectif étant la maîtrise des profils de températures d'une large gamme de matériaux. Nous nous sommes particulièrement intéressés au chauffage par induction à flux transverse dont les applications industrielles recèlent de gros potentiels de par les avantages tels que les densités de puissance élevées qui peuvent être atteintes. Nous avons donc dans un premier temps procédé à une étude bibliographique qui compose la première partie de cette thèse et qui a montré que la littérature est assez peu abondante. Dans cette partie, nous avons mis en lumière les principaux paramètres qui caractérisent ce genre de chauffage et montré que leur mise en œuvre révèle pour l'instant, des difficultés de réglage qui le rendent relativement peu flexible. Pour la plupart, les solutions adoptées concernent une faible gamme de formats de matériaux. Une étude réalisée entre le Laplace et EDF a inventé une solution plus souple qui rend le système plus modulable, mais plus complexe dans sa mise en œuvre. Dans l'optique de vérifier cette faisabilité théorique, un prototype à 3 phases a été construit et a été le support de nos expérimentations qui ont validé d'une part nos modèles et d'autre part, le principe même du contrôle des profils de températures par action sur les courants des inducteurs.

La modélisation que nous avons détaillée en second point a concerné le chauffage d'un disque de tôle sur le prototype construit par EDF. Nous avons développé un modèle global intégrant les parties magnétiques, électriques et thermique dans le logiciel PSim®. L'implantation du modèle a fait suite à une identification expérimentale des paramètres du modèle magnétique grâce à une méthode dite des pseudo-énergies, que nous avons mise au point. Cela nous a permis de renseigner un modèle matriciel représentatif des échanges d'énergies entre les inducteurs et qui prend en compte les spécificités telles que le jeu de barres et les formes spirales des inducteurs. Ces particularités sont difficilement intégrables dans les logiciels d'éléments finis; en outre, ces logiciels sont généralement gourmands en temps de calcul, contrairement au cas de notre modèle simplifié mais synthétique dans PSim®, construit en utilisant des données issues de Flux® et qui a montré des temps de simulation relativement courts. Nous avons ainsi déterminé les paramètres de commande en boucle ouverte que nous avons appliqués au modèle et aux expérimentations avec une bonne concordance. Cette dernière partie a été réalisée à travers une programmation d'un FPGA dans laquelle nous avons également implanté une première commande des courants boucle fermée.

Après validation du principe du contrôle des profils de températures et des courants des inducteurs, nous nous sommes intéressés à un système plus complexe à 6 bobines, optimisé pour du chauffage au défilé et qui prend en compte le déplacement du matériau. Ce système s'est avéré plus délicat et complexe à modéliser et alimenter, notamment pour obtenir des courants sinusoïdaux.

Nous avons résolu ce problème en proposant deux solutions, l'une matérielle et l'autre logicielle et qui ont débouché sur des résultats encourageants qu'il faudrait approfondir et expérimenter.

Il est possible et intéressant de citer des perspectives à notre travail dans les domaines thermique, électrique et en automatique.

L'influence de la température doit être mieux analysée et modélisée, pour affiner la précision des modèles. Il s'agit de prendre en compte les variations des paramètres en fonction de la température d'une part, de valider les modèles mis en place pour la conduction et le rayonnement d'autre part. Nos travaux ont porté essentiellement sur des profils de température plats, des profils différents (rampes, exponentielles...) est une piste à explorer.

Par ailleurs, les études menées sur l'onduleur 6 bobines ont été réalisées à partir d'un modèle Flux2D® de l'inducteur. Il convient d'effectuer une caractérisation expérimentale de cet inducteur, qui prendra en compte les spécificités telles que le jeu de barres et les formes spirales des inducteurs et de changer en conséquence, les paramètres de nos modèles, puis d'adapter les résultats de nos études.

Une étude plus fine pourrait être menée en électronique de puissance, afin de mieux caractériser les pertes, l'échauffement des semi-conducteurs en fonction du mode de commutation choisi ou obtenu, l'influence de transformateurs d'adaptation d'impédance dans les phases et l'influence de la source d'entrée.

La commande des courants pourra être largement améliorée grâce à un asservissement des valeurs instantanées et non plus des seules valeurs efficaces, avec des commandes de type RST ou robustes, moins sensibles que les PI aux variations paramétriques inhérentes à l'application de chauffage par induction pour des pièces de dimensions ou matériaux différents. Les boucles de température, nécessaires pour contrôler le profil de température et générer les références de courant sont un problème en soi, incluant une part d'identification paramétrique temps réel pour adapter les paramètres de la commande au matériau à chauffer et/ou au profil de température et/ou à son gradient.

Une partie de ces perspectives constitue le programme de travail d'un projet ANR en cours notamment entre EDF, le LAPLACE et Fives Celes, avec la construction d'un banc de chauffage au défilé se rapprochant d'une expérimentation à échelle industrielle.

Bibliographie

- [1] G. Manot, « Modélisation couplées des dispositifs électromagnétiques associés à des circuits d'électronique de puissance. Intégration de la commande des convertisseurs - Aide à la conception d'un dispositifs de chauffage par induction à flux transverse », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, INPT, 2002.
- [2] L. Levacher, D. Clodic, et F. Marechal, « Efficacité énergétique pour l'industrie: des technologies existantes aux solutions innovantes », ECLEER, <http://www.ecleer.com/>.
- [3] C. Oberlin, « Électrothermie industrielle: Introduction », Techniques de l'ingénieur. Génie électrique, vol. 12, n°. 5900, p. D5900, 1999.
- [4] <http://www.gpgyjr.com.cn/>, « Theory of Heating by Induction ».
- [5] G. Develey, « Chauffage par induction électromagnétique : principes », Techniques de l'ingénieur. Génie électrique, n°. 5935, 1999.
- [6] S. Wanser, « Simulation des phénomènes de chauffage par induction. Application à la trempe superficielle », Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 1995.
- [7] V. Labbé, « Modélisation numérique du chauffage par induction : approche éléments finis et calcul parallèle », Thèse de doctorat, Ecole des Mines de Paris, 2002.
- [8] G. Fournet et A. Blanc-Lapierre, Électromagnétisme : à partir des équations locales, 1 vol. Paris: Masson, 1985.
- [9] J. C. Laborelec, « Chauffage par induction », Leonardo ENERGY.Guide Power Quality, n°. 7, 2007.
- [10] D. Cardinaux, « Étude et modélisation numérique 3D par éléments finis d'un procédé de traitement thermique de tôles embouties après chauffage par induction : Application à un renfort de pied central automobile », Thèse de doctorat, Ecole des Mines de Paris, 2008.
- [11] M. Kchaou, D. Durand, et D. Coupard, « Modélisation et optimisation de la trempe de contour des pièces dentées », African Journal of Science and Technology, vol. 4, n°. 2, p. 95, 2004.
- [12] Delaleau, C. et al., « Elaboration d'un procédé de traitement thermique utilisant le chauffage par induction, source bi-fréquence, pour un durcissement superficiel bi-couche de pignon de boîte de vitesse. Simulation et expérimentation », Procédés à induction électromagnétique, vol. 13, juin 1998.
- [13] V. Esteve, J. Jordan, E. J. Dede, E. Sanchis-Kilders, et E. Maset, « Induction heating inverter with simultaneous dual-frequency output », in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE, 2006, p. 5.
- [14] Y. Neau, B. Paya, T. Tudorache, et V. Fireteanu, « Numerical Evaluation and Experimental Validation of Eddy Currents and Electromagnetic Forces in Transverse Flux Induction Heating of Magnetic Steel Sheets », presented at the EPM, Japan, 2000, p. 211-217.
- [15] T. Tudorache et V. Fireteanu, « Magneto-thermal-motion coupling in transverse flux heating », COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, vol. 27, n°. 2, p. 399-407, 2008.
- [16] S. Zinn, S. L. Semiatin, et E. P. R. Institute, Elements of induction heating: design, control, and applications, Ed. ASM International. 1988.
- [17] F. Forest, S. Faucher, J.-Y. Gaspard, D. Montloup, J.-J. Huselstein, et C. Joubert, « Frequency-Synchronized Resonant Converters for the Supply of Multiwinding Coils in Induction Cooking Appliances », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, n°. 1, p. 441-452, févr. 2007.

-
- [18] A. Spagnolo, « Auto-adaptive multi-coil inductors for transverse Flux® heating of metal strips », PHD thesis, University of Padova - Italia, Padova - Italia, 2011.
- [19] M. Souley et al., « Methodology to characterize the impedance matrix of multi-coil induction heating device », presented at the Electromagnetic Properties of Materials EPM, Dresde - Germany, 2009.
- [20] A. Spagnolo, M. Souley, B. Paya, et O. Pateau, « Modeling of Multi-coil Transverse Flux Induction Heating Device », presented at the Electromagnetic Properties of Materials EPM, 2009, Dresde - Germany, 2009.
- [21] D. Puyal, C. Bernal, J. M. Burdio, J. Acero, et I. Millan, « Methods and procedures for accurate induction heating load measurement and characterization », in *Industrial Electronics*, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, p. 805–810.
- [22] J. Nuns et J.-L. Peureux, « Chauffage par induction principe et critère de choix des convertisseurs de fréquence », *REE. Revue de l'électricité et de l'électronique*, n° 5, p. 32-42, mai 2004.
- [23] Fishman Oleg S, Lampi, Rudolph K., Mortimer, John, H., et Peyshakhovich, Vitaly, A., « Induction heating device and process for controlling temperature distribution », U.S. Patent WO/2000/02878718-mai-2000.
- [24] J. Acero et al., « Domestic Induction Appliances », *Industry Applications Magazine*, IEEE, vol. 16, n° 2, p. 39-47, 2010.
- [25] O. Lucía, J. M. Burdío, L. A. Barragán, J. Acero, et I. Millán, « Series-Resonant Multiinverter for Multiple Induction Heaters », *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 25, n° 11, p. 2860-2868, 2010.
- [26] O. Lucía, F. Almazán, J. Acero, J. M. Burdío, et C. Carretero, « Multiple-output resonant matrix converter for multiple-inductive-load systems », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, p. 1338-1343.
- [27] O. Lucia, J. M. Burdio, L. A. Barragan, J. Acero, et C. Carretero, « Series resonant multi-inverter with discontinuous-mode control for improved light-load operation », in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, p. 1671-1676.
- [28] I. Millán, J. M. Burdío, J. Acero, O. Lucía, et D. Palacios, « Resonant inverter topologies for three concentric planar windings applied to domestic induction heating », *Electronics Letters*, vol. 46, n° 17, p. 1225 -1226, 2010.
- [29] Yong-Chae Jung, « Dual half bridge series resonant inverter for induction heating appliance with two loads », *Electronics Letters*, vol. 35, n° 16, p. 1345-1346, 1999.
- [30] J. Acero et al., « The domestic induction heating appliance: An overview of recent research », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008, p. 651–657.
- [31] F. Forest, E. Laboure, F. Costa, et J. Y. Gaspard, « Principle of a multi-load/single converter system for low power induction heating », *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 15, n° 2, p. 223-230, 2000.
- [32] R. Cornec, J. Gaspard, F. Forest, et W. Melhem, « Device for supplying a plurality of resonant circuits by means of an inverter type power generator », U.S. Patent EP 0 926 926 B11997.
- [33] L. A. Barragan, D. Navarro, J. Acero, I. Urriza, et J. M. Burdio, « FPGA Implementation of a Switching Frequency Modulation Circuit for EMI Reduction in Resonant Inverters for Induction Heating Appliances », *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 55, n° 1, p. 11-20, 2008.

- [34] J. M. Burdio, F. Monterde, J. R. Garcia, L. A. Barragan, et A. Martinez, « A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, n° 4, p. 815-822, 2005.
- [35] Claude Oberlin, « Réchauffage par induction lors de la transformation des métaux », *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, n° M 3 215, 2000.
- [36] F. Dughiero, M. Forzan, et S. Lupi, « 3D solution of electromagnetic and thermal coupled field problems in the continuous transverse flux heating of metal strips », *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 33, n° 2, p. 2147-2150, 1997.
- [37] Y. Neau, B. Paya, M. Anderhuber, F. Ducloux, J. Hellegouarch, et J. Ren, « High Power (3 MW) transverse flux inductor for industrial heating », in *Proceedings of the International Conference EPM 2003, Lyon (France)*, 2003, p. 570-575.
- [38] V. Bukanin, F. Dughiero, S. Lupi, V. Nemkov, et P. Siega, « 3D-FEM simulation of transverse-flux induction heaters », *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 31, n° 3, p. 2174-2177, 1995.
- [39] C. Chaboudez, S. Clain, R. Glardon, D. Mari, J. Rappaz, et M. Swierkosz, « Numerical modeling in induction heating for axisymmetric geometries », *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 33, n° 1, p. 739-745, 1997.
- [40] J. Dedulle, V. Poulbot, et J. Morandini, « Modélisation 3D de problèmes couplés magnéto – thermiques par la méthode des éléments finis. Application au traitement thermique par induction », *Iris technologies*, <http://www.iristechno.com/>.
- [41] D. Schulze, Zanning Wang, et B. Nacke, « Developing a universal TFIH equipment using 3D eddy current field computation », *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 32, n° 3, p. 1609-1612, 1996.
- [42] R. C. J. Ireson, « Induction heating with transverse flux in strip-metal process lines », *Power Engineering Journal*, vol. 3, n° 2, p. 83-91, 1989.
- [43] D. Pimentel, M. B. Slima, et A. Cheriti, « Power Control for Pulse-Density Modulation Resonant Converters », in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, vol. 2, p. 1259-1264.
- [44] J. Essadaoui, P. Sicard, E. Ngandui, et A. Cheriti, « Power inverter control for induction heating by pulse density modulation with improved power factor », in *Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003. Canadian Conference on*, 2003, vol. 1, p. 515-520 vol.1.
- [45] A. Sandali, A. Cheriti, et P. Sicard, « Comparison of the various PDM control modes », in *Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference on*, 2004, vol. 2, p. 574-579 Vol. 2.
- [46] R. R. Sawant, N. S. Chame, et N. K. Rana, « A New Hybrid Power Control Technique for Induction Vessel Heating System », in *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*, 2006, p. 1424-1429.
- [47] A. M. Green, « Operation of inverters supplying mutually coupled induction heating loads », in *Electromagnetics and Induction Heating (Digest No: 1996/264), IEE Colloquium on*, 1996, p. 4/1-4/3.
- [48] Y. Chéron, *La Commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique. Technique et documentation-Lavoisier*, 1989.
- [49] H. Foch, M. Metz, T. Meynard, H. Piquet, et F. Richardeau, « De la gestion des contraintes de commutation à la commutation douce= From management of switching stresses to soft switching », *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, vol. 4, n° 3077, 2008.

- [50] D. Puyal, L. A. Barragan, J. Acero, J. M. Burdio, et I. Millan, « An FPGA-Based Digital Modulator for Full- or Half-Bridge Inverter Control », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n° 5, p. 1479-1483, sept. 2006.
- [51] O. Lucia, J. M. Burdio, I. Millan, J. Acero, et D. Puyal, « Load-Adaptive Control Algorithm of Half-Bridge Series Resonant Inverter for Domestic Induction Heating », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 8, p. 3106-3116, août 2009.
- [52] O. Pateau, Y. Neau, Y. Lefevre, P. Ladoux, et P. Maussion, « Procédé de chauffage par induction mis en œuvre dans un dispositif comprenant des inducteurs couplés magnétiquement », U.S. Patent 09 57321.
- [53] Pham Ngoc Ha, H. Fujita, K. Ozaki, et N. Uchida, « Analysis and control of the heat distribution in a zone-control induction heating system », in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, p. 2324-2330.
- [54] S. Nagai, H. Nagura, M. Nakaoka, et A. Okuno, « High-frequency inverter with phase-shifted PWM and load-adaptive PFM control strategy for industrial induction-heating », in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, 1993, p. 2165-2172 vol.3.
- [55] Fabianowski, Jan et Ibach, Robert, « Method for open-loop/closed-loop control of at least two parallel oscillating circuit inverters feeding induction furnaces », U.S. Patent US5508497.
- [56] H. Fujita, N. Uchida, et K. Ozaki, « Zone Controlled Induction Heating (ZCIH) A New Concept in Induction Heating », in *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, 2007, p. 1498-1504.
- [57] Ha Pham Ngoc, H. Fujita, K. Ozaki, et N. Uchida, « Dynamic performance of a current-phase control method for zone-control induction heating systems », in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, p. 833-839.
- [58] Majid Souley, « Livrable n°2, Mesure expérimentale de la matrice des impédances et Validation de la stratégie de commande », EDF - LAPLACE, Rapport intermédiaire n°2 2, 04 2009.
- [59] Majid Souley, « Livrable n°3, Étude de l'évolution des températures de la pièce à chauffer par simulation dans PSim®, méthode de mesure des paramètres de la matrice des impédances », EDF - LAPLACE, Rapport intermédiaire n°3 3, 30 2009.
- [60] N. Uchida, K. Kawanaka, H. Nanba, et K. Ozaki, « Induction heating method and unit », U.S. Patent 2007012577107-juin-2007.
- [61] O. Fishman et N. Vladimir, « Gradient induction heating of a workpiece », U.S. Patent US 20090314768.
- [62] M. Souley, J. Egalon, S. Caux, O. Pateau, et P. Maussion, « Modelling and control of a multi phase induction system for metal disc heating », in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Phoenix - USA*, 2010, p. 562-567.
- [63] O. Pateau, « Contribution à l'étude d'un système de chauffage par induction multi bobines, Mémoire d'ingénieur CNAM », EDF - LAPLACE, 2002.
- [64] A. Gentilucci, « Rapport de stage, Modélisation numérique d'un système de chauffage par induction multi phase dans le logiciel Jmag® », EDF - LAPLACE, Rapport de stage, oct. 2010.
- [65] G. Gateau, A. Llor, J. Regnier, et H. Piquet, « MPAB, Un outil pour l'étude et le développement de l'enseignement du contrôle numérique des convertisseurs », *J3eA*, vol. 7, n° 1, p. 6, 2008.
- [66] M. Souley, J. Egalon, S. Caux, O. Pateau, et P. Maussion, « Modelling of a multi phase induction system for metal disc heating », presented at the *Electrimacs, Cergy-France*, 2011.

- [67] ENCINAS Jean, Systèmes à verrouillage de phase (PLL) réalisations et applications (Coll. Technologies). Ed. Lavoisier.
- [68] M. Souley, O. Pateau, P. Maussion, et P. Ladoux, « Simplified model of a metal disc induction heating », presented at the Heating by Electromagnetic Sources, Padova - Italia, 2010.
- [69] M. Zlobina, S. Galunin, Y. Blinov, B. Nacke, A. Nikanorov, et H. Schülbe, « Numerical modelling of non-linear transverse flux heating systems », Modelling for Electromagnetic Processing, Hannover, vol. 40, n°. 45, p. 50, mars 2003.
- [70] Martin Cong Wu et Lukasz Jastrzebowski, « Rapport de projet long 3° année GEA, Système de Chauffage à induction multiphasée », Enseeiht, Projet Long, 2011.
- [71] A. Geiser, Sami Hamoumi, Ghislain Sanchis, et Cyril Thepenier, « Rapport de projet long 3° année GEA, Induction Heating », Enseeiht, Projet Long, 2010.
- [72] M. W. Naouar, E. Monmasson, I. Slama-Belkhodja, et A. A. Naassani, « Commande numérique à base de composants FPGA d'une machine synchrone= FPGA-based digital control of a synchronous machine », Techniques de l'ingénieur. Génie électrique, vol. 3, n°. 2902, 2008.
- [73] G. Mouriès, « Condensateurs utilisés en électronique de puissance », Techniques de l'ingénieur. Génie électrique, n°. 3010.
- [74] G. Gateau, J. Régnier, et A. Llor, « VHDL code generation for FPGA implementation of digital control with co-simulation step », in Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on, 2010, p. 850-855.
- [75] P. Alotto, A. Spagnolo, et B. Paya, « Particle swarm optimization of a multi-coil transverse flux induction heating system », in Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010 14th Biennial IEEE Conference on, 2010, p. 1.
- [76] A. Spagnolo, M. Forzan, S. Lupi, O. Pateau, et B. Paya, « Space control optimisation of multi-coil transverse flux induction heating of metal strips », in Proceedings of the International symposium HES-10 Heating by Electromagnetic Sources, Padua, 2009.
- [77] D. Hovig, « Rapport de stage, Modélisation d'un système de chauffage par induction à 6 phases », Enseeiht - LAPLACE, Rapport de stage, 2010.
- [78] M. Souley, « Livrable n°4, Analyse harmonique du système de chauffage par induction 6 phases », EDF - LAPLACE, Rapport intermédiaire n°4 4, juin 2010.
- [79] H. S. Patel et R. G. Hoft, « Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination », Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 9, n°. 3, p. 310-317, 1973.
- [80] H. S. Patel et R. G. Hoft, « Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II --- Voltage Control Techniques », Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 10, n°. 5, p. 666-673, 1974.
- [81] P. Maussion, « Commande numérique d'un onduleur de tension en Modulation de Largeur d'Impulsion sur charges non linéaires », Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1990.
- [82] Majid Souley, « Livrable n°5, Prise en compte des harmoniques dans l'optimisation du profil des températures », EDF - LAPLACE, Rapport intermédiaire n°5 5, févr. 2011.

A. Annexes

A. Modèle de simulation dans PSim®	255
B. Mise en œuvre de la commande rapprochée	257
C. Variations paramétriques des termes de la matrice des impédances et des fonctions images avec la température	269
D. Principe de la détermination des paramètres de C, R et Ls de l'impédance des condensateurs	273
E. Notices techniques des composants de la carte FPGA	277
F. Notices techniques des composants de puissance	293
G. Approximations polynomiales des fonctions images.....	301

A.1 Modèle de simulation dans PSim®

- *Modèle 3 phases*

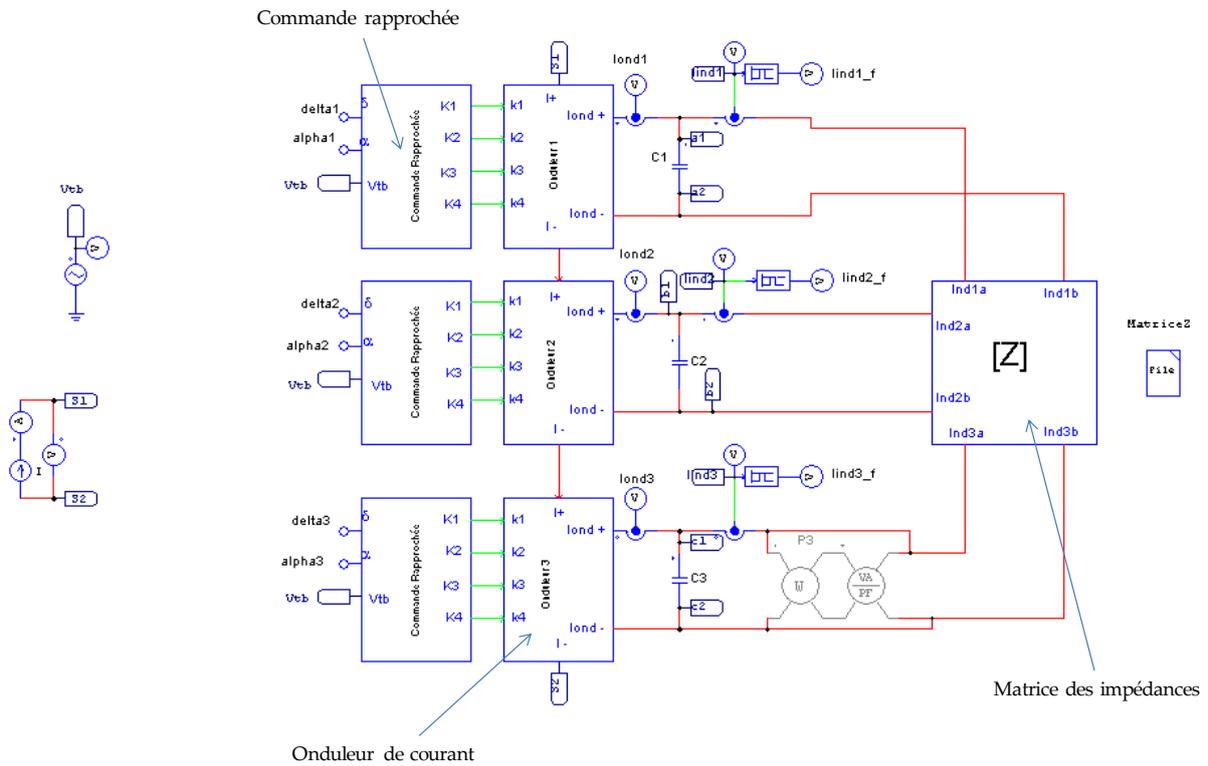


Figure A A-1 : partie électrique, modèle du système 3 bobines

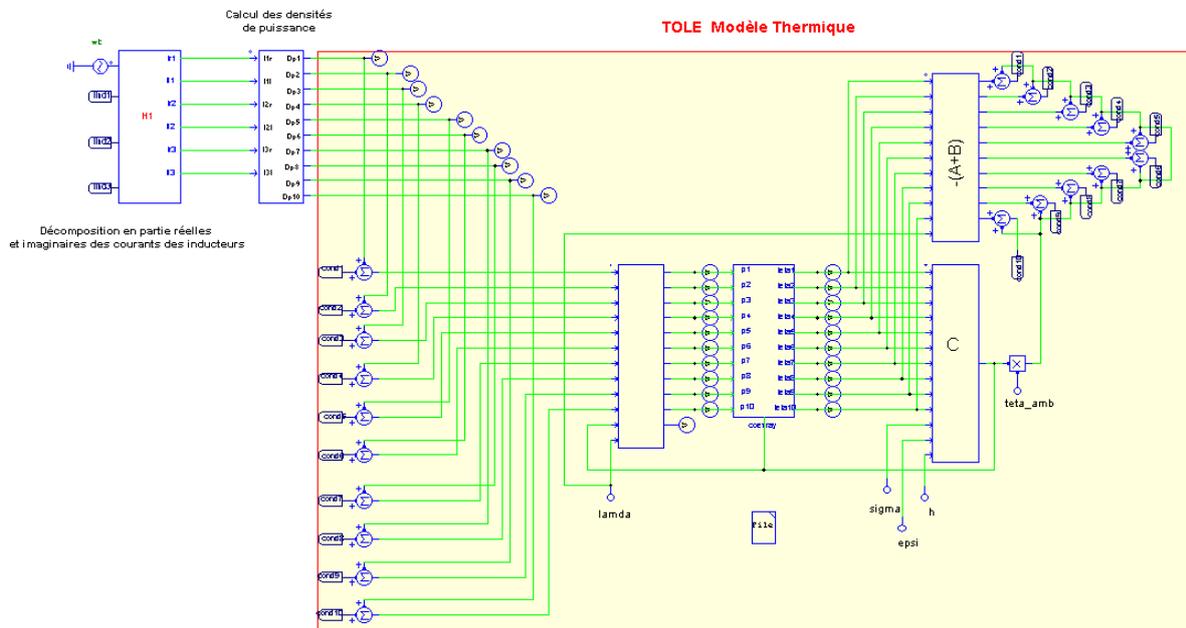


Figure A A-2 : partie thermique, modèle du système 3 bobines

- *Modèle 6 phases* : le modèle 6 phases est identique au système 3 phases à l'exception de l'onduleur de tension qui remplace l'onduleur de courant.

A.2 Mise en œuvre de la commande rapprochée

A.2.1 Principe de la commande rapprochée

Le principe de cette commande est basé sur la génération de courants carrés symétriques destinés à alimenter les trois circuits oscillants du système [1]. Le contrôle de la puissance injectée dans les circuits est obtenu par action sur un angle dit de décalage α permettant de varier la largeur des créneaux des courants carrés, tels que montrés sur la Figure A-1. L'expression du fondamental de ce signal carré est donnée par la relation (A-1) qui met en lumière l'influence de la variation de l'angle de décalage α . L'angle de déphasage δ doit également être contrôlé afin de définir les signaux, les uns par rapport aux autres.

Le présent document présente la mise en œuvre et le contrôle des variables α et δ . L'analyse est d'abord faite pour un seul signal puis généralisée. La Figure A-2 rappelle la structure des onduleurs qui doivent fournir les courants de la Figure A-1.

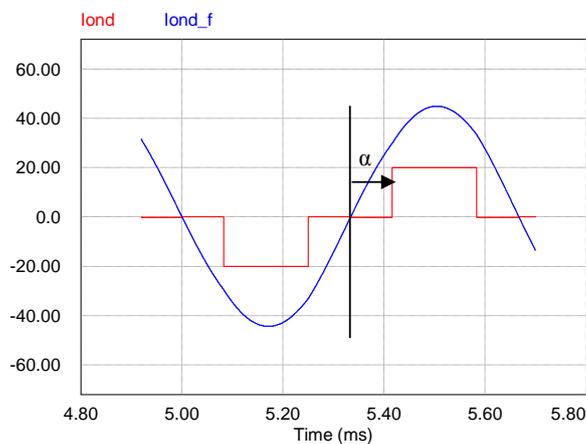


Figure A-1 : signal carré d'alimentation de la charge et son fondamental

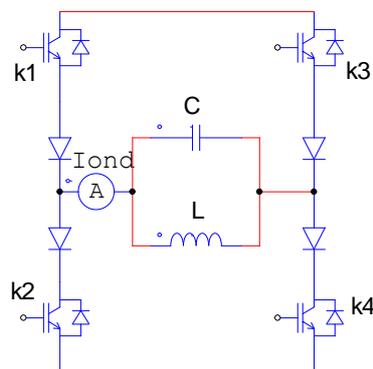


Figure A-2 : structure des onduleurs

L'expression suivante indique la relation entre le fondamental du signal carré et l'angle de décalage.

$$I_{ond_f} = \left(\frac{4I}{\pi} \cos \alpha \right) \sin(\omega t + \delta) \quad (A-1)$$

Où

- I désigne l'amplitude du signal carré
- δ est la phase du fondamental
- ω la pulsation de fonctionnement

Une variation de l'angle de décalage a donc pour effet de modifier l'amplitude du fondamental.

Rapporté à la structure de la Figure A-2, le signal carré I_{ond} est obtenu en décalant les signaux de commande tel que présenté sur la Figure A-3. Les signaux k_1 et k_3 ainsi que k_2 et k_4 sont complémentaires, il ne sera donc nécessaire que d'en tracer deux. Nous choisissons les signaux de k_1 et k_4 pour une fréquence de 1500Hz.

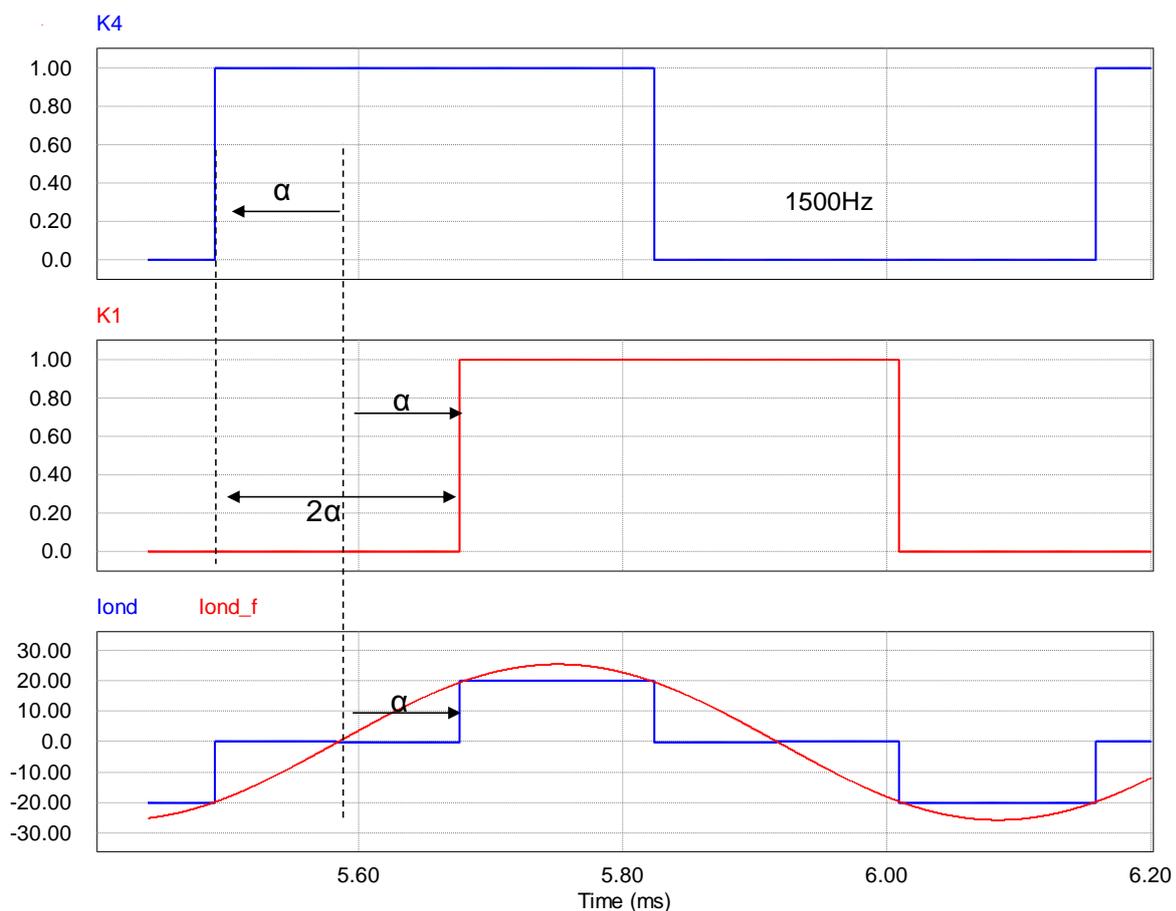


Figure A-3 : signaux de commande des interrupteurs

Ainsi, l'angle de décalage α est obtenu en maintenant un écart correspondant à 2α entre les signaux de commande des interrupteurs k_1 et k_4 .

On remarquera que deux options ressortent de la Figure A-3:

- maintenir le signal k4 à sa position et déplacer le signal k1 de 2α vers la droite (avancer) ou,
- reculer le signal k4 de α pendant que k1 avance de α pour maintenir la distance 2α .

Dans le cas d'un système où l'on a qu'un seul onduleur, le choix de l'une comme de l'autre des deux options n'affecte pas le fonctionnement. Dans notre cas, il est impératif qu'une modification de l'amplitude par variation de l'angle α n'affecte pas la phase δ du courant I_{ond_f} car sa position est définie par rapport à d'autres signaux [1]. On remarquera que le fondamental I_{ond_f} est toujours centré sur le courant carré I_{ond} . La deuxième alternative qui permet de reculer le signal k4 et d'avancer le signal k1 est donc celle qui permet de maintenir le fondamental du signal carré à la même phase.

Cette dernière est faite en analogique. Il est d'abord traité de la gestion de l'angle de décalage α puis de la phase δ .

A.2.2 Gestion de l'angle de décalage α

Les signaux de commande des interrupteurs sont construits à partir d'un signal triangulaire V_t d'amplitude unitaire tel que montré par le chronogramme de la Figure A-4. L'obtention d'un signal de commande carré et de rapport cyclique 1/2, nécessite une étape intermédiaire de génération des signaux V_S et V_R dont les fronts montants permettent de construire le signal de commande k1.

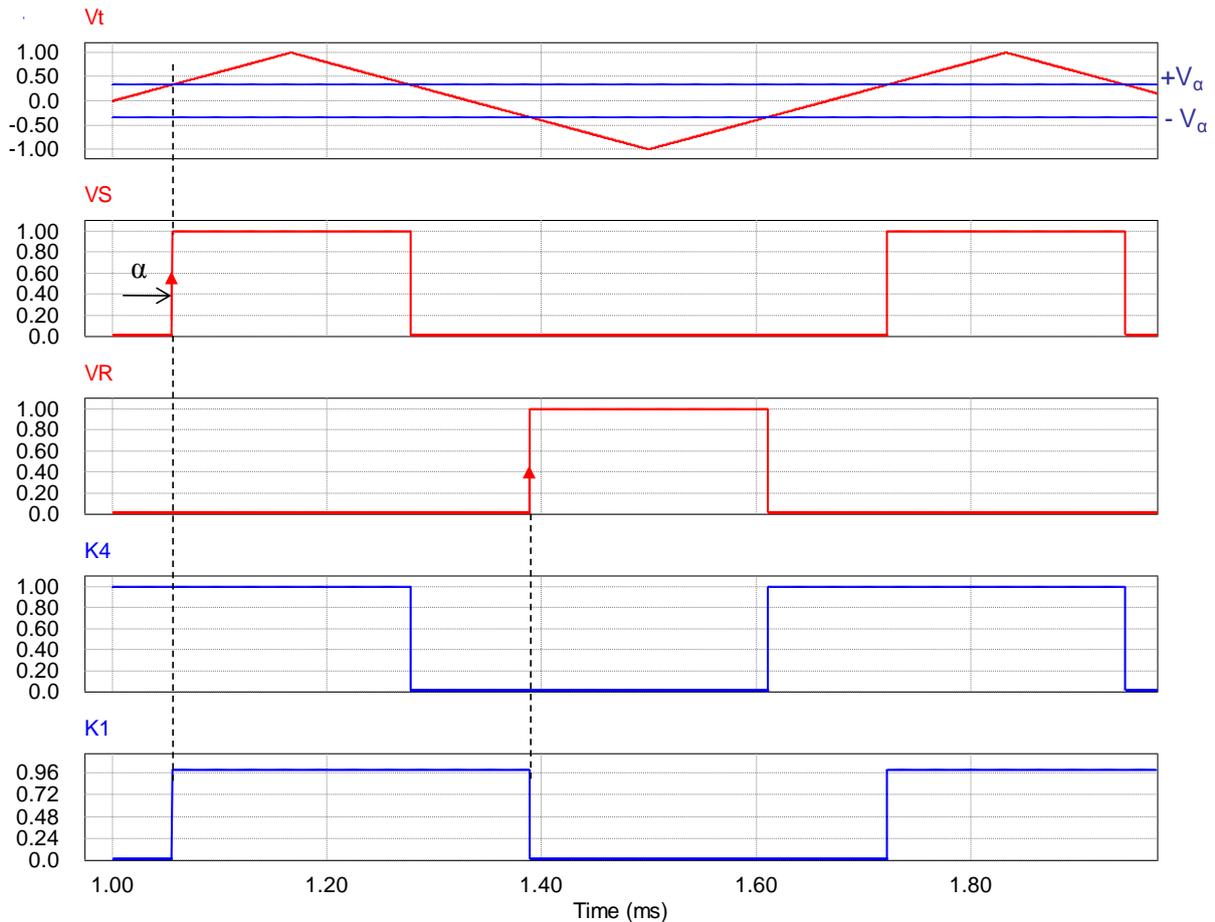


Figure A-4 : chronogramme de reconstruction des signaux de commande

La variable V_α permet de définir la butée haute V_α et la butée basse $-V_\alpha$ qui servent de référence pour la génération des signaux V_S et V_R par le biais desquels l'on définit le décalage souhaité.

Le fonctionnement est imposé de sorte que :

- les fronts montants de V_S définissent ceux de k_1 et sont obtenus lorsque $V_t > V_\alpha$. Ce front montant a lieu à la valeur angulaire α relative au passage à zéro de V_t et définit ainsi le décalage recherché ;
- les fronts montants de V_R définissent les fronts descendant de k_1 . Ces derniers sont obtenus lorsque $V_t < -V_\alpha$.

Les signaux V_R et V_S obtenus grâce à des comparateurs constituent les entrées d'une bascule RS qui délivre le signal k_1 .

Le circuit permettant d'assurer la fonction est celui de la Figure A-5. On prendra le signal k_3 sur la sortie \bar{Q}_1 car $k_3 = \bar{k}_1$

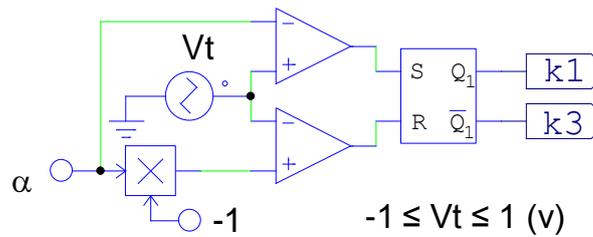


Figure A-5 : circuit permettant d'avancer les signaux de commande d'un angle α

Pour obtenir le recul des signaux de commande, il suffit donc, à l'inverse du circuit précédent de provoquer :

- un front montant de V_S lorsque $V_t < -V\alpha$ et
- un front montant de V_R lorsque $V_t > V\alpha$.

Cela conduit au circuit de la Figure A-6. On prendra le signal k_2 sur la sortie \bar{Q}_2 car $k_2 = \bar{k}_4$

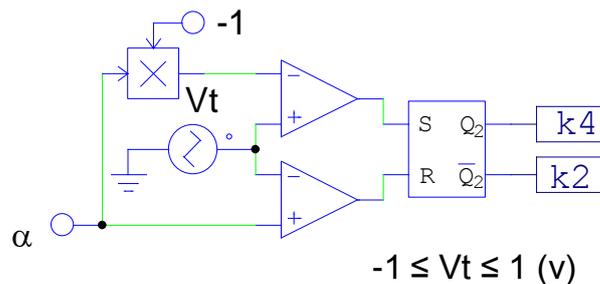
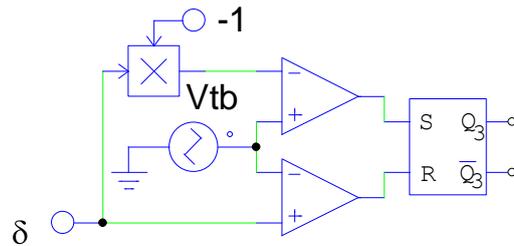
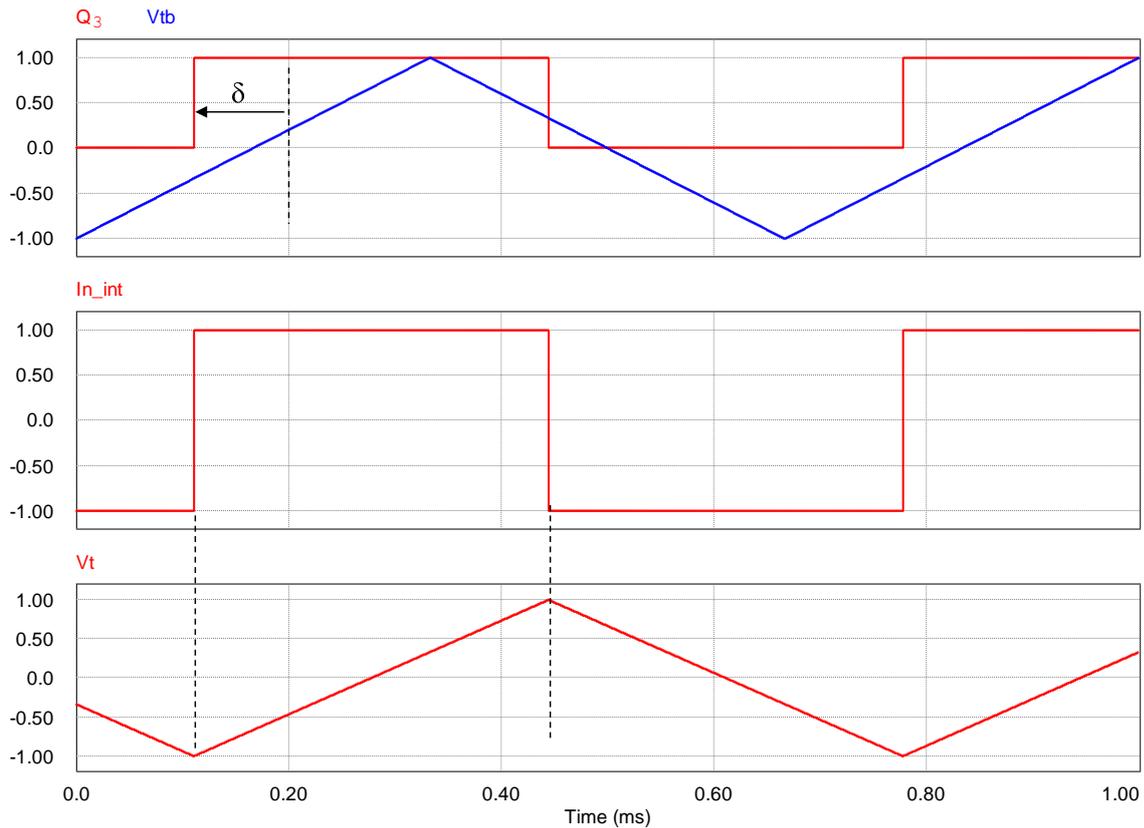


Figure A-6 : circuit permettant de reculer les signaux de commande d'un angle α

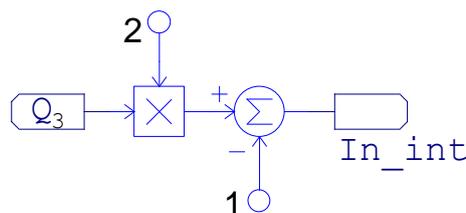
Il est également possible d'obtenir un recul du signal de commande en imposant la valeur $-\alpha$ au lieu de α à l'entrée du circuit de la Figure A-6.

A.2.3 Gestion de l'angle de déphasage δ

L'obtention d'une avance de phase $\delta > 0$ correspond à un recul du signal triangulaire V_t à partir duquel sont créés les signaux de commande. Il s'agit alors de reconstruire un signal triangulaire à partir d'un signal carré Q_3 généré par un circuit identique à celui de la Figure A-6. On substituera la valeur δ à α et le générateur triangle V_{tb} à V_t . La Figure A-7 présente le circuit dont le chronogramme correspond à la Figure A-8.

Figure A-7 : circuit de contrôle de la phase δ du fondamentalFigure A-8 : génération d'un signal triangle de phase δ contrôlée

On retrouve le signal In_int en multipliant Q_3 par 2 et en ajoutant un offset de -1. Cette opération est réalisée à l'aide d'un multiplicateur et d'un sommateur agencé tel que le montre la figure suivante.

Figure A-9 : circuit de génération du signal carré alternatif -1,1 pour construire le signal triangle de phase δ

L'intégration du signal In_int permet d'obtenir le signal triangulaire Vt (Figure A-8) dont la phase est contrôlée. Il faut cependant apporter une correction en ajoutant un offset égal à $-\delta$ à la sortie Out_int de l'intégrateur. La Figure A-10 montre l'offset induit par le déphasage δ sur le signal triangle obtenu en sortie de l'intégrateur.

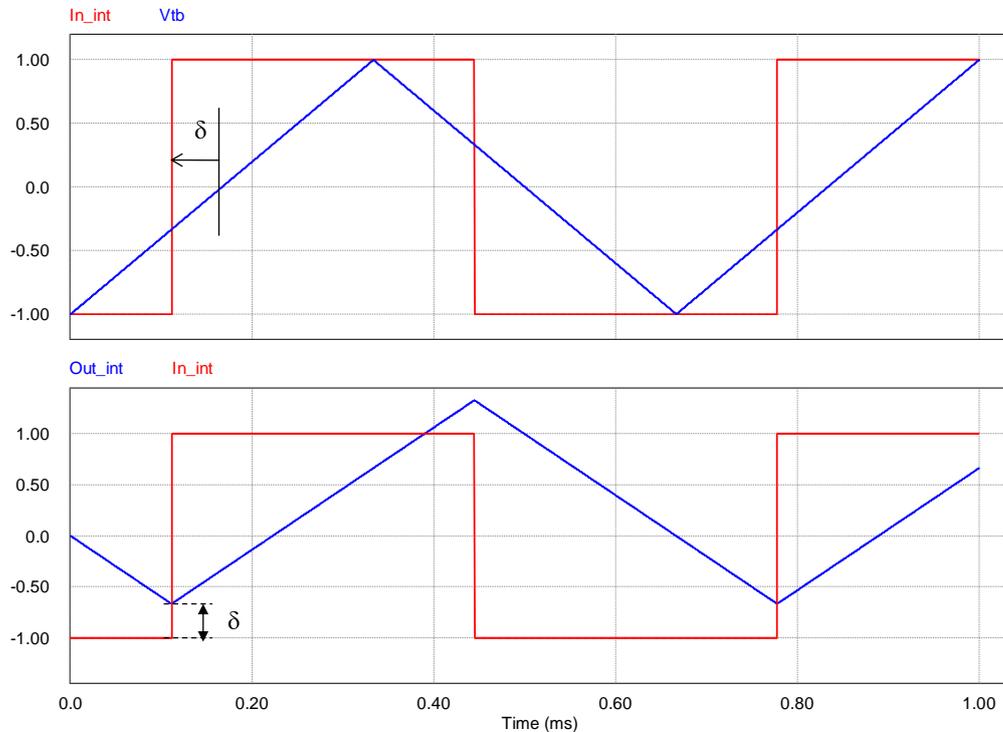


Figure A-10 : offset à la sortie de l'intégrateur

La correction est réalisée par le circuit de la Figure A-11.

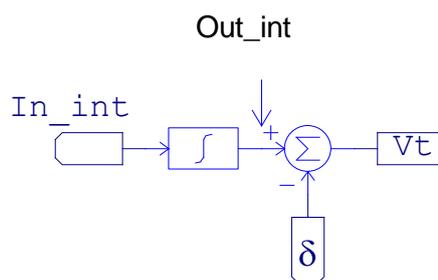


Figure A-11 : Circuit de génération du signal triangulaire à partir du signal carré alternatif déphasé de δ

La constante de temps de l'intégrateur est choisie de sorte que l'amplitude du signal triangle varie de -1 à 1 V sur une demi-période, soit $\tau = 1/4f = 1/6000$ s.

La Figure A-12 montre le circuit global permettant le contrôle de l'angle de décalage α et de la phase δ . On y retrouve les sorties correspondant aux signaux de commande des interrupteurs

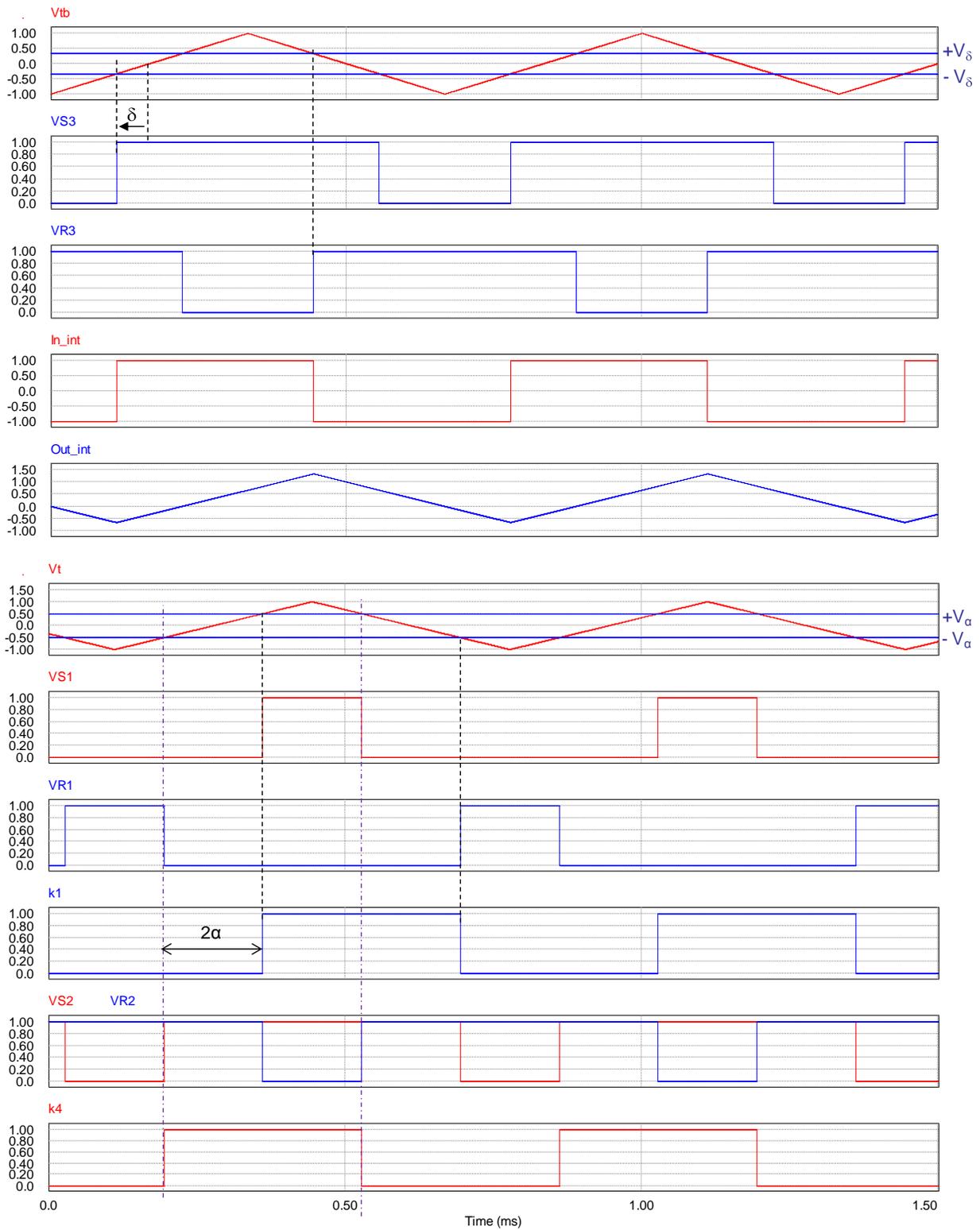


Figure A-13 : Courbes du circuit de contrôle des angles de décalage

Nous utilisons la boîte noire de la Figure A-14 qu'il suffit d'appeler dans le fichier de simulation principal, autant de fois que nécessaire.

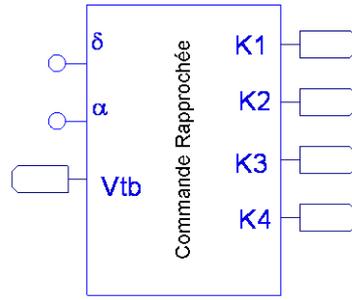


Figure A-14 : circuit de génération des angles de décalage α et des phases δ

A.3 Variations paramétriques des termes de la matrice des impédances et des fonctions images avec la température

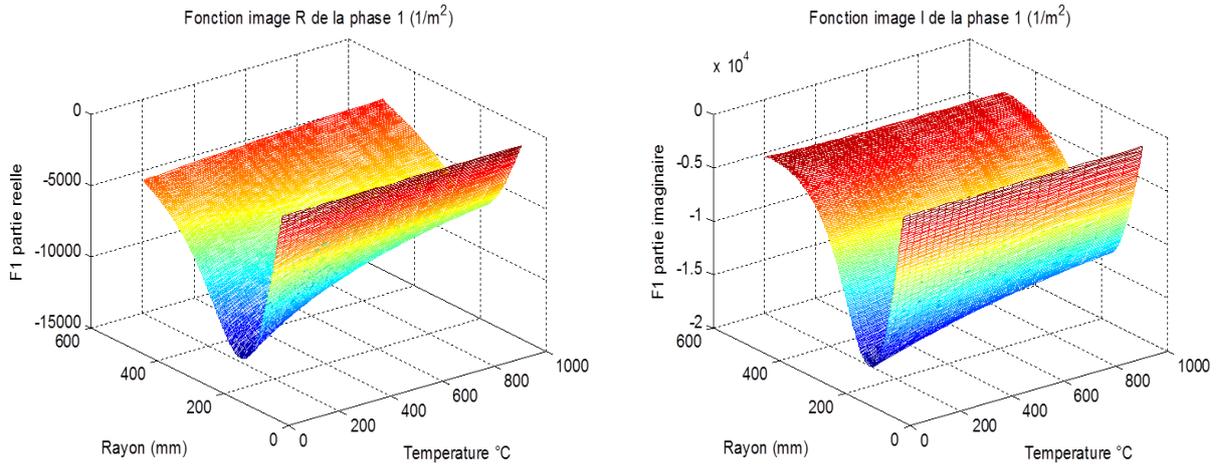


Figure A A-3 : variations des parties réelles et imaginaires des fonctions images des courants induits de l'inducteur

1

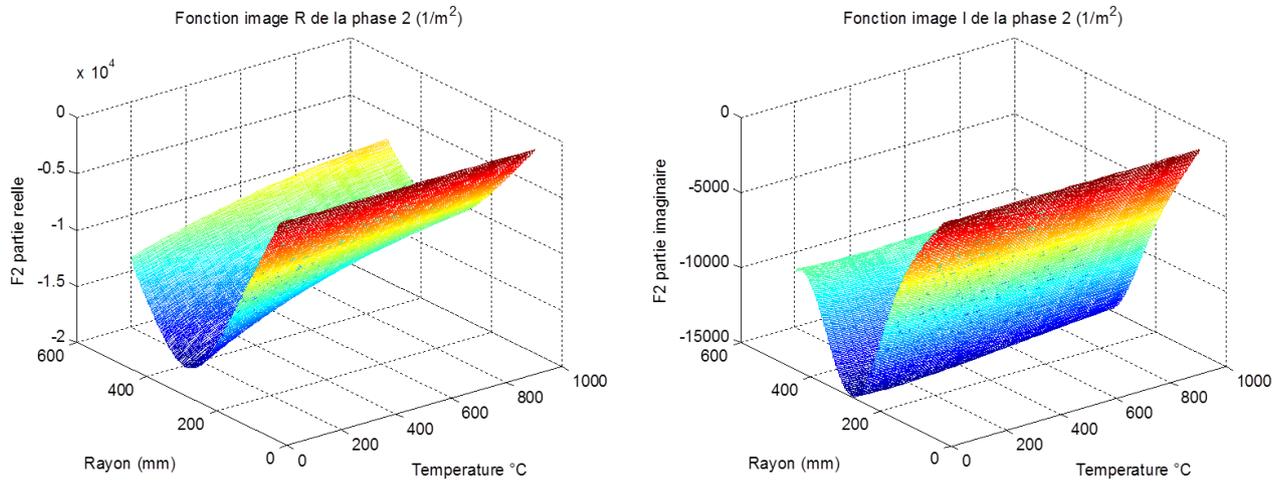


Figure A A-4 : variations des parties réelles et imaginaires des fonctions images des courants induits de l'inducteur

2

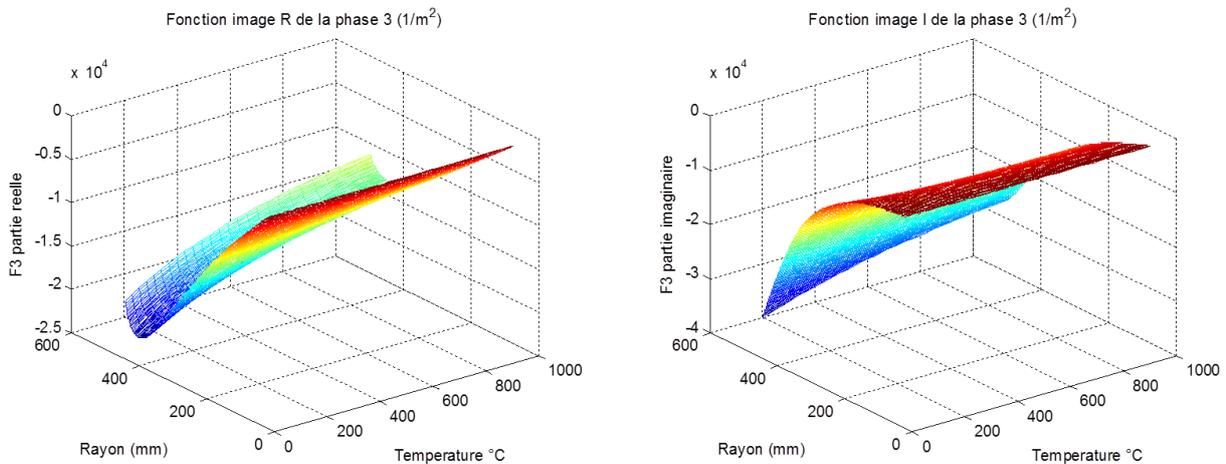


Figure A A-5 : variations des parties réelles et imaginaires des fonctions images des courants induits de l'inducteur

3

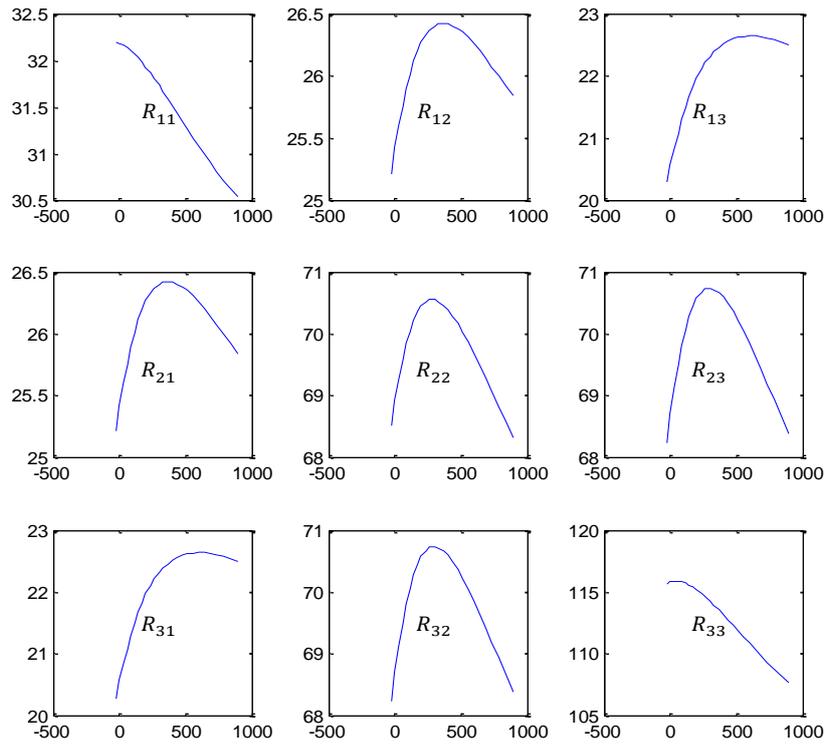


Figure A-6 : variation des termes résistifs de la matrice des impédances

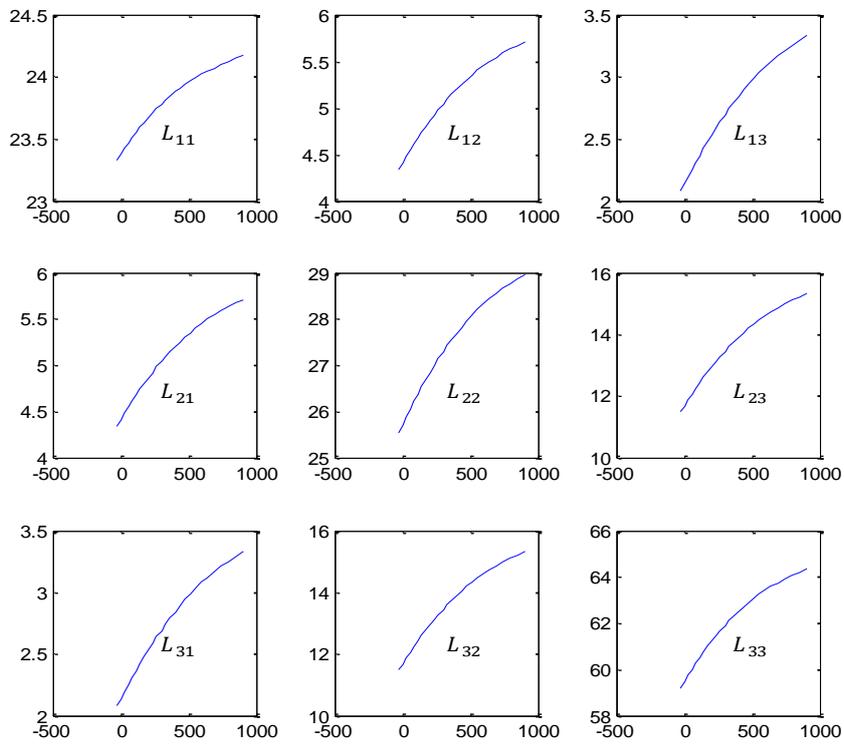


Figure A-7 : variation des termes inductifs de la matrice des impédances

A.4 Principe de la détermination des paramètres de C, R et Ls de l'impédance des condensateurs

A.4.1 Principe de la mesure

Une étude fréquentielle permet de déterminer les caractéristiques R_s , L_s et C_s du condensateur. Pour ce faire, nous avons utilisé un analyseur de fonction de transfert afin de déterminer le graphe de l'impédance du condensateur en fonction de la fréquence balayée. Le graphe (exemple à la Figure A A-9) représente le rapport $\frac{V_c}{I_c} = Z$, y compris l'impédance des cordons de mesures.

Deux modèles de condensateurs peuvent être envisagés tels que présentés sur la Figure A A-8. Nous avons utilisé le (b) qui représente le modèle des condensateurs classiquement utilisé.

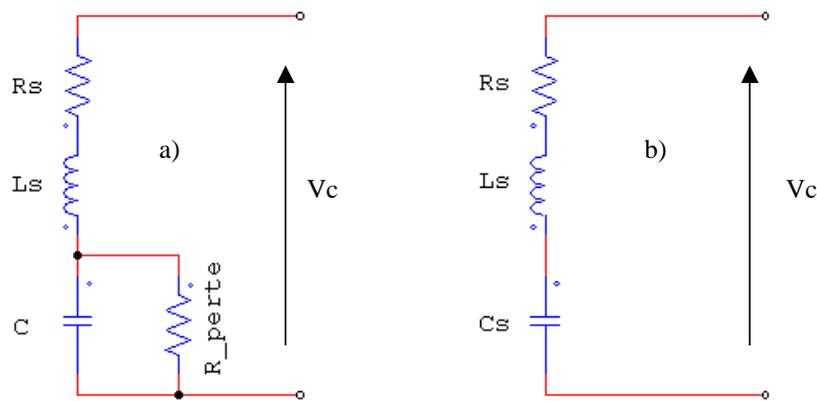


Figure A A-8 :Modèle électrique du condensateur : a) avec pertes ; b) sans perte

Avec

- R_s : Résistance série parasite
- L_s : Inductance série parasite

$$Z = R_s + j\left(L_s\omega - \frac{1}{c\omega}\right) \text{ impédance vue des bornes du condensateur} \quad (\text{A-2})$$

La courbe fréquentielle obtenue permet de distinguer trois zones dont deux linéaires et un minimum:

- aux fréquences hautes, l'impédance est quasi inductive $\bar{Z} \approx j(L_s + L_c)\omega$
- au minimum de l'impédance on est à la résonance et l'impédance $\bar{Z} = R_s + Rc$
- à des fréquences basses l'impédance $\bar{Z} \approx j\frac{1}{c\omega}$

Les impédances des cordons mesures, représentés par L_s et R_s sont ensuite soustraites.

A.4.2 Résultat de la mesure

Le Tableau A-2 donne les résultats de la caractérisation comparé aux valeurs indiquées par le constructeur.

Valeur nominale	12 (μF)		22(μF)		33(μF)		47(μF)	
	Mesures	Cons	Mesures	Cons	Mesures	Cons	Mesures	Cons
C (μF)	11,56	12	21,54	22	34,34	33	43,38	47
Rs (mΩ)	1,7	0,8	0,7	0,8	0,07	0,8	NS	0,8
Ls (nH)	NS	25	NS	25	NS	25	NS	25
ε (%) / C	-3,7%		-2,1%		4,1%		- 7,9%	
ε (%) / Rs	112,5%		-12,5%		-91,25%		NS	
ε (%) / Ls	NS		NS		NS		NS	

Tableau A-2 : résultats de la caractérisation des condensateurs

NS : non significatif ; Cons : constructeur.

Les graphes des impédances sont donnés ci-après sur les

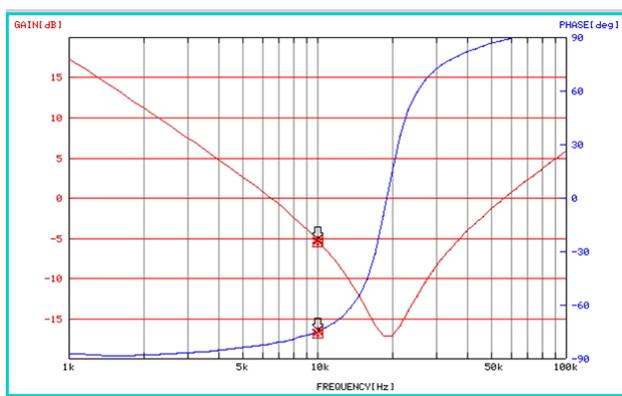


Figure A A-9 : Analyse fréquentielle de l'impédance totale du condensateur (+ cordons) de 47 μF

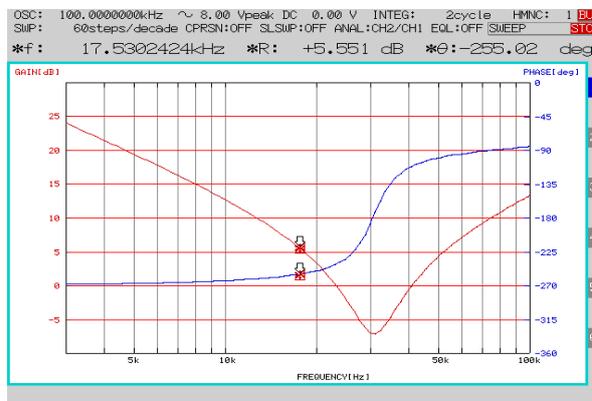


Figure A A-10 : Analyse fréquentielle de l'impédance totale du condensateur de 33 μF + cordons

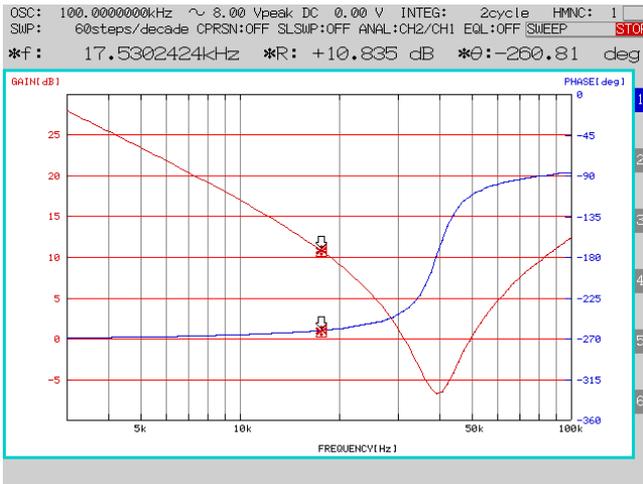


Figure A A-11 : Analyse fréquentielle de l'impédance totale du condensateur de 22µF + cordons

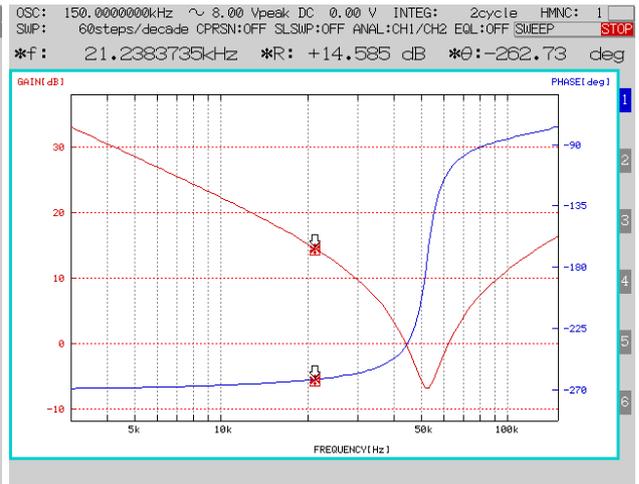


Figure A A-12 : Analyse fréquentielle de l'impédance totale du condensateur de 12µF + cordons

Le graphe de l'impédance des cordons est donné sur la Figure A A-13

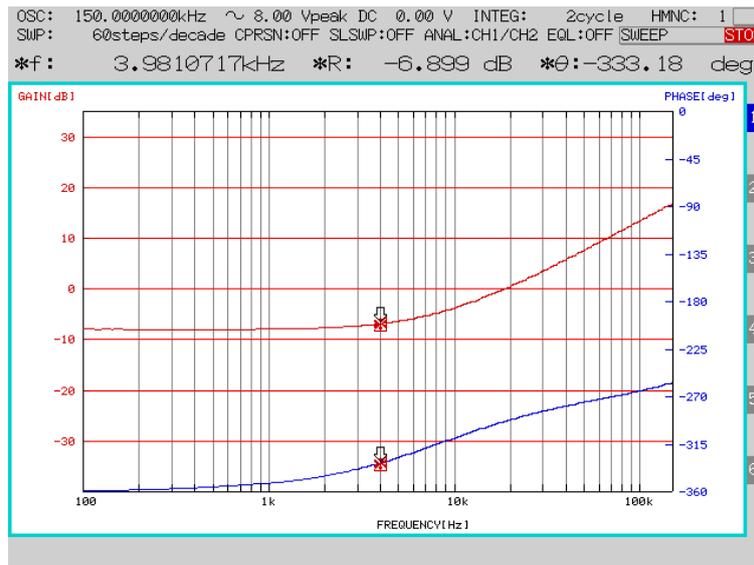


Figure A A-13 : Analyse fréquentielle de l'impédance des cordons de mesure

A.5 Notices techniques des composants de la carte FPGA

A.5.1 Convertisseur analogique - numérique



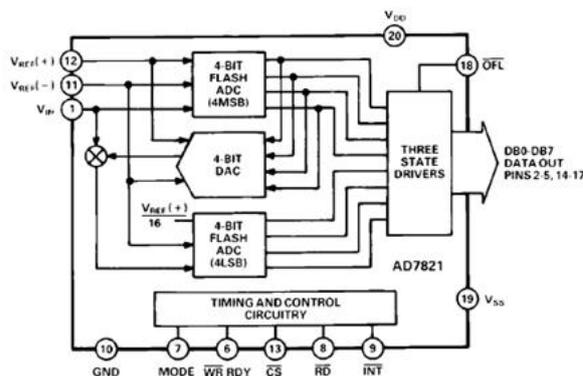
LC²MOS High Speed, μ P-Compatible 8-Bit ADC with Track/Hold Function

AD7821

FEATURES

Fast Conversion Time: 660 ns max
100 kHz Track-and-Hold Function
1 MHz Sample Rate
Unipolar and Bipolar Input Ranges
Ratiometric Reference Inputs
No External Clock
Extended Temperature Range Operation
Skinny 20-Pin DIPs, SOIC and 20-Terminal Surface Mount Packages

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The AD7821 is a high speed, 8-bit, sampling, analog-to-digital converter that offers improved performance over the popular AD7820. It offers a conversion time of 660 ns (vs. 1.36 μ s for the AD7820) and 100 kHz signal bandwidth (vs. 6.4 kHz). The sampling instant is better defined and occurs on the falling edge of \overline{WR} or \overline{RD} . The provision of a V_{SS} pin (Pin 19) allows the part to operate from ± 5 V supplies and to digitize bipolar input signals. Alternatively, for unipolar inputs, the V_{SS} pin can be grounded and the AD7821 will operate from a single +5 V supply, like the AD7820.

The AD7821 has a built-in track-and-hold function capable of digitizing full-scale signals up to 100 kHz max. It also uses a half-flash conversion technique that eliminates the need to generate a CLK signal for the ADC.

The AD7821 is designed with standard microprocessor control signals (\overline{CS} , \overline{RD} , \overline{WR} , RDY, \overline{INT}) and latched, three-state data outputs capable of interfacing to high speed data buses. An overflow output (\overline{OFL}) is also provided for cascading devices to achieve higher resolution.

The AD7821 is fabricated in Linear-Compatible CMOS (LC²MOS), an advanced, mixed technology process combining precision bipolar circuits with low power CMOS logic. The part features a low power dissipation of 50 mW.

PRODUCT HIGHLIGHTS

- Fast Conversion Time**
 The half-flash conversion technique, coupled with fabrication on Analog Devices' LC²MOS process, enables a very fast conversion time. The conversion time for the \overline{WR} - \overline{RD} mode is 660 ns, with 700 ns for the RD mode.
- Built-In Track-and-Hold**
 This allows input signals with slew rates up to 1.6 V/ μ s to be converted to 8-bits without an external track-and-hold. This corresponds to a 5 V peak-to-peak, 100 kHz sine wave signal.
- Total Unadjusted Error**
 The AD7821 features an excellent total unadjusted error figure of less than ± 1 LSB over the full operating temperature range.
- Unipolar/Bipolar Input Ranges**
 The AD7821 is specified for single supply (+5 V) operation with a unipolar full-scale range of 0 to +5 V, and for dual supply (± 5 V) operation with a bipolar input range of ± 2.5 V. Typical performance characteristics are given for other input ranges.
- Dynamic Specifications for DSP Users**
 In addition to the traditional ADC specifications, the AD7821 is specified for ac parameters, including signal-to-noise ratio, distortion and slew rate.

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

AD7821—SPECIFICATIONS

$V_{DD} = +5\text{ V} \pm 5\%$, $GND = 0\text{ V}$. Unipolar Input Range: $V_{SS} = GND$, $V_{REF(+)} = 5\text{ V}$,
 $V_{REF(-)} = GND$. Bipolar Input Range: $V_{SS} = -5\text{ V} \pm 5\%$, $V_{REF(+)} = 2.5\text{ V}$,
 $V_{REF(-)} = -2.5\text{ V}$. These test conditions apply unless otherwise stated. All specifications T_{MIN} to T_{MAX} unless otherwise noted. Specifications apply for RD Mode (Pin 7 = 0 V).

Parameter	K Version ¹	B, T Versions	Units	Comments
UNIPOLAR INPUT RANGE				
Resolution ²	8	8	Bits	
Total Unadjusted Error ³	± 1	± 1	LSB max	
Minimum Resolution for which No Missing Codes are Guaranteed	8	8	Bits	
BIPOLAR INPUT RANGE				
Resolution ²	8	8	Bits	
Zero Code Error	± 1	± 1	LSB max	
Full Scale Error	± 1	± 1	LSB max	
Signal-to-Noise Ratio (SNR) ³	45	45	dB min	$V_{IN} = 99.85\text{ kHz}$ Full-Scale Sine Wave with $f_{SAMPLING} = 500\text{ kHz}$
Total Harmonic Distortion (THD) ³	-50	-50	dB max	$V_{IN} = 99.85\text{ kHz}$ Full-Scale Sine Wave with $f_{SAMPLING} = 500\text{ kHz}$
Peak Harmonic or Spurious Noise ³	-50	-50	dB max	$V_{IN} = 99.85\text{ kHz}$ Full-Scale Sine Wave with $f_{SAMPLING} = 500\text{ kHz}$
Intermodulation Distortion (IMD) ³	-50	-50	dB max	fa (84.72 kHz) and fb (94.97 kHz) Full-Scale Sine Waves with $f_{SAMPLING} = 500\text{ kHz}$
	-50	-50	dB max	Second Order Terms
	-50	-50	dB max	Third Order Terms
Slew Rate, Tracking ³	1.6	1.6	V/ μs max	
	2.36	2.36	V/ μs typ	
REFERENCE INPUT				
Input Resistance	1.0/4.0	1.0/4.0	k Ω min/k Ω max	
$V_{REF(+)}$ Input Voltage Range	$V_{REF(-)}/V_{DD}$	$V_{REF(-)}/V_{DD}$	V min/V max	
$V_{REF(-)}$ Input Voltage Range	$V_{SS}/V_{REF(+)}$	$V_{SS}/V_{REF(+)}$	V min/V max	
ANALOG INPUT				
Input Voltage Range	$V_{REF(-)}/V_{REF(+)}$	$V_{REF(-)}/V_{REF(+)}$	V min/ max	$-5\text{ V} \leq V_{IN} \leq +5\text{ V}$
Input Leakage Current	± 3	± 3	μA max	
Input Capacitance	55	55	pF typ	
LOGIC INPUTS				
CS, WR, RD				
V_{INH}	2.4	2.4	V min	
V_{INL}	0.8	0.8	V max	
I_{INH} (CS, RD)	1	1	μA max	
I_{INH} (WR)	3	3	μA max	
I_{INL}	-1	-1	μA max	
Input Capacitance ⁴	8	8	pF max	Typically 5 pF
MODE				
V_{INH}	3.5	3.5	V min	
V_{INL}	1.5	1.5	V max	
I_{INH}	200	200	μA max	50 μA typ
I_{INL}	-1	-1	μA max	
Input Capacitance ⁴	8	8	pF max	Typically 5 pF
LOGIC OUTPUTS				
DB0-DB7, OFL, INT				
V_{OH}	4.0	4.0	V min	$I_{SOURCE} = 360\text{ }\mu\text{A}$
V_{OL}	0.4	0.4	V max	$I_{SINK} = 1.6\text{ mA}$
I_{OUT} (DB0-DB7)	± 3	± 3	μA max	Floating State Leakage
Output Capacitance ⁴ (DB0-DB7)	8	8	pF max	Typically 5 pF
RDY				
V_{OL}	0.4	0.4	V max	$I_{SINK} = 2.6\text{ mA}$
I_{OUT}	± 3	± 3	μA max	Floating State Leakage
Output Capacitance ⁴	8	8	pF max	Typically 5 pF
POWER SUPPLY				
I_{DD} ⁵	15	20	mA max	$\overline{CS} = \overline{RD} = 0\text{ V}$
I_{SS}	100	100	μA max	$\overline{CS} = \overline{RD} = 0\text{ V}$
Power Dissipation	50	50	mW typ	
Power Supply Sensitivity	$\pm 1/4$	$\pm 1/4$	LSB max	$\pm 1/16$ LSB typ, $V_{DD} = 4.75\text{ V}$ to 5.25 V , ($V_{REF(+)} = 4.75\text{ V}$ max for Unipolar Mode)

NOTES¹Temperature Ranges are as follows: K Version = -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$; B Version = -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$; T Version = -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$.²1 LSB = 19.53 mV for both the unipolar (0 V to +5 V) and bipolar (-2.5 V to $+2.5\text{ V}$) input ranges.³See Terminology.⁴Sample tested at $+25^{\circ}\text{C}$ to ensure compliance.⁵See Typical Performance Characteristics.

Specifications subject to change without notice.

AD7821

TIMING CHARACTERISTICS¹ ($V_{DD} = +5 V \pm 5\%$, $V_{SS} = 0 V$ or $-5 V \pm 5\%$; Unipolar or Bipolar Input Range)

Parameter	Limit at +25°C (All Versions)	Limit at T_{MIN} , T_{MAX} (K, B Versions)	Limit at T_{MIN} , T_{MAX} (T Version)	Units	Conditions/Comments
t_{CSS}	0	0	0	ns min	\overline{CS} to $\overline{RD}/\overline{WR}$ Setup Time
t_{CSH}	0	0	0	ns min	\overline{CS} to $\overline{RD}/\overline{WR}$ Hold Time
t_{RDY} ²	70	85	100	ns max	\overline{CS} to RDY Delay. Pull-Up Resistor 5 k Ω .
t_{CRD} ³	700	875	975	ns max	Conversion Time (RD Mode)
t_{ACCO} ³	$t_{CRD} + 25$ $t_{CRD} + 50$	$t_{CRD} + 30$ $t_{CRD} + 65$	$t_{CRD} + 35$ $t_{CRD} + 75$	ns max ns max	Data Access Time (RD Mode) $C_L = 20$ pF $C_L = 100$ pF
t_{INTH} ²	50	-	-	ns typ	RD to INT Delay (RD Mode)
t_{DH} ⁴	80	85	90	ns max	Data Hold Time
t_{p}	15	15	15	ns min	
t_{WR}	60	70	80	ns max	Delay Time Between Conversions
t_{RD}	350	425	500	ns min	Write Pulse Width
t_{RD1}	250	325	400	ns min	
t_{RD2}	10	10	10	μ s max	Delay Time between \overline{WR} and \overline{RD} Pulses
t_{RD3}	250	350	450	ns min	RD Pulse Width (WR-RD Mode, see Figure 12b)
t_{READ1}	160	205	240	ns min	Determined by t_{ACCO}
t_{ACCI} ³					Data Access Time (WR-RD Mode, see Figure 12b)
	160	205	240	ns max	$C_L = 20$ pF
	185	235	275	ns max	$C_L = 100$ pF
t_{RI}	150	185	220	ns max	RD to INT Delay
t_{INTL} ²	380	-	-	ns typ	WR to INT Delay
t_{RD4}	500	610	700	ns max	
t_{RD5}	65	75	85	ns min	\overline{RD} Pulse Width (WR-RD Mode, see Figure 12a)
t_{ACC2} ³					Determined by t_{ACC2}
	65	75	85	ns max	Data Access Time (WR-RD Mode, see Figure 12a)
	90	110	130	ns max	$C_L = 20$ pF
t_{HWR} ²	80	100	120	ns max	$C_L = 100$ pF
t_{ID} ³					WR to INT Delay (Stand-Alone Operation)
	30	35	40	ns max	Data Access Time after INT (Stand-Alone Operation)
	45	60	70	ns max	$C_L = 20$ pF $C_L = 100$ pF

NOTES

¹Sample tested at +25°C to ensure compliance. All input control signals are specified with $t_r = t_f = 5$ ns (10% to 90% of +5 V) and timed from a voltage level of 1.6 V.² $C_L = 50$ pF.³Measured with load circuits of Figure 1 and defined as the time required for an output to cross 0.8 V or 2.4 V.⁴Defined as the time required for the data lines to change 0.5 V when loaded with the circuits of Figure 2.

Specifications subject to change without notice.

Test Circuits

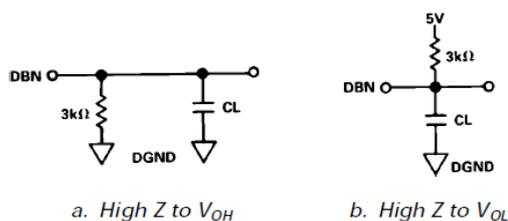


Figure 1. Load Circuits for Data Access Time Test

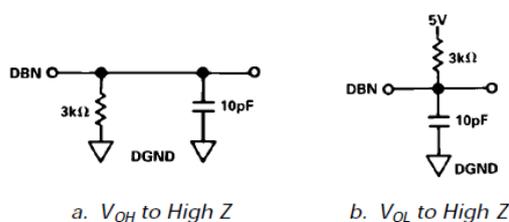


Figure 2. Load Circuits for Data Hold Time Test

ORDERING GUIDE

Model ¹	Temperature Range	Total Unadjusted Error (LSB)	Package Option ²
AD7821KN	-40°C to +85°C	±1 max	N-20
AD7821KP	-40°C to +85°C	±1 max	P-20A
AD7821KR	-40°C to +85°C	±1 max	R-20
AD7821BQ	-40°C to +85°C	±1 max	Q-20
AD7821TQ	-55°C to +125°C	±1 max	Q-20
AD7821TE	-55°C to +125°C	±1 max	E-20A

NOTES

¹To order MIL-STD-883, Class B processed parts, add /883B to part number. Contact local sales office for military data sheet.²E = Leadless Ceramic Chip Carrier; N = Plastic DIP; P = Plastic Leaded Chip Carrier; Q = Cerdip; R = SOIC.

AD7821

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

V _{DD} to GND	-0.3 V, + 7 V
V _{SS} to GND	+0.3 V, + 7 V
Digital Input Voltage to GND (Pins 6-8, 13)	-0.3 V, V _{DD} + 0.3 V
Digital Output Voltage to GND (Pins 2-5, 9, 14-18)	-0.3 V, V _{DD} + 0.3 V
V _{REF(+)} to GND	V _{SS} - 0.3 V, V _{DD} + 0.3 V
V _{REF(-)} to GND	V _{SS} - 0.3 V, V _{DD} + 0.3 V
V _{IN} to GND	V _{SS} - 0.3 V, V _{DD} + 0.3 V
Operating Temperature Range Commercial (K Version)	-40°C to +85°C

Industrial (B Version)	-40°C to +85°C
Extended (T Version)	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 secs)	+300°C
Power Dissipation (Any Package) to +75°C	450 mW
Derates above +75°C by	6 mW/°C

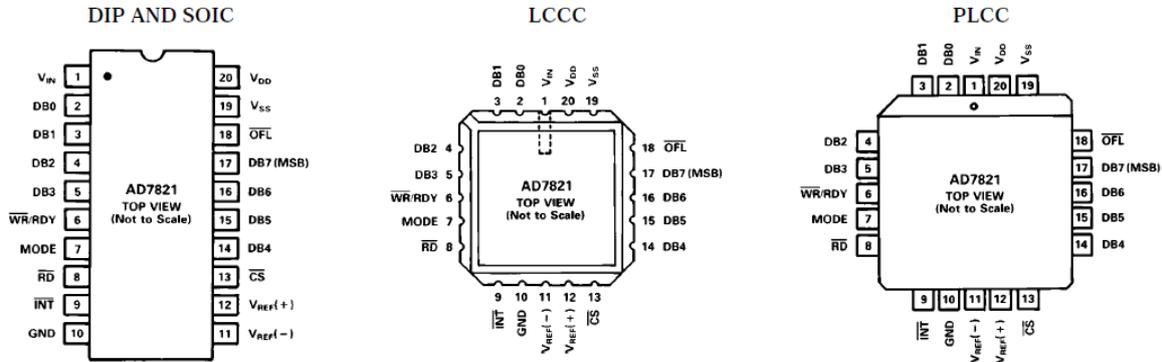
*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD7821 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



PIN CONFIGURATIONS



TERMINOLOGY

LEAST SIGNIFICANT BIT (LSB)

An ADC with 8-bit resolution can resolve one part in 2⁸ (1/256 of full scale). For the AD7821 operating in either the unipolar or bipolar input range with 5 V full scale, one LSB is 19.53 mV.

TOTAL UNADJUSTED ERROR

This is a comprehensive specification which includes relative accuracy, offset error and full-scale error.

SLEW RATE

Slew Rate is the maximum allowable rate of change of input signal such that the digital sample values are not in error.

TOTAL HARMONIC DISTORTION

Total harmonic distortion is the ratio of the square root of the sum of the squares of the rms value of the harmonics to the rms value of the fundamental. For the AD7821, total harmonic distortion (THD) is defined as

$$20 \log \left[\frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_5^2 + V_6^2}}{V_1} \right] \text{dB}$$

where V₁ is the rms amplitude of the fundamental and V₂, V₃, V₄, V₅, V₆, are the rms amplitudes of the individual harmonics.

INTERMODULATION DISTORTION

With inputs consisting of sine waves at two frequencies, f_a and f_b, any active device with nonlinearities will create distortion products, of order (m+n), at sum and difference frequencies of m f_a + n f_b, where m, n = 0, 1, 2, 3, - - -. Intermodulation terms are those for which m or n is not equal to zero. For example, the second order terms include (f_a + f_b) and (f_a - f_b), and the third order terms include (2f_a + f_b), (2f_a - f_b), (f_a + 2f_b) and (f_a - 2f_b). For the AD7821 intermodulation distortion is calculated separately for both the second and third order terms.

SIGNAL-TO-NOISE RATIO

Signal-to-noise ratio (SNR) is measured signal-to-noise at the output of the ADC. The signal is the rms magnitude of the fundamental. Noise is the rms sum of all nonfundamental signals (excluding dc) up to half the sampling frequency. SNR is dependent on the number of quantization levels used in the digitization process. The theoretical SNR for a sine wave input is given by:

$$SNR = (6.02 N + 1.76) \text{ dB}$$

where N is the number of bits in the ADC. Thus, for an ideal 8-bit ADC, SNR = 50 dB.

PEAK HARMONIC OR SPURIOUS NOISE

Peak harmonic or spurious noise is the rms value of the largest nonfundamental frequency (excluding dc) up to half the sampling frequency to the rms value of the fundamental.

A.5.2 Amplificateur différentiel des signaux d'entrée



-6 dB Differential Line Receiver

SSM2143

FEATURES

High Common-Mode Rejection

DC: 90 dB typ

60 Hz: 90 dB typ

20 kHz: 85 dB typ

Ultralow THD: 0.0006% typ @ 1 kHz

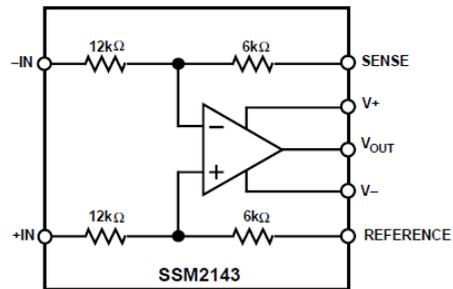
Fast Slew Rate: 10 V/ μ s typ

Wide Bandwidth: 7 MHz typ ($G = 1/2$)

Two Gain Levels Available: $G = 1/2$ or 2

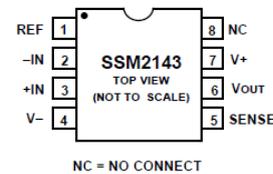
Low Cost

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS

Epoxy Mini-DIP (P Suffix)
and
SOIC (S Suffix)



GENERAL DESCRIPTION

The SSM2143 is an integrated differential amplifier intended to receive balanced line inputs in audio applications requiring a high level of immunity from common-mode noise. The device provides a typical 90 dB of common-mode rejection (CMR), which is achieved by laser trimming of resistances to better than 0.005%.

Additional features of the device include a slew rate of 10 V/ μ s and wide bandwidth. Total harmonic distortion (THD) is less than 0.004% over the full audio band, even while driving low impedance loads. The SSM2143 input stage is designed to handle input signals as large as +28 dBu at $G = 1/2$. Although primarily intended for $G = 1/2$ applications, a gain of 2 can be realized by reversing the +IN/-IN and SENSE/REFERENCE connections.

When configured for a gain of 1/2, the SSM2143 and SSM2142 Balanced Line Driver provide a fully integrated, unity gain solution to driving audio signals over long cable runs. For similar performance with $G = 1$, see SSM2141.

REV. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

SSM2143–SPECIFICATIONS ($V_S = \pm 15\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, $G = 1/2$, unless otherwise noted. Typical specifications apply at $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
AUDIO PERFORMANCE						
Total Harmonic Distortion Plus Noise	THD+N	$V_{IN} = 10\text{ V rms}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		0.0006		%
Signal-to-Noise Ratio	SNR	0 dBu = 0.775 V rms, 20 kHz BW, RTI		-107.3		dBu
Headroom	HR	Clip Point = 1% THD+N		+28.0		dBu
DYNAMIC RESPONSE						
Slew Rate	SR	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 200\text{ pF}$	6	10		V/ μs
Small Signal Bandwidth	BW _{-3dB}	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 200\text{ pF}$ $G = 1/2$ $G = 2$		7 3.5		MHz MHz
INPUT						
Input Offset Voltage	V_{IOS}	$V_{CM} = 0\text{ V}$, RTI, $G = 2$	-1.2	0.05	+1.2	mV
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 10\text{ V}$, RTO $f = \text{dc}$ $f = 60\text{ Hz}$ $f = 20\text{ kHz}$ $f = 400\text{ kHz}$	70	90 90 85 60		dB dB dB dB
Power Supply Rejection	PSR	$V_S = \pm 6\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$	90	110		dB
Input Voltage Range	IVR	Common Mode Differential		± 15 ± 28		V V
OUTPUT						
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	± 13	± 14		V
Minimum Resistive Load Drive				2		k Ω
Maximum Capacitive Load Drive				300		pF
Short Circuit Current Limit	I_{SC}			+45, -20		mA
GAIN						
Gain Accuracy			-0.1	0.03	0.1	%
REFERENCE INPUT						
Input Resistance				18		k Ω
Voltage Range				± 10		V
POWER SUPPLY						
Supply Voltage Range	V_S		± 6		± 18	V
Supply Current	I_{SY}	$V_{CM} = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$		± 2.7	± 4.0	mA

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Common-Mode Input Voltage	$\pm 22\text{ V}$
Differential Input Voltage	$\pm 44\text{ V}$
Output Short Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Junction Temperature (T_J)	$+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	$+300^\circ\text{C}$
Thermal Resistance	
8-Pin Plastic DIP (P): $\theta_{JA} = 103$, $\theta_{JC} = 43$	$^\circ\text{C/W}$
8-Pin SOIC (S): $\theta_{JA} = 150$, $\theta_{JC} = 43$	$^\circ\text{C/W}$

ORDERING GUIDE

Model	Operating Temperature Range	Package Description	Package Option
SSM2143P	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8-Pin Plastic DIP	N-8
SSM2143S*	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8-Pin SOIC	SO-8

*Contact sales office for availability.

A.5.3 Drivers des fibres optiques

SN55451B, SN55452B, SN55453B, SN55454B SN75451B, SN75452B, SN75453B, SN75454B DUAL PERIPHERAL DRIVERS

SLRS021B - DECEMBER 1976 - REVISED SEPTEMBER 1989

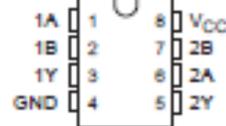
PERIPHERAL DRIVERS FOR HIGH-CURRENT SWITCHING AT VERY HIGH SPEEDS

- Characterized for Use to 300 mA
- High-Voltage Outputs
- No Output Latch-Up at 20 V (After Conducting 300 mA)
- High-Speed Switching
- Circuit Flexibility for Varied Applications
- TTL-Compatible Diode-Clamped Inputs
- Standard Supply Voltages
- Plastic DIP (P) With Copper Lead Frame Provides Cooler Operation and Improved Reliability
- Package Options Include Plastic Small-Outline Packages, Ceramic Chip Carriers, and Standard Plastic and Ceramic 300-mil DIPs

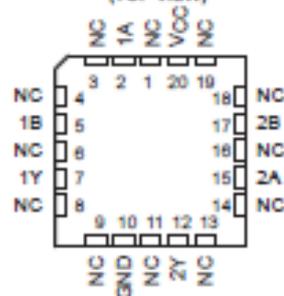
SUMMARY OF DEVICES

DEVICE	LOGIC OF COMPLETE CIRCUIT	PACKAGES
SN55451B	AND	FK, JG
SN55452B	NAND	JG
SN55453B	OR	FK, JG
SN55454B	NOR	JG
SN75451B	AND	D, P
SN75452B	NAND	D, P
SN75453B	OR	D, P
SN75454B	NOR	D, P

SN55451B, SN55452B,
SN55453B, SN55454B ... JG PACKAGE
SN75451B, SN75452B,
SN75453B, SN75454B ... D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



SN55451B, SN55452B
SN55453B, SN55454B ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

description

The SN55451B through SN55454B and SN75451B through SN75454B are dual peripheral drivers designed for use in systems that employ TTL logic. This family is functionally interchangeable with and replaces the SN75450 family and the SN75450A family devices manufactured previously. The speed of the devices is equal to that of the SN75450 family, and the parts are designed to ensure freedom from latch-up. Diode-clamped inputs simplify circuit design. Typical applications include high-speed logic buffers, power drivers, relay drivers, lamp drivers, MOS drivers, line drivers, and memory drivers.

The SN55451B/SN75451B, SN55452B/SN75452B, SN55453B/SN75453B, and SN55454B/SN75454B are dual peripheral AND, NAND, OR, and NOR drivers, respectively (assuming positive logic), with the output of the logic gates internally connected to the bases of the npn output transistors.

The SN55[®] drivers are characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C. The SN75[®] drivers are characterized for operation from 0°C to 70°C.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1989, Texas Instruments Incorporated

SN55451B, SN55452B, SN55453B, SN55454B SN75451B, SN75452B, SN75453B, SN75454B DUAL PERIPHERAL DRIVERS

SLRS021B – DECEMBER 1976 – REVISED SEPTEMBER 1999

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	SN55'	SN75'	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7	7	V
Input voltage, V_I	5.5	5.5	V
Inter-emitter voltage (see Note 2)	5.5	5.5	V
Off-state output voltage, V_O	30	30	V
Continuous collector or output current, I_{OK} (see Note 3)	400	400	mA
Peak collector or output current, I_I ($t_W \leq 10$ ms, duty cycle $\leq 50\%$, see Note 4)	500	500	mA
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table		
Operating free-air temperature range, T_A	-55 to 125	0 to 70	°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package	260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	JG package	300	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D or P package		260 °C

- NOTES: 1. Voltage values are with respect to network GND, unless otherwise specified.
 2. This is the voltage between two emitters of a multiple-emitter transistor.
 3. This value applies when the base-emitter resistance (R_{BE}) is equal to or less than 500 Ω .
 4. Both halves of these dual circuits may conduct rated current simultaneously; however, power dissipation averaged over a short time interval must fall within the continuous dissipation rating.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$	DERATING FACTOR	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 125^\circ\text{C}$
	POWER RATING	ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	POWER RATING	POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	—
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	275 mW
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	210 mW
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	—

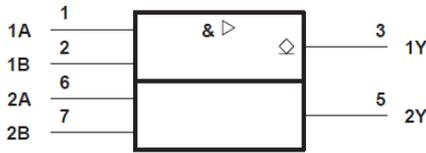
recommended operating conditions

	SN55'			SN75'			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level input voltage, V_{IH}	2			2			V
Low-level input voltage, V_{IL}	0.8			0.8			V
Operating free-air temperature, T_A	-55			125			0 70 °C

**SN55451B, SN55452B, SN55453B, SN55454B
SN75451B, SN75452B, SN75453B, SN75454B
DUAL PERIPHERAL DRIVERS**

SLRS021B – DECEMBER 1976 – REVISED SEPTEMBER 1999

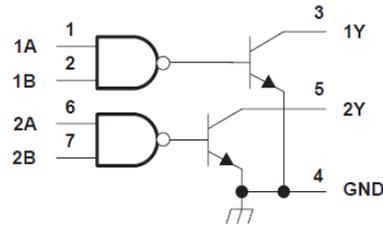
logic symbol†



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC publication 617-12.

Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

logic diagram (positive logic)

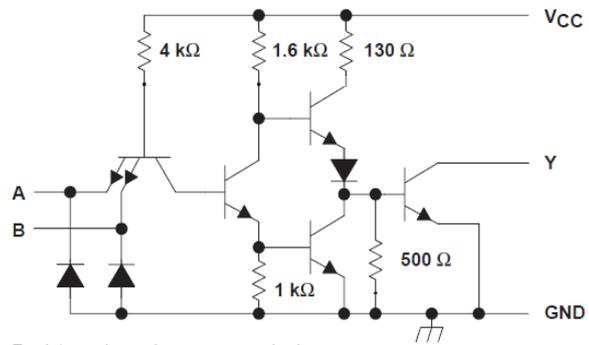


**FUNCTION TABLE
(each driver)**

A	B	Y
L	L	L (on state)
L	H	L (on state)
H	L	L (on state)
H	H	H (off state)

positive logic:
 $Y = AB \text{ or } A+B$

schematic (each driver)



Resistor values shown are nominal.

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS‡	SN55451B		SN75451B		UNIT
		MIN	TYP§	MAX	MIN	
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}, I_I = -12 \text{ mA}$	-1.2	-1.5	-1.2	-1.5	V
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}, V_{IL} = 0.8 \text{ V}, I_{OL} = 100 \text{ mA}$	0.25	0.5	0.25	0.4	V
	$V_{CC} = \text{MIN}, V_{IL} = 0.8 \text{ V}, I_{OL} = 300 \text{ mA}$	0.5	0.8	0.5	0.7	
I_{OH} High-level output current	$V_{CC} = \text{MIN}, V_{IH} = \text{MIN}, V_{OH} = 30 \text{ V}$		300		100	μA
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}, V_I = 5.5 \text{ V}$		1		1	mA
I_{IH} High-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}, V_I = 2.4 \text{ V}$		40		40	μA
I_{IL} Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}, V_I = 0.4 \text{ V}$	-1	-1.6	-1	-1.6	mA
I_{CCH} Supply current, outputs high	$V_{CC} = \text{MAX}, V_I = 5 \text{ V}$	7	11	7	11	mA
I_{CCL} Supply current, outputs low	$V_{CC} = \text{MAX}, V_I = 0$	52	65	52	65	mA

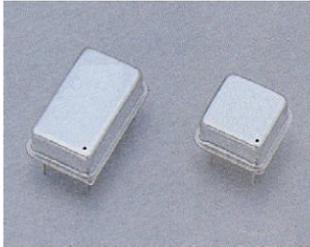
‡ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

§ All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH} Propagation delay time, low-to-high-level output	$I_O \approx 200 \text{ mA}, C_L = 15 \text{ pF}, R_L = 50 \Omega, \text{ See Figure 1}$		18	25	ns
t_{PHL} Propagation delay time, high-to-low-level output			18	25	
t_{TLH} Transition time, low-to-high-level output			5	8	
t_{THL} Transition time, high-to-low-level output			7	12	
V_{OH} High-level output voltage after switching	SN55451B	$V_S - 6.5$			mV
	SN75451B	$V_S - 6.5$			

A.5.4 Oscillateur

CHUNGHO ELCOM**CRYSTAL OSCILLATOR KCH/KTH 5.0 Volt****Description**

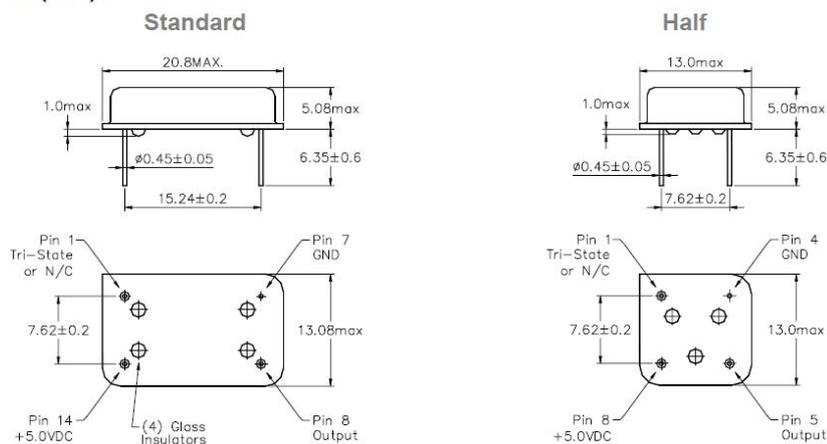
A crystal controlled, low current, low jitter and high frequency oscillator With precise rise and fall times demanded in networking applications. The tri-state function on the NTH enables the output to go high impedance. Device is packaged in a 14 or an 8-pin DIP compatible

Application & Feature

- ADSL, DSL, DS3, ES3, E1, STS-1, T1, Ethernet Switch, Gigabit Ethernet
- Fiber Channel Controller MPEG, Network Processors, Voice Over Packet
- Tri-State output on NTH

Technical Data

	KCH / KTH 03X	KCH / KTH 06X	KCH / KTH 08X		
Logic Family	HCMOS				
Frequency Range	0.5MHz ~ 6MHz	6+MHz ~ 24MHz	24+MHz ~ 106.25MHz		
Frequency Stability	+/-25ppm , +/-50ppm , +/-100ppm				
Operating Temp.Range	0°C ~ +70°C				
Storage Temp.Range	-55°C ~ +125°C				
Input Voltage	+ 5.0 Vdc ± 10%				
Input Current	12mA Max	20mA Max	35mA Max	50mA Max	65mA Max
High Level ("1")	+90% V _{DD} Min				
Low Level ("0")	+10% V _{DD} Max				
Rise & Fall Time	8.0 ns Max		5.0 ns Max		2.0ns Max
Symmetry	40% ~ 60% (@ +50% V _{DD} Level)				
Output Load	50pF		30pF		15pF

Package Details (mm)

DS-205-01-IR

CHUNGHO ELCOM
604, Hyosung-dong, Kyeyang-ku, Incheon, Korea / <http://www.chelcom.co.kr>

All specifications are subject to change without notice.

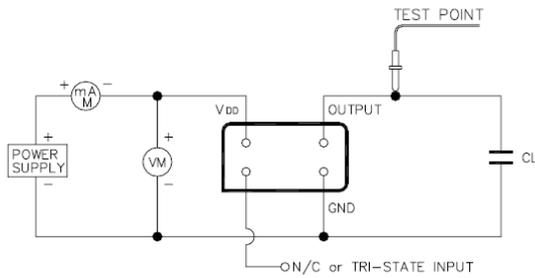
CHUNGHO ELCOM

CRYSTAL OSCILLATOR KCH/KTH 5.0 Volt

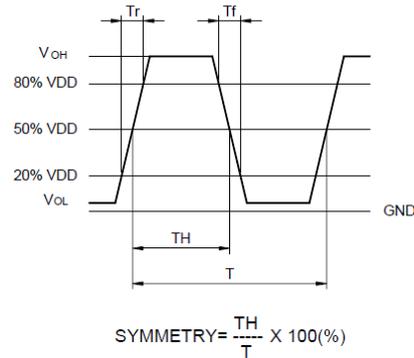
Part Number Guide

Classification	Description								
Example	K	C	H	0	8	0	A	---	25.000000 MHz (Frequency)
Logo	K								
E/D or Tri-state		C							No Tri-state
		T							Tri-state
Logic			H						HCMS
Temperature Range				0					+0 ~ +70C
				2					-40 ~ + 85C
Frequency Range					3				0.5MHz ~ 6MHz
					6				6+MHz ~ 24MHz
					8				24+MHz ~ 106.25MHz
Package size						0			Standard size (DIP14)
						9			Half size (DIP 8)
Frequency Stability							AA		+/-20ppm
							A		+/-25ppm
							B		+/-50ppm
							C		+/-100ppm

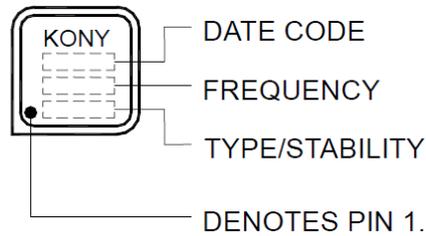
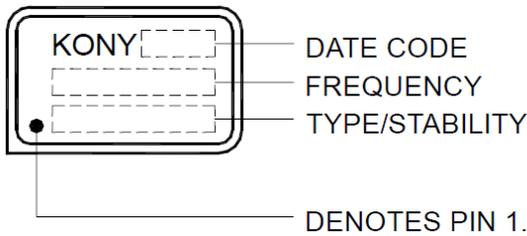
Test Circuit



Output Waveform



Standard Marking Format

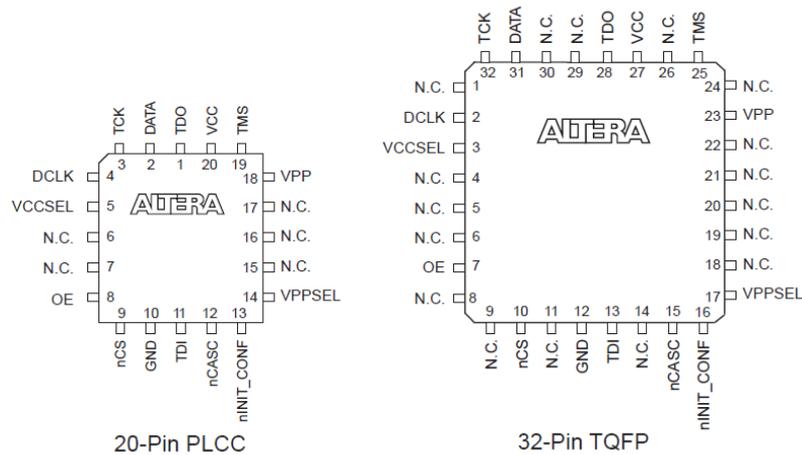


Remark.

- 1) Jitter specification : Period RMS Jitter 8ps Max.

Configuration Devices for SRAM-Based LUT Devices Data Sheet

Figure 2. EPC2 Package Pin-Out Diagrams



Functional Description

With SRAM-based devices, configuration data must be reloaded each time the system initializes, or when new configuration data is needed. Altera configuration devices store configuration data for SRAM-based APEX II, APEX 20K, Mercury, ACEX, and FLEX devices. [Table 1](#) lists Altera configuration devices.

Table 1. Configuration Devices

Device	Description
EPC16	16,000,000 × 1 bit with 3.3-V operation
EPC8	8,000,000 × 1 bit with 3.3-V operation
EPC4	4,000,000 × 1-bit device with 3.3-V operation
EPC2	1,695,680 × 1-bit device with 5.0-V or 3.3-V operation
EPC1 (1)	1,046,496 × 1-bit device with 5.0-V or 3.3-V operation
EPC1441 (1)	440,800 × 1-bit device with 5.0-V or 3.3-V operation
EPC1213 (1)	212,942 × 1-bit device with 5.0-V operation
EPC1064 (1)	65,536 × 1-bit device with 5.0-V operation
EPC1064V	65,536 × 1-bit device with 3.3-V operation

Note to Table 1:

(1) These devices are one-time programmable.

Configuration Devices for SRAM-based LUT Devices Data Sheet

Table 3 describes EPC2, EPC1, and EPC1441 pin functions during APEX II, APEX 20K, Mercury, ACEX 1K, and FLEX device configuration. For information on EPC4, EPC8, and EPC16 devices, refer to *Enhanced Configuration Devices (EPC4, EPC8, & EPC16) Data Sheet*.

Pin Name	Pin Number			Pin Type	Description
	8-Pin PDIP (3)	20-Pin PLCC	32-Pin TQFP (4)		
DATA	1	2	31	Output	Serial data output. The DATA pin is tri-stated before configuration when the nCS pin is high, and after the configuration device finishes sending its configuration data. This operation is independent of the device's position in the cascade chain.
DCLK	2	4	2	I/O	DCLK is a clock output when configuring with a single configuration device or when the configuration device is the first device in a configuration device chain. DCLK is a clock input for subsequent configuration devices in a configuration device chain. Rising edges on DCLK increment the internal address counter and present the next bit of data to the DATA pin. The counter is incremented only if the OE input is held high, the nCS input is held low, and all configuration data has not been transferred to the target device. When configuring with the first EPC2 or EPC1 device in a configuration device chain or with a single EPC1441 device, the DCLK pin drives low after configuration is complete or when OE is low.
OE (5)	3	8	7	Open-Drain I/O	Output enable (active high) and reset (active low). A low logic level resets the address counter. A high logic level enables DATA and permits the address counter to count. If this pin is low (reset) during configuration, the internal oscillator becomes inactive and DCLK drives low. See "Error Detection Circuitry" on page 23.
nCS (5)	4	9	10	Input	Chip select input (active low). A low input allows DCLK to increment the address counter and enables DATA to drive out. If the EPC1 or EPC2 is reset with nCS low, the device initializes as the first device in a configuration chain. If the EPC1 or EPC2 device is reset with nCS high, the device initializes as the subsequent device in the chain.

Configuration Devices for SRAM-Based LUT Devices Data Sheet

Pin Name	Pin Number			Pin Type	Description
	8-Pin PDIP (3)	20-Pin PLCC	32-Pin TQFP (4)		
nCASC (6)	6	12	15	Output	Cascade select output (active low). This output goes low when the address counter has reached its maximum value. In a chain of EPC1 or EPC2 devices, the nCASC pin of one device is connected to the nCS pin of the next device, which permits DCLK to clock data from the next EPC1 or EPC2 device in the chain.
nINIT_CONF (5), (7)	–	13	16	Open-Drain Output	Allows the INIT_CONF JTAG instruction to initiate configuration. This pin is connected to the nCONFIG pin of the LUT device to initiate configuration from the EPC2 via a JTAG instruction. If multiple EPC2 devices are used to configure an ACEX, APEX, FLEX or Mercury device, only the first EPC2 has its nINIT_CONF pin tied to the device's nCONFIG pin.
TDI (7)	–	11	13	Input	JTAG data input pin. Connect this pin to V _{CC} if the JTAG circuitry is not used.
TDO (7)	–	1	28	Output	JTAG data output pin. Do not connect this pin if the JTAG circuitry is not used.
TMS (7)	–	19	25	Input	JTAG mode select pin. Connect this pin to V _{CC} if the JTAG circuitry is not used.
TCK (7)	–	3	32	Input	JTAG clock pin. Connect this pin to ground if the JTAG circuitry is not used.
VCCSEL (7)	–	5	3	Input	Mode select for V _{CC} supply. VCCSEL must be connected to ground if the device uses a 5.0-V power supply (i.e., V _{CC} = 5.0 V). VCCSEL must be connected to V _{CC} if the device uses a 3.3-V power supply (i.e., V _{CC} = 3.3 V).
VPPSEL (7)	–	14	17	Input	Mode select for V _{PP} . VPPSEL must be connected to ground if V _{PP} uses a 5.0-V power supply (i.e., V _{PP} = 5.0 V). VPPSEL must be connected to V _{CC} if V _{PP} uses a 3.3-V power supply (i.e., V _{PP} = 3.3 V).
VPP (7)	–	18	23	Power	Programming power pin. For the EPC2 device, this pin is normally tied to V _{CC} . If the EPC2 V _{CC} is 3.3 V, V _{PP} can be tied to 5.0 V to improve in-system programming times. For EPC1 and EPC1441 devices, V _{PP} must be tied to V _{CC} .

Configuration Devices for SRAM-based LUT Devices Data Sheet

Table 3. EPC2, EPC1, & EPC1441 Pin Functions During APEX II, APEX 20K, Mercury, ACEX 1K, FLEX 10K & FLEX 6000 Configuration (Part 3 of 3) Notes (1), (2)

Pin Name	Pin Number			Pin Type	Description
	8-Pin PDIP (3)	20-Pin PLCC	32-Pin TQFP (4)		
VCC	7, 8	20	27	Power	Power pin.
GND	5	10	12	Ground	Ground pin. A 0.2- μ F decoupling capacitor must be placed between the VCC and GND pins.

Notes to Table 3:

- (1) Do not use EPC2 devices to configure FLEX 6000 devices.
- (2) Pin-out information for EPC8 and EPC16 configuration devices, please refer to each respective data sheet.
- (3) This package is available for EPC1 and EPC1441 devices only.
- (4) This package is available for EPC2 and EPC1441 devices only.
- (5) The OE, nCS, and nINIT_CONF pins on EPC2 devices have internal, user-configurable 1-k Ω pull-up resistors. If internal pull-up resistors are used, external pull-up resistors should not be used on these pins.
- (6) The EPC1441 device does not support data cascading. EPC2 and EPC1 devices support data cascading.
- (7) This pin applies to the EPC2 device only.

APEX II, APEX 20K, Mercury, ACEX 1K, FLEX 10K & FLEX 6000 Device Configuration with Multiple EPC2 or EPC1 Configuration Devices

When configuration data for APEX II, APEX 20K, Mercury, ACEX 1K, and FLEX devices exceeds the capacity of a single EPC2 or EPC1 configuration device, multiple EPC2 or EPC1 devices can be cascaded together. If multiple EPC2 or EPC1 devices are required, the nCASC and nCS pins provide handshaking between the devices.



EPC8 and EPC16 configuration devices cannot be cascaded together. The EPC1441 device does not support data cascading.

A.6 Notices techniques des composants de puissance

A.6.1 Condensateurs

Medium Power Film Capacitors

FFVE/FFVI (FFWE/FFWI RoHS Compliant)



DC FILTERING



GENERAL DESCRIPTION

The FFV capacitor is specifically designed for DC filtering, low reactive power. The series uses a non-impregnated metallized polypropylene or polyester dielectric, which features a controlled self-healing process, specially treated to have a very high dielectric strength in operating conditions up to 105°C. The FFV special design gives this series a very low level of stray inductance (18 nH to 40 nH). Furthermore, the performance levels of the FFVE capacitor makes them a very interesting alternative to electrolytic technology, because they can withstand much higher levels of surge voltage, very high rms current ratings, and longer lifetimes.

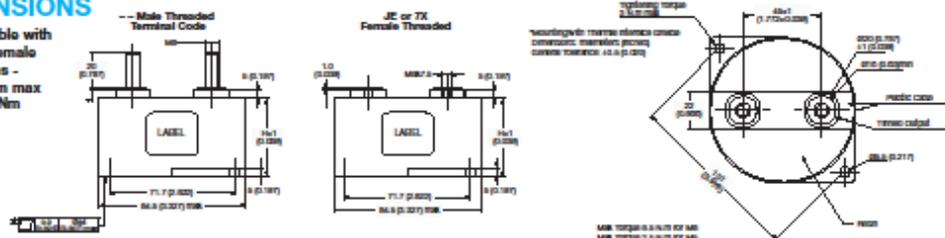
PACKAGING MATERIAL

Self-extinguishing plastic case (V0 = in accordance with UL 94) filled thermosetting resin. Self-extinguishing thermosetting resin (V0 = in accordance with UL 94; I3F1 = in accordance with NF F 16-101).

FFVE capacitors meet the Level 2 requirement of the fire behavior standard NF F 16-102.

DIMENSIONS

Also available with threaded female connections - M5 x 7.5mm max Torque 2.5Nm



HOW TO ORDER

FFVE	4	H	0187	K	--
Series	Dielectric	Voltage Code	Capacitance Code	Capacitance Tolerances	Terminal Code
FFVE - Standard FFVI - Standard FFWE - RoHS Compliant FFWI - RoHS Compliant	4 - Polyester 6 - Polypropylene	H - 300V I - 400V J - 500V K - 600V A - 700V B - 800V C - 900V L - 1000V (FFVE/FFWE) M - 1100V (FFWI/FFVI)	0 + pF code 0187 - 180µF 0356 - 35µF etc.	K = ±10%	-- or J7 = Male Threaded JE or JK = Female Threaded See Ratings and Part Reference Tables for details

HOT SPOT CALCULATION

See Hot Spot Temperature, page 3.

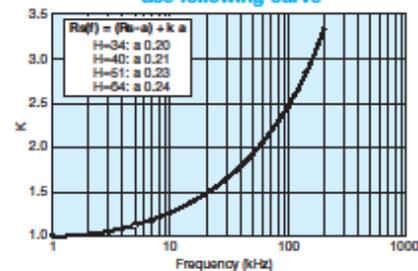
$$\theta_{hot\ spot} = \theta_{case} + (P_d + P_t) \times R_{th}$$

with P_d (Dielectric losses) = $Q \times tg\delta_0$
 $Q \times tg\delta_0 \Rightarrow [\frac{1}{2} \times C_n \times (V_{peak\ to\ peak})^2 \times f] \times tg\delta_0$
 $tg\delta_0$ (tan delta)
 For polypropylene, $tg\delta_0 = 2 \times 10^{-4}$ for frequencies up to 1MHz and is independent of temperatures. For polyester, $tg\delta_0$ values are shown in graph 4 on page 3.
 P_t (Thermal losses) = $I_{rms} \times (R_s)^2$
 where C_n in Farad I_{rms} in Ampere f in Hertz
 V in Volt R_s in Ohm θ in °C
 R_{th} in °C/W

θ_{case} = bottom center of case

Rs(f) vs FREQUENCY

For frequency higher than 1 kHz use following curve



Medium Power Film Capacitors

FFVE/FFVI (FFWE/FFWI RoHS Compliant)



DC FILTERING

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – FFVE/FFWE POLYESTER DIELECTRIC

The FFVE for low voltage DC filtering are polyester dielectric capacitors.

Working temperature	-40°C to +105°C (according to the power to be dissipated)
Capacitance range	100µF to 400µF
Capacitance tolerance	±10%
Rated DC voltage	300 to 400 V
Test voltage between terminals @ 25°C	1.5 x V _n dc 10s
Insulation voltage between shorted terminals and earth	7 kVrms/60sec/50Hz
Dielectric	Polyester

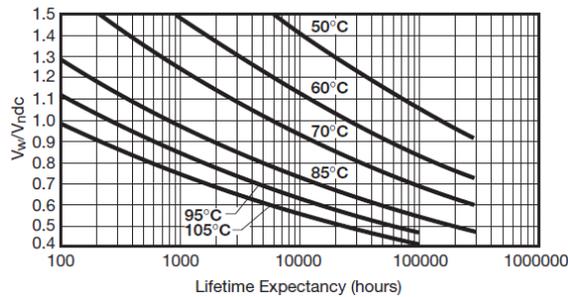
RATINGS AND PART NUMBER REFERENCE – POLYESTER DIELECTRIC

Part Number*	Capacitance (µF)	Height	Irms max. (A)	Ls max. (nH)	Rs (mΩ)	Rth (°C/W)	Typical Weight (g)
V_ndc 300 volts (Voltage Code H)							
FFVE4H0187K--	180	34 (1.339)	100	18	0.8	4.7	300
FFVE4H1956K--	195	34 (1.339)	100	18	0.8	4.4	300
FFVE4H0257K--	250	40 (1.575)	100	25	0.6	5.2	350
FFVE4H0357K--	350	51 (2.008)	100	32	0.8	7.2	420
FFVE4H0407K--	400	51 (2.008)	110	32	0.8	7.1	420
V_ndc 400 volts (Voltage Code I)							
FFVE4I0107K--	100	34 (1.339)	80	18	0.7	4.7	300
FFVE4I0127K--	120	34 (1.339)	100	18	0.6	4.1	300
FFVE4I0157K--	150	40 (1.575)	100	25	0.7	5.0	350
FFVE4I0187K--	180	51 (2.008)	80	32	1.0	8.5	420
FFVE4I0227K--	220	51 (2.008)	100	32	0.9	7.2	420

*Change "--" to "JE" for female connectors M5 x 7.5mm

Dimensions millimeters (inches)

LIFETIME EXPECTANCY FFVE POLYESTER



V_w: permanent working or operating DC voltage.

Medium Power Film Capacitors



FFVE/FFVI (FFWE/FFWI RoHS Compliant)

DC FILTERING

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – FFVE/FFWE POLYPROPYLENE DIELECTRIC

The FFVE for low voltage DC filtering are polyester dielectric capacitors.

Working temperature	-40°C to +105°C (according to the power to be dissipated)
Capacitance range	12µF to 220µF
Capacitance tolerance	±10%
Rated DC voltage	600 to 1900 V
Test voltage between terminals @ 25°C	1.5 x V _{ndc} 10s
Insulation voltage between shorted terminals and earth	7 kVrms/60sec/50Hz
Dielectric	Polypropylene

RATINGS AND PART NUMBER REFERENCE – POLYPROPYLENE DIELECTRIC

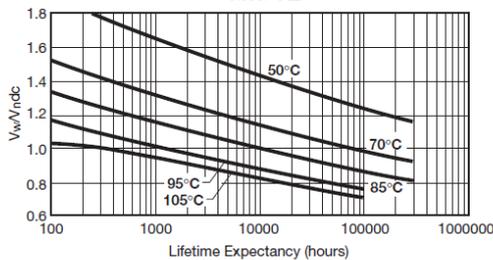
Part Number*	Capacitance (µF)	Height	Irms max. (A)	Ls max. (nH)	Rs (mΩ)	Rth (°C/W)	Typical Weight (g)
V_{ndc} 600 volts (Voltage Code K)							
FFVE6K0256K--	25	34 (1.339)	90	18	0.7	4.3	300
FFVE6K0107K--	100	40 (1.575)	100	25	0.6	4.8	350
FFVE6K0157K--	150	51 (2.008)	110	32	0.9	6.9	420
FFVE6K0227K--	220	64 (2.520)	100	40	1.0	8.4	500
V_{ndc} 800 volts (Voltage Code B)							
FFVE6B0666K--	66	40 (1.575)	100	25	0.7	4.7	350
FFVE6B0107K--	100	51 (2.008)	90	32	1.0	6.7	420
FFVE6B0147K--	140	64 (2.520)	100	40	1.3	8.4	500
V_{ndc} 900 volts (Voltage Code C)							
FFVE6C0126K--	12	34 (1.339)	70	18	0.9	4.4	300
FFVE6C0386K--	38	34 (1.339)	100	18	1.6	3.9	300
FFVE6C0476K--	47	40 (1.575)	100	25	0.8	4.6	350
FFVE6C0706K--	70	51 (2.008)	100	32	1.2	6.7	420
FFVE6C0107K--	100	64 (2.520)	90	40	1.1	8.2	500
V_{ndc} 1000 volts (Voltage Code L)							
FFVE6L0666KJ7	66	40 (1.575)	70	25	1.5	5.1	350
FFVE6L0107KJ7	100	51 (2.008)	64	32	2.0	7.3	420
FFVE6L0147KJ7	140	64 (2.520)	51	40	2.5	9.2	500
V_{ndc} 1200 volts (Voltage Code U)							
FFVE6U0476KJ7	47	40 (1.575)	66	25	1.7	4.9	350
FFVE6U0706KJ7	70	51 (2.008)	59	32	2.4	7.2	420
FFVE6U0107KJ7	100	64 (2.520)	49	40	2.9	8.9	500
V_{ndc} 1900 volts (Voltage Code N)							
FFVE6N0156KJ7	15	40 (1.575)	73	25	1.1	5.2	350
FFVE6N0246KJ7	24	51 (2.008)	73	32	1.3	6.5	420
FFVE6N0356KJ7	35	64 (2.520)	67	40	1.6	8.4	500

*Change "--" to "JE" for female connectors M5 x 7.5mm
 *Change "J7" to "7X" for female connectors M5 x 7.5mm

Dimensions millimeters (inches)

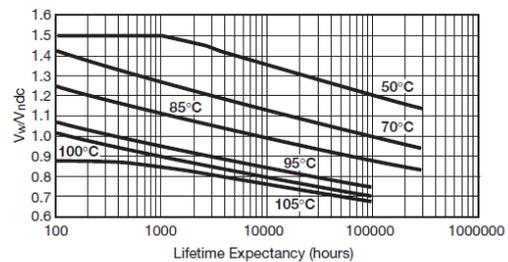
LIFETIME EXPECTANCY FOR FFVE POLYPROPYLENE

-- and JE



V_w: permanent working or operating DC-voltage.

J7 and 7X



V_w: permanent working or operating DC-voltage.

Medium Power Film Capacitors

FFVE/FFVI (FFWE/FFWI RoHS Compliant)


DC FILTERING

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – FFVI/FFWI POLYPROPYLENE DIELECTRIC

The FFVE for low voltage DC filtering are polyester dielectric capacitors.

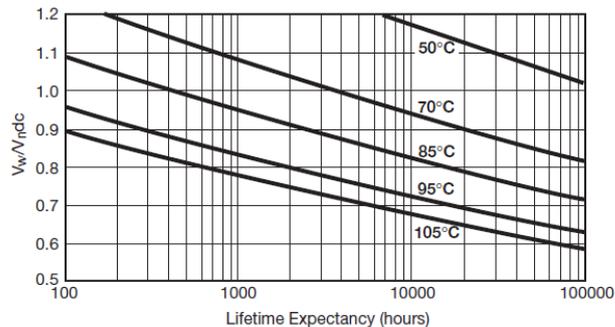
Working temperature	-40°C to +105°C (according to the power to be dissipated)
Capacitance range	47µF to 275µF
Capacitance tolerance	±10%
Rated DC voltage	500 to 1100V
Test voltage between terminals @ 25°C	1.25 x $V_{n\text{dc}}$ 10s
Insulation voltage between shorted terminals and earth	7 kVrms/60sec/50Hz
Dielectric	Polypropylene

RATINGS AND PART NUMBER REFERENCE – POLYPROPYLENE DIELECTRIC

Part Number*	Capacitance (µF)	Height	Irms max. (A)	Ls max. (nH)	Rs (mΩ)	Rth (°C/W)	Typical Weight (g)
$V_{n\text{dc}}$ 500 volts (Voltage Code J)							
FFVI6J1256K--	125	40 (1.575)	90	25	0.6	5.0	350
FFVI6J0207K--	200	51 (2.008)	90	32	0.8	6.7	420
FFVI6J2756K--	275	64 (2.520)	90	40	0.9	8.7	500
$V_{n\text{dc}}$ 700 volts (Voltage Code A)							
FFVI6A0107K--	100	40 (1.575)	100	25	0.6	4.8	350
FFVI6A0157K--	150	51 (2.008)	100	32	0.9	6.9	420
FFVI6A0227K--	220	64 (2.520)	100	40	1.0	8.4	500
$V_{n\text{dc}}$ 900 volts (Voltage Code C)							
FFVI6C0666K--	66	40 (1.575)	100	25	0.7	4.7	350
FFVI6C0107K--	100	51 (2.008)	90	32	1.0	6.7	420
FFVI6C0147K--	140	64 (2.520)	100	40	1.3	8.4	500
$V_{n\text{dc}}$ 1100 volts (Voltage Code L)							
FFVI6L0476K--	47	40 (1.575)	100	25	0.8	4.6	350
FFVI6L0706K--	70	51 (2.008)	100	32	1.2	6.7	420
FFVI6L0107K--	100	64 (2.520)	90	40	1.1	8.2	500

Dimensions millimeters (inches)

LIFETIME EXPECTANCY FOR FFVI



V_w : permanent working or operating DC-voltage.

A.6.2 IGBT

Technische Information / technical information					
IGBT-Module IGBT-modules		FZ3600R12KE3			
IGBT-Wechselrichter / IGBT-inverter					
Höchstzulässige Werte / maximum rated values					
Kollektor-Emitter-Sperrspannung collector-emitter voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	1200	V	
Kollektor-Dauergleichstrom DC-collector current	$T_C = 70^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{ nom}}$ I_C	3600 4700	A A	
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_p = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	7200	A	
Gesamt-Verlustleistung total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	15,0	kW	
Gate-Emitter-Spitzenspannung gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/-20	V	
Charakteristische Werte / characteristic values					
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung collector-emitter saturation voltage	$I_C = 3600\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 3600\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$	min. 1,70 typ. 2,00 max. 2,15 2,50	V V
Gate-Schwellenspannung gate threshold voltage	$I_C = 145\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$V_{GE\text{ th}}$	5,0 5,8 6,5	V
Gateladung gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}$		Q_G	35,0	μC
Interner Gatewiderstand internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$R_{G\text{ int}}$	0,5	Ω
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{ies}	260	nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{res}	12,0	nF
Kollektor-Emitter Reststrom collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 1200\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{CES}	5,0	mA
Gate-Emitter Reststrom gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{GES}	400	nA
Einschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-on delay time (inductive load)	$I_C = 3600\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ on}} = 0,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ on}}$	0,60 0,66	μs μs
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = 3600\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ on}} = 0,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	t_r	0,23 0,22	μs μs
Abschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-off delay time (inductive load)	$I_C = 3600\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ off}} = 0,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ off}}$	0,82 0,96	μs μs
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = 3600\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ off}} = 0,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	t_f	0,15 0,18	μs μs
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C = 3600\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}, L_s = 20\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, di/dt = 16000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^{\circ}\text{C})$ $R_{G\text{ on}} = 0,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	E_{on}	735	mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C = 3600\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}, L_s = 20\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ off}} = 0,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	E_{off}	570	mJ mJ
Kurzschlussverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 900\text{ V}$ $V_{CE\text{ max}} = V_{CES} - L_s \cdot di/dt$ $t_p \leq 10\ \mu\text{s}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		I_{SC}	14000	A
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT		$R_{th\text{ JC}}$	8,40	K/kW
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{\text{Paste}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ / $\lambda_{\text{grease}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		$R_{th\text{ CH}}$	6,40	K/kW
prepared by: MB	date of publication: 2010-11-03				
approved by: PL	revision: 3.1				

Technische Information / technical information					
IGBT-Module IGBT-modules		FZ3600R12KE3			
Modul / module					
Isolations-Prüfspannung insulation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min	V _{ISOL}	2,5	kV	
Material für innere Isolation material for internal insulation			Al ₂ O ₃		
Kriechstrecke creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		32,0	mm	
Luftstrecke clearance distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		20,0	mm	
Vergleichszahl der Kriechwegbildung comparative tracking index		CTI	> 400		
			min.	typ.	max.
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Modul / per module $\lambda_{\text{Paste}} = 1 \text{ W/(m}\cdot\text{K)} / \lambda_{\text{grease}} = 1 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$	R _{thCH}	4,00	K/kW	
Modulinduktivität stray inductance module		L _{sCE}	10	nH	
Modulleitungs-widerstand, Anschlüsse - Chip module lead resistance, terminals - chip	T _C = 25°C, pro Schalter / per switch	R _{CC'EE'}	0,12	mΩ	
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T _{vj max}		150	°C
Temperatur im Schaltbetrieb temperature under switching conditions	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T _{vj op}	-40	125	°C
Lagertemperatur storage temperature		T _{stg}	-40	125	°C
Anzugsdrehmoment f. mech. Befestigung mounting torque	Schraube M6 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M6 - mounting according to valid application note	M	4,25	-	5,75 Nm
Anzugsdrehmoment f. elektr. Anschlüsse terminal connection torque	Schraube M4 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M4 - mounting according to valid application note Schraube M8 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M8 - mounting according to valid application note	M	1,7	-	2,3 Nm
			8,0	-	10 Nm
Gewicht weight		G	2250	g	

A.7 Approximations polynomiales des fonctions images

A.7.1 Fonction image des courants induits par l'inducteur 1

Les termes des vecteurs ci-après représentent les coefficients des polynômes de degré 9 qui approximent les fonctions images des distributions des courant induits.

```
f1r = [-6.22633e+009 1.29965e+010 -1.12551e+010 5.15858e+009
-1.30464e+009 1.66223e+008 -7.37299e+006 345226 -140923
12.6398]/sqrt(2);
```

```
f1i = [-1.61218e+010 3.32244e+010 -2.82475e+010 1.25943e+010 -
3.05614e+009 3.66579e+008 -1.5393e+007 884708 -251229 43.8517]/sqrt(2);
```

A.7.2 Fonction image des courants induits par l'inducteur 2

```
f2r = [-1.84546e+009 4.00561e+009 -3.34075e+009 1.38346e+009
-3.10073e+008 4.0553e+007 -3.0739e+006 110553 -73681.5
5.84751]/sqrt(2);
```

```
f2i = [-1.8243e+010 3.45777e+010 -2.65946e+010 1.06078e+010
-2.34789e+009 2.94149e+008 -2.1154e+007 765360 -50286.1
40.575]/sqrt(2);
```

A.7.3 Fonction image des courants induits par l'inducteur 3

```
f3r = [8.04766e+009 -1.43891e+010 1.08276e+010 -4.42732e+009
1.06241e+009 -1.50505e+008 1.19223e+007 -492385 -38113.9
-33.1987]/sqrt(2);
```

```
f3i = [-1.07504e+010 1.86736e+010 -1.31796e+010 4.86963e+009
-1.01573e+009 1.20892e+008 -8.33304e+006 298609 -15301.2
15.7475]/sqrt(2);
```