

# Analyse du comportement magnétique et thermique d'un transformateur intercellulaire à 4 phases pour application impulsienne

Mickaël Petit<sup>(1)</sup>, Thierry Martire<sup>(2)</sup>, Abdallah Darkawi<sup>(2)</sup>

<sup>1</sup>SATIE, ENS Cachan - CNAM - Université de Cergy Pontoise - CNRS UMR 8029, 94230 Cachan

<sup>2</sup>I.E.S., Université de Montpellier II - CNRS UMR 5214, 34095 Montpellier Cedex 5

**RÉSUMÉ** - Cet article présente l'étude et la réalisation d'un composant magnétique de type I.C.T. pour une application de chauffage impulsien de câble. L'objectif est de pouvoir injecter des impulsions de courant de quelques centaines d'ampères durant deux à trois secondes dans l'âme conductrice d'un câble HVDC dans le but de déterminer la répartition des charges électriques dans l'isolant de ce même câble grâce à la méthode de l'onde thermique. Le composant étudié est un prototype (400-600A) destiné à démontrer la faisabilité d'un composant capable de faire transiter des courants de l'ordre de 1200A. Cet article s'intéresse aux phénomènes magnétiques et thermiques au sein du coupleur aussi bien à l'échelle du découpage (80kHz) qu'à l'échelle de l'impulsion de courant de plusieurs secondes.

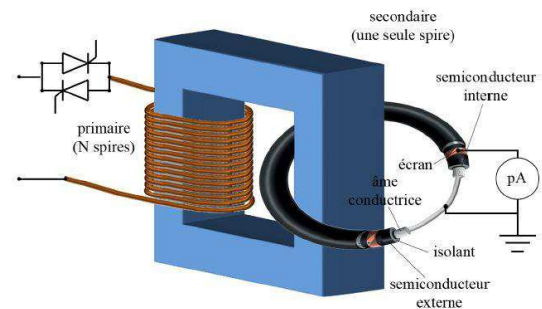


Fig. 1 Transformateur de chauffage 50Hz

**Mots-clés**— *Convertisseur entrelacé, Convertisseur intercellule, Coupleur magnétique, Câble HVDC, Méthode de l'onde thermique, Inductance de fuite, Impédance thermique.*

## 1. INTRODUCTION

La mesure des charges électriques piégées dans le diélectrique des câbles HVDC permet d'étudier leur vieillissement. La méthode de l'onde thermique [1] applique un échelon de température à l'échantillon étudié et mesure ensuite un courant de quelques dizaines de pico-ampères du au déplacement des charges contenues dans l'isolant. Dans le cas d'un câble HVDC, cette élévation de température peut être obtenue en injectant un fort courant transitoire dans l'âme ou la gaine conductrice du câble. L'effet Joule créé ainsi une onde thermique qui diffuse dans l'isolation et le courant de déplacement généré à travers le diélectrique est mesuré après la disparition du courant de chauffage.

A ce jour, il n'existe pas encore de dispositif efficace et léger permettant de créer cette impulsion de chauffage. D'après [2], une méthode basée sur un tore de chauffage permet de faire cette mesure sur de faibles longueurs de câble. Cette méthode utilise le montage de la Fig. 1. Le câble sous test constitue le secondaire à une spire d'un transformateur appelé tore de chauffage. Un fort courant alternatif parcourt alors l'âme du câble y provoquant les pertes Joule nécessaires au chauffage.

Ce montage présente plusieurs inconvénients parmi lesquels on peut citer l'encombrement (quelques centaines de kilogramme et environ  $1\text{m}^3$  pour un courant de 2000 à 3000A), la puissance apparente et la tension nécessaires lorsque le câble est très long. En effet, le courant secondaire du transformateur est limité par son inductance de fuite et l'impédance du câble qui augmente très fortement avec sa longueur. A tension primaire donnée, le courant délivré au secondaire va décroître avec la longueur du câble. Pour des longueurs supérieures à quelques mètres, la tension au primaire et la puissance apparente seront si élevées qu'il ne sera plus possible de réaliser un montage ayant des caractéristiques acceptables pour obtenir un courant suffisant au secondaire.

Pour parer à ce problème, une solution alternative consiste à utiliser un convertisseur électronique de puissance délivrant un courant continu de plusieurs centaines d'ampères. Pour caractériser de longs tronçons, dont la longueur peut aller jusqu'à 100m aller-retour, avec un diamètre de l'âme conductrice pouvant atteindre  $2500\text{mm}^2$ , un seul convertisseur ne suffit pas car le courant nécessaire au chauffage peut aller jusqu'à 12000A [3], pour une élévation minimale de température de  $0.5^\circ\text{C}$ .

Le convertisseur proposé est constitué de 10 modules de 1200A associés en parallèle comme le montre le schéma de la Fig. 2.

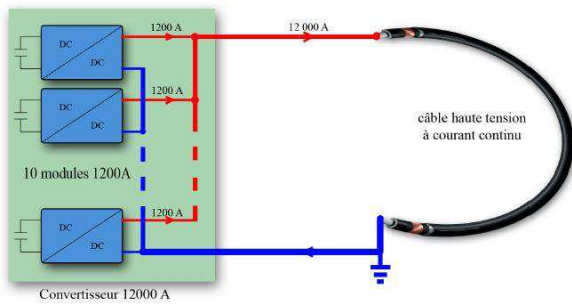


Fig. 2 Schéma de principe d'un convertisseur de puissance 12000A

Chaque module est constitué d'un convertisseur multicellulaire parallèle à phases couplées utilisant un I.C.T. (InterCell Transformer), qui favorise l'augmentation de la densité volumique de puissance et donc une forte diminution du volume du matériau magnétique. Par ailleurs, l'utilisation d'une topologie de convertisseur de type parallèle entrelacé permet [4,5] :

- la répartition de la puissance sur plusieurs phases diminuant ainsi les contraintes électriques et thermiques par phase.
- L'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur.
- La diminution du calibre des composants semi-conducteurs (meilleur  $R_{DSon}$  et coût moindre).
- Une augmentation de la densité de puissance allant ainsi dans le sens actuel de l'intégration de puissance.

Le couplage magnétique permet de pallier aux inconvénients traditionnels des convertisseurs parallèles à inductances séparées[6], comme par exemple, l'augmentation des ondulations de courant dans les inductances de liaison lorsque l'on augmente le nombre de cellules de commutations. Il a été démontré dans [3], que le couplage inverse permet d'optimiser la dynamique du convertisseur en régime transitoire d'une part, et de filtrer les composantes harmoniques des courants des phases en régime établi d'autre part.

La structure finale du prototype de convertisseur à 4 phases est présentée Fig. 3.

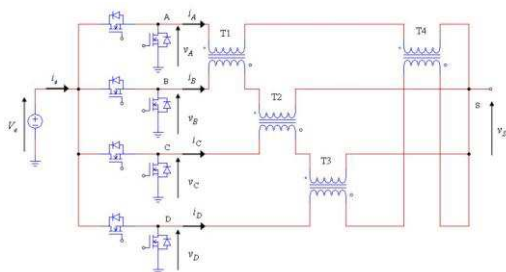


Figure 3 a

Comme le montre la Fig. 3, chaque transformateur élémentaire est constitué de deux enroulements bobinés en sens opposés. Les flux générés par ces deux enroulements s'annulent et seul subsiste un flux de fuite dans l'air. Ce paramètre est important car il conditionne la section du circuit magnétique sur lequel sont bobinés

les enroulements, ainsi que les ondulations des courants de phases et de sortie.

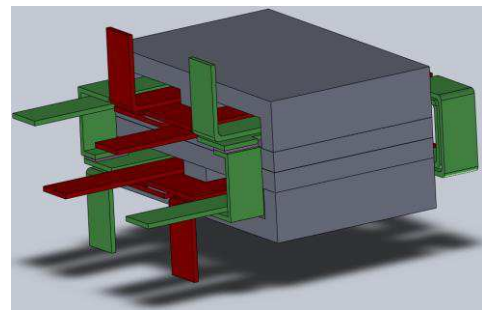


Figure 3b

Fig. 3 Schéma électrique d'un convertisseur ICT 4 phases (a) et représentation du coupleur (b)

Les matériaux constituant l'ICT sont sensibles à la température (température de Curie pour les matériaux magnétiques, température de fusion des isolants électriques, augmentation de la résistivité des conducteurs, modification des conductivités thermiques,...), une attention particulière doit donc y être apportée. Une étude thermique montrera la possibilité ou non d'un fonctionnement en régime permanent et permettra de déterminer la périodicité des impulsions de courant.

## 2. COMPORTEMENT MAGNETIQUE DU COUPLEUR

### 2.1. Choix de la topologie du composant

De nombreuses études ont permis de mettre en évidence les nombreux avantages du couplage magnétique et de montrer que ces composants sont bien adaptés au design de convertisseurs de forte puissance et/ou fort courant [7,8,9,10]

Comme nous l'avons évoqué, lorsque le nombre de phases augmente, le couplage magnétique permet de réduire les ondulations des courants de phase, d'améliorer la dynamique du convertisseur tout en réduisant son volume et son poids.

Par ailleurs, à courant de sortie identique, l'utilisation d'un coupleur magnétique (communément appelé transformateur inter-cellules ou I.C.T) modifie les formes d'ondes des courants de phases. La fréquence apparente des ondulations est multipliée par le nombre de phases  $q$ , et l'amplitude des ondulations est divisée par  $q^2$ .

Lorsque le noyau du transformateur est réalisé d'un seul bloc de matériau magnétique on parle de coupleur monolithique [11] (Fig. 5-a). Toutefois il est encore à ce jour difficile de réaliser de telles structures, les coupleurs magnétiques sont donc réalisés à l'aide de transformateurs séparés ou de blocs de matériau magnétique découpés et collés (Fig. 5-b) [11]. Seuls deux exemples sont représentés sur la Fig. 5 mais il existe une très grande variété de structures dont le choix est fonction de l'application.

Les ICT basés sur des topologies à transformateurs séparés offrent l'avantage de pouvoir utiliser des noyaux standards déjà présents sur le marché, comme les noyaux E-I planar en matériau 3C90. Parmi ces topologies, la « cascade cyclique », Fig. 5-b, nécessite un nombre réduit de transformateurs

élémentaires ce qui permet de réduire considérablement l'encombrement du coupleur tout en offrant une certaine aisance de réalisation des bobinages. Nous avons donc retenu cette solution pour la réalisation du composant magnétique de

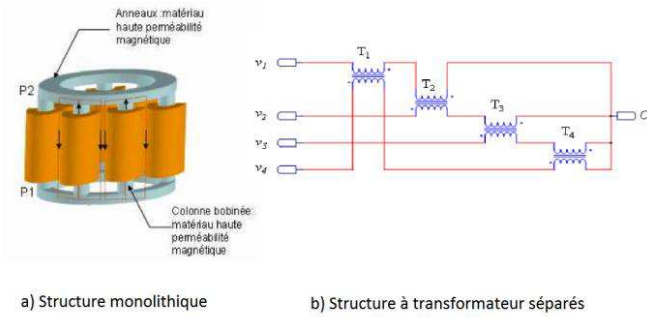


Fig. 5 Exemple de structures d'ICT, (a) : structure monolithique, (b) structure à transformateurs séparés.

notre application.

Pour un montage en cascade cyclique « classique » il faut  $q$  transformateurs pour un coupleur à  $q$  phases et donc  $q$  noyaux (2 E ensembles) comme le montre la Fig. 4, dans ce cas les phases sont couplées deux à deux par un transformateur dont le noyau a la forme d'un E. Les bobinages sont assemblés de manière à réaliser un couplage inverse car dans ce type de couplage, en régime transitoire, le temps d'établissement du courant est faible ce qui permet d'augmenter la dynamique du convertisseur. Par ailleurs, cela permet aussi de mieux filtrer les composantes harmoniques des courants de phase en régime établi.

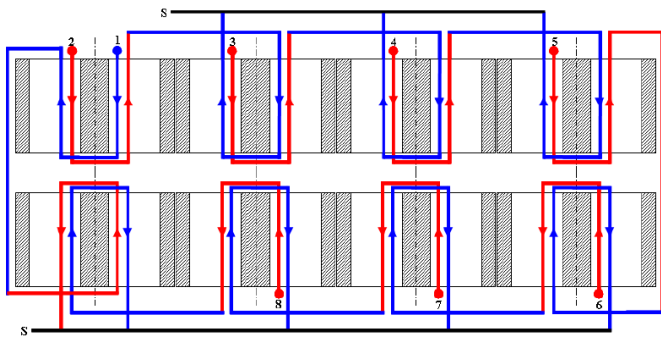


Fig. 4 Exemple d'un coupleur à 8 phases avec 8 E planar

La jambe centrale de section  $A_c$  sert de colonne de bobinage et les colonnes latérales de section  $A_c/2$  servent de colonne de retour du flux magnétique.

Le volume du coupleur peut être notablement réduit en remplaçant les noyaux E+I par des noyaux U+I si le matériau magnétique ne sature pas. Un E est donc considéré comme 2 U accolés, ce qui permet de réduire le volume de matériau par 2 (Fig. 6)

Chaque transformateur élémentaire est alors constitué de deux colonnes bobinées de section  $A_c/2$  et il n'y a pas de colonne de retour (il a été montré dans [12] que ces colonnes de retour qui permettent de contrôler le flux de fuite pouvaient être supprimées pour des noyaux planar)

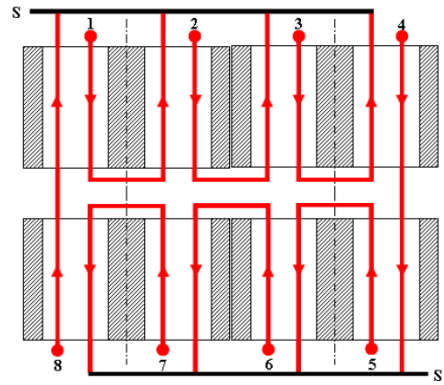


Fig. 6 coupleur à 8 phases réalisé avec 4 E planar

Le prototype de coupleur (Fig. 3-b) que nous avons réalisé pour valider le principe de notre application ne comporte que 4 phases afin d'avoir un design aussi simple que possible tant du point de vue de la réalisation que du calcul et de la simulation.

Les bobinages ont été réalisés à l'aide de tôles de cuivre découpées avec une fraiseuse numérique et pliées manuellement (épaisseur 1mm, largeur 9mm). Les impulsions ayant une durée maximale de 3s et la durée entre deux impulsions étant de l'ordre de la dizaine de minute, nous avons choisi une densité de courant relativement élevée ( $20A/mm^2$ ) ce qui permet de minimiser l'encombrement de ces spires. Nous avons utilisé une topologie de bobinage à enroulements superposés car elle est facile à réaliser d'un point de vue pratique.

## 2.2. Calcul et mesure des inductances de fuites

### 2.2.1. Analytique

Dans le cas d'une topologie à enroulements superposés (Fig. 7), l'inductance de fuite s'exprime par [13]:

$$L_f = l_{moy} \mu_0 \frac{N^2}{B} \left[ A_2 + \left( \frac{2A_1}{3} \right) \right] \quad (1)$$

Où  $N$  est le nombre de spires par enroulement,  $\mu_0$  la perméabilité de l'air,  $l_{moy}$  la longueur moyenne d'une bobine  $A_1, A_2, B$  les dimensions géométriques de la fenêtre, montrées sur la Fig. 7.

Lorsque les enroulements du coupleur sont parcourus par un courant  $I$ , l'énergie magnétique totale du coupleur est  $E_T = qE_F$  où  $q$  est le nombre de phases du coupleur et  $E_F$  l'énergie d'une fenêtre et comme l'énergie totale peut aussi s'écrire  $E_T = \frac{1}{2} L_{IT} (q.I)^2$  où  $L_{IT}$  est l'inductance de fuite du coupleur, s'exprime finalement par:

$$L_F = q.L_{IT} \quad (2)$$

où  $L_{IT}$  est l'inductance de fuite d'une fenêtre.

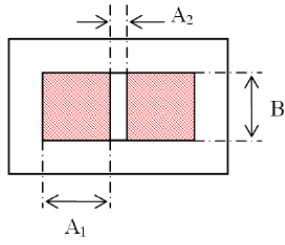


Fig. 7 enroulements superposés

Avec un noyau de type E58/11/38 et son I associé, les dimensions de tôles de cuivre choisies et 2 spires par bobines, on a :  $A_1 = 9\text{mm}$ ,  $B = 6,5\text{mm}$ ,  $A_2 = 2\text{mm}$ ,  $N=2$ ,  $I_{\text{moy}}=38\text{mm}$  et  $q=4$  d'où l'inductance de fuite du coupleur  $L_{\text{fcpl}}$ :

$$L_{\text{fcpl}} = \frac{1}{4} I_{\text{moy}} \mu_0 \frac{N^2}{B} \left[ A_2 + \left( \frac{2A_1}{3} \right) \right] = 58,8\text{nH} \quad (3)$$

### 2.2.2. Simulation Numérique

Le résultat de ce calcul théorique a été confronté (Tableau 1) à la valeur obtenue par des simulations en éléments finis en régime statique du coupleur (4 Phases, 100A/phase) (Fig. 8) effectuées à l'aide FEMM. Ces simulations ont permis de calculer l'énergie magnétique dans les fenêtres et d'obtenir la valeur de l'inductance de fuite (Fig. 9).

Cette simulation en 2D a été comparée à une simulation en 3D sous FLUX 3D qui a permis d'obtenir la valeur de l'inductance de fuite totale en fonction de la fréquence, ces résultats ont été confrontés à des mesures réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance. (Fig. 9)

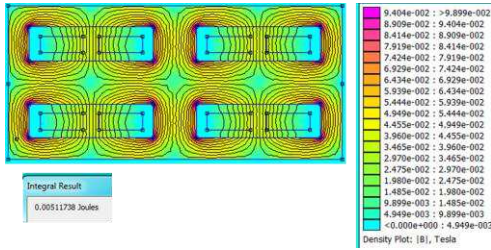


Fig. 8 simulation FEMM pour le calcul de l'inductance de fuite

Tableau 1 simulations et calculs de l'inductance de fuite

FEMM 2D	FLUX 3D	Mesure	Calcul théorique
<b>Energie magnétique totale (<math>E_T</math>)</b>			
5,11mJ	6mJ	*	*
<b>Inductance de fuite par fenêtre (<math>L_{\text{fen}}</math>)</b>			
$\frac{1}{4} \times \frac{5,11 \cdot 10^{-3} \times 2}{100^2} = 255\text{nH}$	$\frac{1}{4} \times \frac{6 \cdot 10^{-3} \times 2}{100^2} = 300\text{nH}$	1,4μH/4=350nH	235nH
<b>Inductance de fuite du coupleur (<math>1/4 \times L_{\text{fen}}</math>)</b>			
63,8nH	75nH	87,5nH	58,8nH

Les résultats obtenus par simulation sont relativement proches les uns des autres. La mesure se démarque des autres résultats en raison de l'influence des pinces de prise de mesure qui n'a pas pu être parfaitement compensée.

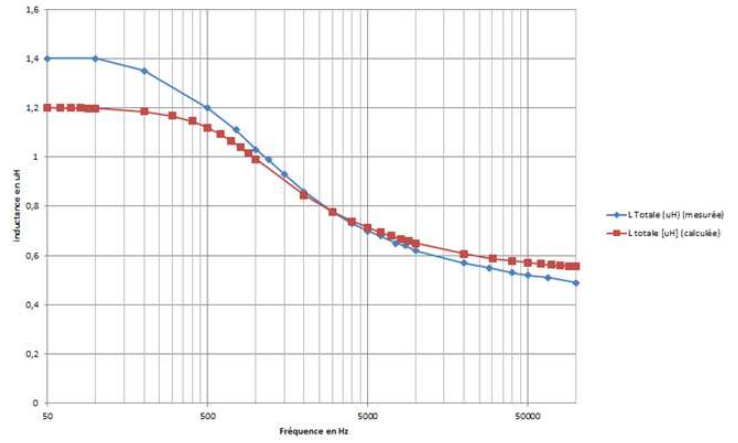


Fig. 9 simulation et mesure de l'inductance de fuite en fonction de la fréquence

### 2.3. Calcul de l'induction

Dans ce dimensionnement, le calcul de l'induction dans l'ICT est une étape primordiale pour s'assurer de la non saturation du matériau magnétique et donc de la validité du choix du circuit magnétique. Nous nous sommes donc intéressés à un dimensionnement basé sur le calcul de l'induction maximale.

#### 2.3.1. Calcul analytique

Si on note  $A_e$  la surface effective du noyau magnétique considéré, l'expression générale de la densité de flux magnétique  $B(t)$  [2] dans le cas d'un coupleur à  $q$  phases ( $q$  étant un nombre pair tel que  $p = \frac{q}{2}$ ) est donnée par (eq 4) :

$$B = \frac{1}{2qNA_e} \int \left[ \sum_{i=1}^{2p} (2(p-i)+1) v_i \right] dt \quad (4)$$

$N$  est le nombre de spires et  $v_i$  la tension de la phase  $i$  telle que :

$$v_i = V_e, \forall t \in \left[ \frac{i-1}{q} T_{\text{dec}} ; \left( \frac{i-1}{q} + \alpha \right) T_{\text{dec}} \right] \quad (5)$$

$\alpha$  est le rapport cyclique et  $T_{\text{dec}}$  la période de découpage.

Dans le cadre de notre coupleur à 4 phases, (4) devient :

$$B = \frac{1}{8 \cdot N \cdot A_e} \int_0^{T_{\text{dec}}} [3 \cdot (v_1 - v_4) + (v_2 - v_3)] dt \quad (6)$$

La valeur maximale de cette expression est obtenue pour  $\alpha=0,5$  et vaut :

$$B_{\text{max}} = \frac{V_e}{16 N A_e f_{\text{dec}}} \quad (7)$$

Nous avons tracé cette expression en fonction de la fréquence pour différents noyaux et obtenu la figure 10.



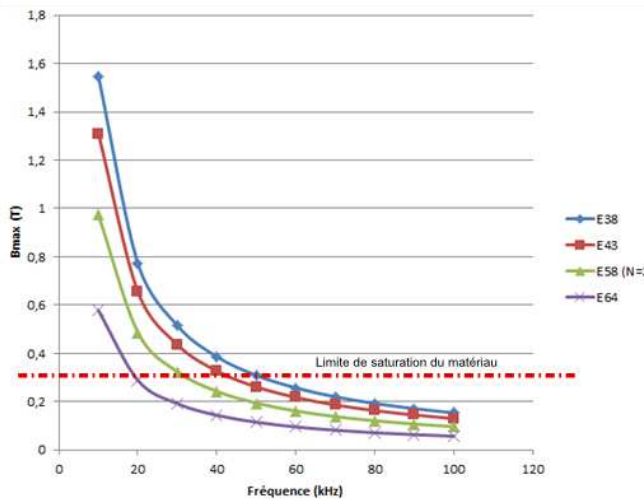


Fig. 10 Calcul de l'induction maximale en fonction de la fréquence pour N=2 spires par bobines,  $V_e = 48V$  et  $q = 4$  phases.

Le matériau utilisé est le ferrite 3C90 (ferroxcube). La Fig. 10 montre que le noyau E64 (le plus volumineux) est utilisable pour des fréquences supérieures à 20 kHz et que l'on peut utiliser tous les noyaux à partir de 60kHz. Le noyau E58 est utilisable à partir de 40kHz et nous l'avons choisi pour le prototype à 4 phases avec une fréquence de découpage de 80kHz afin de bénéficier d'une large marge de sécurité lors des essais de validation, l'induction maximale devrait alors être de l'ordre de 0,1T pour une tension  $V_e$  de 48V (au prix d'une augmentation des pertes par commutations).

Pour le prototype à 1200A et 12 phases, l'équation (4) devient, toujours pour  $\alpha=0,5$  :

$$B_{max} = \frac{3V_e}{16NA_e f_{dec}} \quad (8)$$

Le tracé de cette expression en fonction de la fréquence montre que seul le noyau E64 convient et ce à partir d'une fréquence de 90kHz, ce qui conduit à un coupleur encombrant, de faibles marges de sécurité et une fréquence de découpage élevée. Grâce aux travaux menés dans [8,14] l'utilisation d'une séquence de commande des phases différente dite « permutation de phase » permet de réduire considérablement la concentration du flux dans les colonnes bobinées. Pour 12 phases, l'ordre de succession des phases devient ainsi :

Tableau 2 ordre de succession des phases en mode permuté.

tensions $v_i$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_7$	$v_8$	$v_9$	$v_{10}$	$v_{11}$	$v_{12}$
déphasage $\theta$	0	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{10\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{8\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{11\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$

On obtient alors le graphe de la Fig. 11 qui montre que le noyau de type E58 peut convenir dès la fréquence de 40kHz, nous avons choisi pour la réalisation définitive une fréquence de 50kHz où l'induction maximale se situera vers 0,2T afin de bénéficier d'une marge de sécurité et d'une fréquence de commutation « raisonnable » pour ne pas trop augmenter les

pertes par commutation dans les transistors MOS du convertisseur.

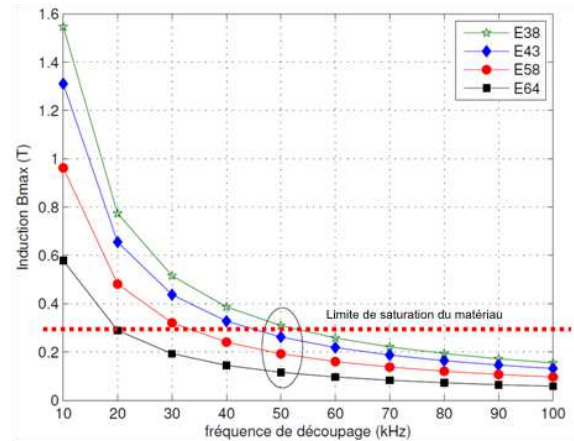


Fig. 11 Calcul de l'induction maximale en fonction de la fréquence pour N=2 spires par bobines,  $V_e = 48V$  et  $q = 12$  phases.

Les courbes (coupleur à 4 phases) ont été aussi tracées pour N=1 spire afin de savoir si il était possible de réduire le nombre de spires dans la fenêtre de bobinage, les spires sont réalisées en tôle de cuivre et ont une section de 9 x 1mm, elles sont réalisées sur une fraiseuse à commande numérique mais leur pliage est manuel, leur réalisation reste de ce fait difficile. Les courbes de la Fig. 12 montrent que bien qu'il soit possible d'utiliser le noyau E58 avec une seule spire il faut utiliser des fréquences de découpage plus élevées pour obtenir le même niveau d'induction maximale. Nous n'avons pas considéré un nombre supérieur de spires car l'espace disponible dans les fenêtres du noyau (E+I/58) n'est pas suffisant pour aisément en loger plus (par ailleurs, le pliage des tôles devient de plus en plus difficile lorsque N augmente).

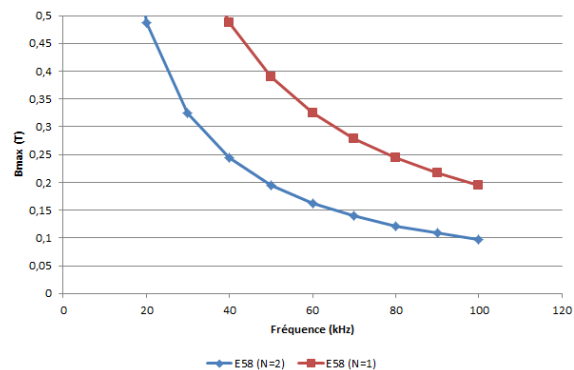


Fig. 12 Calcul de l'induction maximale en fonction de la fréquence pour N=2,  $V_e = 48V$  et  $q = 4$  phases.

### 2.3.2. Simulation numérique

Afin de vérifier les calculs effectués ci-dessus nous avons simulé le comportement magnétique du coupleur en fonction de la fréquence à l'aide du logiciel de simulation par éléments finis FLUX 3D.

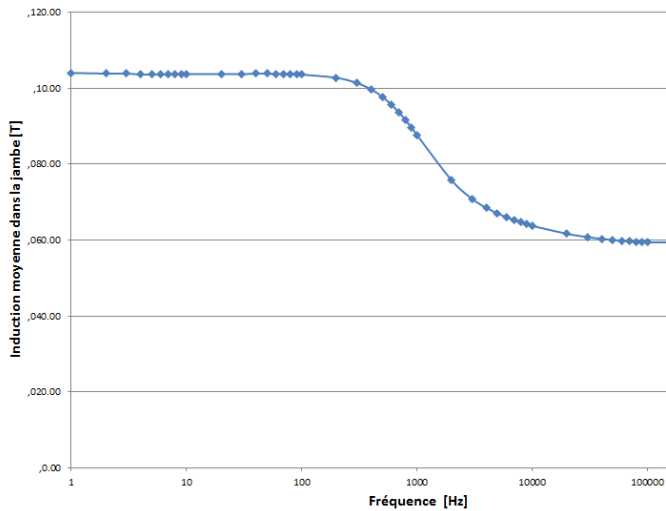


Fig. 13 Evolution de la valeur moyenne de l'induction dans une des jambes centrales de l'ICT

La fig 13 représente l'évolution du niveau moyen d'induction dans la jambe centrale supérieure du coupleur (entre deux fenêtres consécutives) en fonction de la fréquence. Avec le calcul théorique développé ci-dessus on aurait un niveau de 0,097T alors que la simulation par éléments finis donne 0,06T. Le modèle utilisé pour le calcul théorique est très simple et donne une valeur par excès.

#### 2.4. Conclusion

Le choix d'un noyau E58 avec un nombre  $N=2$  spires conduit à un léger surdimensionnement du coupleur mais permet de garder une fréquence de découpage inférieure à 100kHz, ce qui va dans le sens d'une amélioration des pertes par commutations. Un noyau de type E43 aurait pu convenir avec une fréquence plus élevée mais en plus d'une augmentation des pertes par commutations, la taille des spires qui supportent déjà une densité de courant de  $11A/mm^2$  aurait dû être encore réduite conduisant ainsi à une augmentation de la densité de courant qu'elles doivent supporter.

### 3. COMPORTEMENT THERMIQUE

Comme dans tout système, l'élévation de température  $T$  générée par les différentes pertes est un point bloquant et dimensionnant des coupleurs magnétiques. Une analyse des phénomènes thermiques doit donc être mise en œuvre. Cette dernière, rendant compte des diverses impédances thermiques du dispositif, sera menée en deux parties : numérique et analytique. Enfin à partir de ces simulations, les limites de fonctionnement stationnaires et impulsives seront données.

#### 3.1. Modélisation numérique du coupleur

##### 3.1.1. Géométrie et physique

La géométrie du coupleur proposé est purement 3D. Une première simulation en 3D a été mise en place et est représentée par la Fig. 14.

Les dimensions du coupleur sont identiques à celles présentées dans l'étude magnétique. Les caractéristiques physiques des matériaux sont présentées dans le Tableau 3.

Afin de limiter le temps de simulation, certaines sont considérées comme indépendantes de la température. Cette approximation ne permet pas un dimensionnement "au plus juste" mais donne un ordre de grandeur tout à fait acceptable de l'élévation de température  $\Delta T$ .

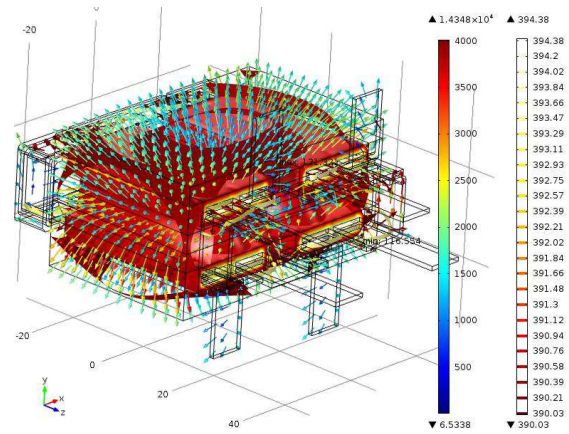


Fig. 14 Flux de chaleur et isotherme dans un coupleur à ICT

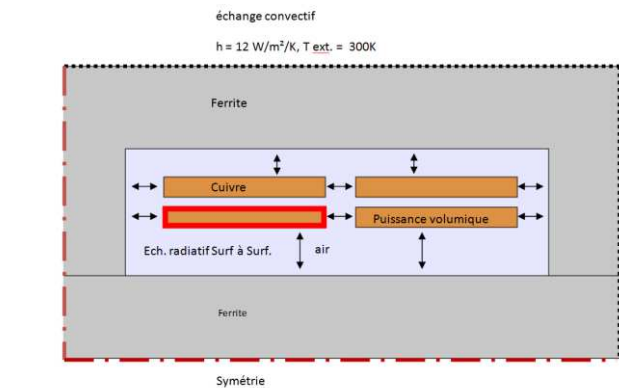
Tableau 3. Caractéristiques physiques des matériaux

Matériau	Grandeur physique	Symbole	Unité	Valeur
Ferrite 3C90	Conductivité thermique	$\lambda$	[W/m/K]	5
	Masse volumique	$\rho$	[kg/m <sup>3</sup> ]	4800
	Capacité thermique	$C_p$	[J/kg/K]	440
Cuivre	Conductivité thermique	$\lambda$	[W/m/K]	385
	Masse volumique	$\rho$	[kg/m <sup>3</sup> ]	8700
	Capacité thermique	$C_p$	[J/kg/K]	400
Air	Conductivité thermique	$\lambda$	[W/m/K]	Variable avec $T$ 0,025 à 0,04
	Masse volumique	$\rho$	[kg/m <sup>3</sup> ]	Variable avec $T$
	Capacité thermique	$C_p$	[J/kg/K]	Variable avec $T$ 1020 à 1040

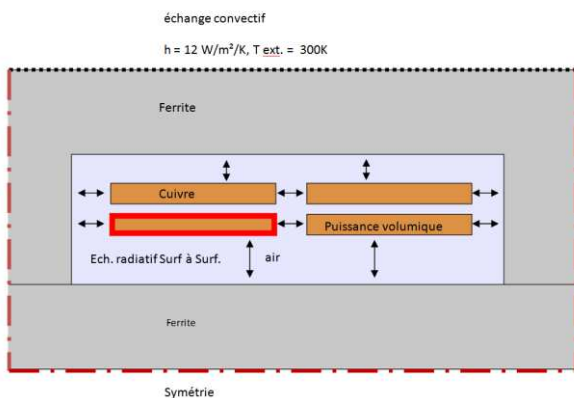
La lame d'air entre le bobinage et le circuit magnétique dans les fenêtres de bobinage présente l'une des plus fortes résistances thermiques du système. L'échange de chaleur ne s'effectue que par conduction dans l'air ainsi que par rayonnement surface à surface. Il a été montré par une simulation en 2D, en résolvant conjointement l'équation de la chaleur et les équations de Navier-Stokes, que l'échange convectif à l'intérieur des fenêtres de bobinage était négligeable. Ceci est dû à deux paramètres : la faible épaisseur de la lame d'air (2 mm) interdisant la mise en mouvement du fluide et la trop faible différence de température entre les surfaces ne générant pas une assez forte différence de pression. Dans le reste de l'étude seuls les échanges conductifs et radiatifs seront considérés dans les fenêtres de bobinage.

L'échange entre l'ensemble des surfaces extérieures du coupleur est modélisé par un coefficient d'échange convectif  $h=12W/m^2/K$  et une température extérieure  $T_{ext}=25^{\circ}C$ . En toute rigueur,  $h$  évolue avec la température  $T$  et diffère d'une surface à l'autre, apportant ainsi une forte non-linéarité au système. Cependant, notre étude tente de montrer les limites thermiques du coupleur, une marge de sécurité devra être apportée. L'ajout de cette non-linéarité aurait augmenté le temps de calcul et le risque de non-convergence du solveur sans apporter de réelles informations supplémentaires. La valeur  $h=12W/m^2/K$  est une valeur standard pour une surface chaude horizontale à une température de l'ordre de  $100^{\circ}C$  échangeant avec l'air ambiante à  $25^{\circ}C$ .

Le flux de chaleur, représenté par les flèches sur la Fig. 14 se propage essentiellement à travers le circuit magnétique, et ce malgré la faible conductivité thermique de la ferrite et la forte résistance thermique présentée par l'air contenu dans la fenêtre de bobinage. Ceci s'explique par le rapport des surfaces d'échange avec l'air ambiant, la surface extérieure du circuit magnétique est bien plus importante que la surface de cuivre. Il en va de même pour l'échange en face avant et arrière du circuit magnétique. D'un point de vue thermique, le coupleur peut-être traité comme un problème 2D, réduisant ainsi fortement le temps de simulation.



(a)



(b)

Fig. 15 Géométrie 2D simulée

Un coupleur possède deux symétries, qui seront

utilisées pour accélérer le temps de simulation. La Fig. 15 (a) montre la géométrie considérée. Afin d'augmenter le courant de sortie, le convertisseur peut-être composé de plusieurs coupleurs qui seront juxtaposés. La géométrie précédente n'est alors représentative que des coupleurs extérieurs. Afin de rendre compte de l'échauffement des coupleurs internes, les conditions aux limites de la simulation ont été modifiées, comme le montre la Fig. 15 (b).

### 3.1.2. Pertes prises en compte et impédance thermique

Les pertes dans un composant magnétique peuvent avoir deux origines : les pertes cuivre et les pertes fer.

D'après la documentation constructeur les pertes volumiques dans le noyau magnétique peuvent atteindre environ  $1mW.cm^{-3}$ . Cette valeur est à comparer avec les pertes Joules dans le cuivre.

Les pertes Joules volumiques dans le cuivre, qui s'expriment par :

$$P_v = \rho_c \cdot \left(\frac{I}{S_c}\right)^2 \quad (9)$$

avec  $P_v$  les pertes volumiques,  $\rho_c$  la résistivité du cuivre,  $I$  le courant moyen traversant une phase du convertisseur et  $S_c$  la section des conducteurs.

Au regard des dimensions du coupleur (section de cuivre de  $8mm^2$ ) et du cahier de charges imposé ( $100A$  / phase), les pertes joules volumiques s'élèvent à  $2.6W.cm^{-3}$ , en première approximation en supposant la résistivité du cuivre indépendante de la température  $\rho_c=17.10^{-9}\Omega.m$ . Ces pertes sont plus de 2.000 fois supérieures aux pertes fer. Seules ces pertes seront considérées.

Le système développé a pour but de fonctionner en régime impulsif. Le tracé des impédances thermiques en fonction de la durée d'impulsion  $T_p$  et du rapport cyclique  $\alpha_{th}$  va permettre de déterminer combien d'impulsions successives sont envisageables sans destruction du composant.

L'impédance thermique  $Z_{th}$  doit être mesurée en régime permanent et s'exprime par :

$$Z_{th} = \frac{\hat{\vartheta} - \vartheta_a}{P} \quad (10)$$

où  $\hat{\vartheta}$  est la température ponctuelle maximale du dispositif. Dans notre cas la température maximale est la température du cuivre dans la zone encadrée de rouge sur la Fig. 15.

La durée d'établissement de la température est lente. L'étude de l'impédance thermique pour les faibles durées d'impulsions nécessite un pas de calcul fixe. Une simulation temporelle du système partant de la température ambiante pour atteindre le régime permanent prend une dizaine de minutes, malgré la simplification du système à une étude 2D et l'utilisation des symétries.

Afin d'accélérer les calculs, pour chaque couple  $(T_p, \alpha_{th})$ , l'étude est décomposée en deux parties. Une première partie étudie le régime permanent, qui sert de conditions initiales pour une étude temporelle. Dans ces conditions en tout point du système, la température moyenne est connue dès la fin de la première étape et doit être identique à la valeur moyenne de la température sur une période  $T_p$ . A la transition entre ces deux étapes, un court régime transitoire est observé. Pour appréhender la durée de ce régime transitoire, la température moyenne du cuivre  $\vartheta_i$  à l'instant initial de la deuxième étape et au bout de chaque période  $T_p$  est observé. La Fig. 16. montre l'écart entre ces deux températures à la n<sup>ème</sup> période  $T_p$ , qui est calculé par :

$$\varepsilon = \frac{\vartheta_i - \vartheta_n}{\vartheta_i} \quad (11)$$

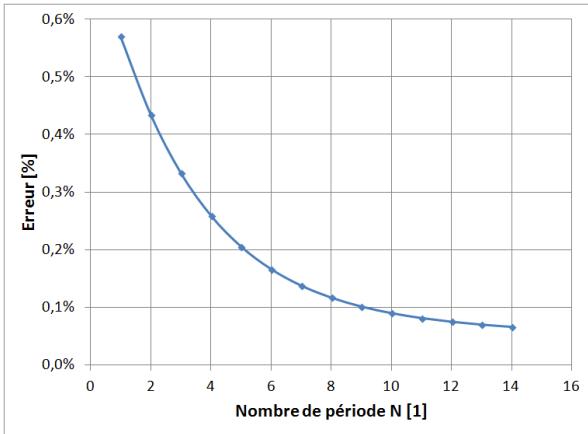


Fig. 16 Erreur sur la température moyenne en fonction du nombre de cycles

Les valeurs de  $\alpha_{th}$  et  $T_p$  utilisées pour tracer cette figure valent respectivement 80% et 20s. D'autres couples de valeurs ont été testés et donnent des résultats sensiblement identiques. Au regard de ces résultats, la simulation temporelle peut être stoppée au bout de 10 périodes  $T_p$ . L'erreur due à cette troncature sera inférieure à 0,1%. Afin d'obtenir une valeur maximale de température, l'étude sera en fait arrêtée à :

$$T_{end} = 10 \cdot T_p + \alpha_{th} \cdot T_p \quad (12)$$

Connaissant maintenant la température maximale  $\hat{\vartheta} = \vartheta(T_{end})$ , la température ambiante  $\vartheta_a$  et la puissance injectée, il est possible de trouver l'impédance thermique du dispositif.

### 3.1.3. Résultats

La figure Fig. 17 présente l'évolution de l'impédance thermique d'un coupleur seul pour différents rapports cycliques ainsi que dans un cas mono-coup.

Cette figure montre que l'impédance thermique du coupleur en régime établi vaut :  $R_{th}=17K.W^{-1}$ . En limitant l'élévation de température du cuivre à  $\Delta\theta=100^\circ C$ , la puissance dissipée ne doit pas dépasser  $P=5.9W$ . Soit une puissance volumique  $P_v=0.74W.cm^{-3}$ , 3,5 fois inférieure à la puissance dissipée au

point nominal souhaité. Un fonctionnement en régime établi est donc impossible.

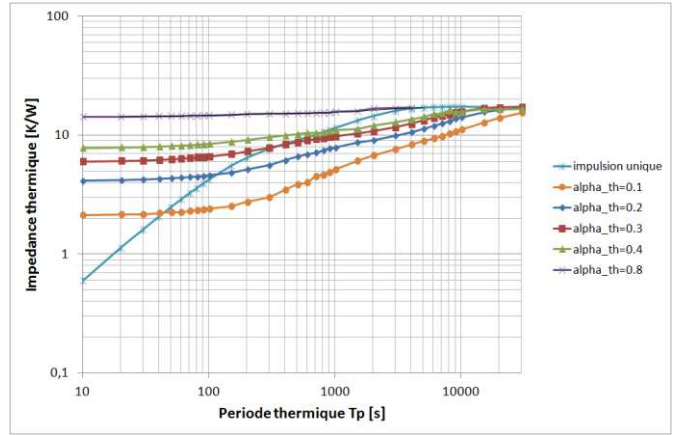


Fig. 17 Impédance thermique d'un coupleur unique

Toutefois, un fonctionnement en régime impulsif reste possible, afin d'estimer le nombre de répétitions possible une modélisation analytique doit être mise en place.

### 3.2. Modélisation analytique

La Fig. 17. montre la présence de deux constantes de temps distinctes, l'une correspondant à l'échauffement de la lame d'air, l'autre correspondant à l'échauffement du matériau magnétique. L'échauffement du cuivre étant rapide devant celui des autres matériaux, ce dernier ne fait pas apparaître de pole dans l'expression de l'impédance thermique  $Z(T_p)$ :

$$Z(T_p) = R1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_1}}\right) + R2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_2}}\right) \quad (13)$$

où R1 et R2 sont deux résistances thermiques et  $\tau_1$  et  $\tau_2$ , sont les deux constantes de temps associées.

Cette expression est issue de l'exploitation de la courbe  $Z(T_p)$  à impulsion unique. Une représentation possible est donnée par la Fig. 18

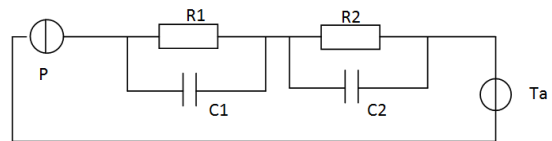


Fig. 18 Schéma électrique équivalent

Cette même étude peut-être effectuée dans le cas de l'utilisation de plusieurs coupleurs. Le Tableau 4 donne les valeurs des paramètres dans les deux cas étudiés.

Tableau 4 Valeur des éléments du schéma équivalent

Cas	R1 [K/W]	R2 [K/W]	$\tau_1$ [s]	$\tau_2$ [s]	C1 [J/K]	C2 [J/K]
Coupleur seul	5.8	11.7	106.9	1449	18.5	123.8
Coupleur central	17.1	5.5	2209	104.5	129.0	18.7



La puissance injectée en régime impulsionnel peut être décomposée en somme d'échelon de puissance comme le montre la Fig. 19.

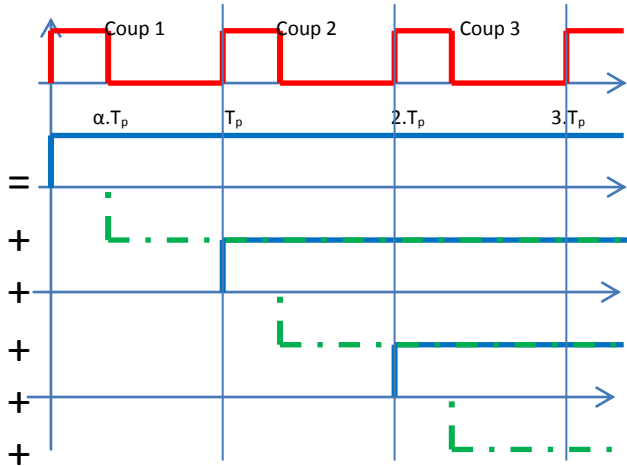


Fig. 19 Décomposition du train de puissance

Chacun de ces signaux de puissance à la même réponse en température:

$$\Delta\theta(t) = P. \left[ R1. \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau 1}} \right) + R2. \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau 2}} \right) \right] \quad (14)$$

Ces N signaux sont décalés d'un temps  $N.T$  pour les signaux positifs et de  $(N+a).T$  pour les signaux négatifs. On peut donc en déduire l'expression de l'élévation de température maximale à la N<sup>ième</sup> période de fonctionnement :

$$\Delta T_N = P. \left[ R1. \left[ \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T + \alpha.T}{\tau 1}} \right) - \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T}{\tau 1}} \right) \right] + R2. \left[ \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T + \alpha.T}{\tau 2}} \right) - \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T}{\tau 2}} \right) \right] \right] \quad (15)$$

L'expression de l'impédance thermique au Nième coups de fonctionnement vaut donc:

$$Z_{thN} = R1. \left[ \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T + \alpha.T}{\tau 1}} \right) - \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T}{\tau 1}} \right) \right] + R2. \left[ \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T + \alpha.T}{\tau 2}} \right) - \sum_{k=1}^N \left( 1 - e^{-\frac{(k-1)T}{\tau 2}} \right) \right] \quad (16)$$

En faisant tendre N vers l'infini, il est possible de retrouver l'impédance thermique en régime établi comme décrit plus haut. La Fig. 20 montre un comparatif des impédances thermiques en régime établi décrit par ce calcul et trouvé par la simulation éléments fini. Les mesures virtuelles par éléments finis sont représentées en trait plein, les calculs approximatifs du second ordre sont représentés en pointillés.

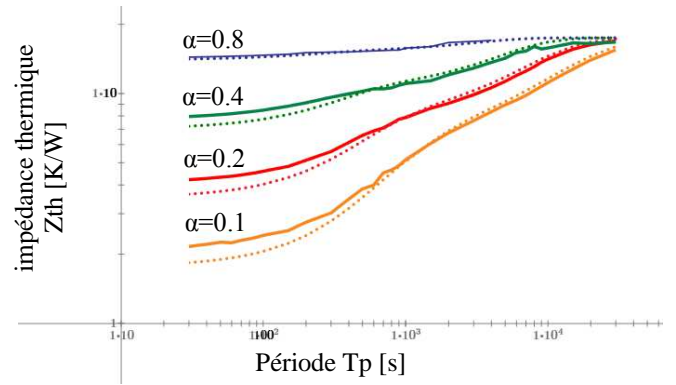


Fig. 20 comparaison des impédances thermiques simulées et calculées

On voit apparaître une différence entre le calcul analytique et la simulation EF très certainement due aux non-linéarités entraînées non seulement par la prise en compte des échanges radiatifs mais aussi par la modification de la conductivité thermique de l'air. Cependant cette erreur est quantifiable et reste inférieure à 15%.

### 3.3. Limite de fonctionnement

Le modèle présenté par l'équation (16) permet alors de tracer l'impédance thermique apparente du coupleur à la Nième impulsion pour différents couples rapport cyclique  $\alpha_{th}$  / durée d'impulsion  $T_p$ . Les résultats pour trois couples différents sont reportés dans la Fig. 21.

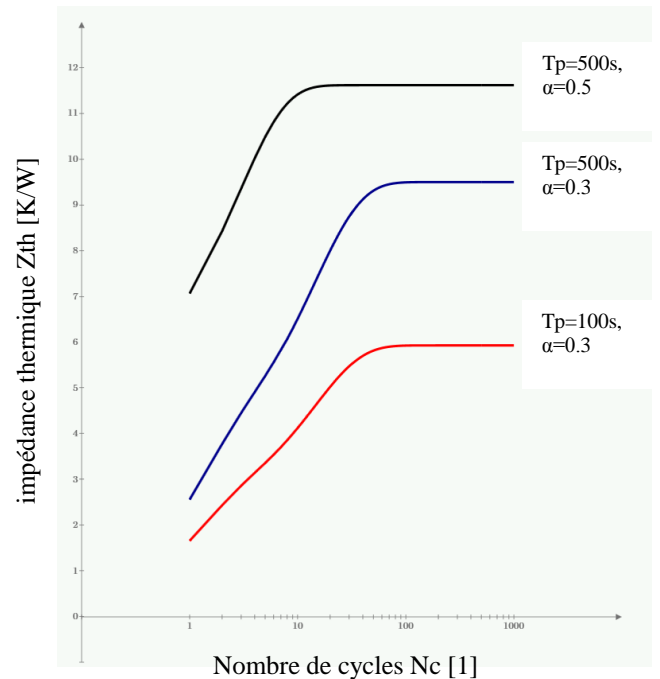


Fig. 21 Impédance thermique apparente en fonction du nombre de cycles

Le choix de l'élévation de température maximale et du courant imposent une impédance thermique. Connaissant ce paramètre, la durée de l'impulsion et le rapport cyclique imposent le nombre maximal de cycles.

#### 4. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Ces travaux ont permis de mettre en évidence la faisabilité d'un dispositif de test de câble léger et portable, par la méthode de l'onde thermique. Cette avancée a été possible par la mise en place d'un convertisseur DC-DC polyphasé utilisant un transformateur ICT.

Le travail mené sur ce composant a permis de réduire le volume et le poids global du convertisseur. Des études théoriques et des simulations 2D et 3D ont permis de mettre en évidence le comportement magnétique global du composant, et l'évolution de l'inductance de fuite du transformateur en fonction de fréquence.

Une prochaine étape de ces travaux sera de mesurer directement la répartition du flux de fuite dans les fenêtres du coupleur, et vérifier ainsi les causes de la variation de l'inductance de fuite avec la fréquence.

Enfin une étude thermique a été menée via une simulation numérique 2D. Un modèle analytique simplifié, basé sur l'étude des impédances thermiques a alors pu être mis en place. Ces études ont montré que le coupleur, dans les conditions proposées, ne pouvait pas fonctionner régime permanent. Cependant, ce convertisseur a pour but de fonctionner de manière impulsionnelle. L'outil qui a été mis en place permet d'estimer le nombre de cycles que le coupleur magnétique est capable de supporter.

Une étude pratique sera mise en place afin de vérifier la véracité de ces modèles.

#### References

- [1] P. Notinger, A. Toureille, S. Agnel, J. Castellon, "determination of electric field space charge in the insulation of power cables with the thermal step method using a new mathematical processing", IEEE. trans. ind. app. vol.45, ISS 1, PP 67-74, 2009
- [2] S. Agnel, P. Notinger, A. Toureille, "Space Charge Measurements on Power Cable Length", IEEE 7<sup>th</sup> International Conference on Solid Dielectrics, pp 390 – 393, Netherlands 2001
- [3] Abdallah DARKAWI, Etude et mise en œuvre de convertisseurs multicellulaires couplés à transformateurs intercellules pour application au diagnostic de câbles haute tension à courant continu. Thèse de Doctorat, Université Montpellier 2. 2013
- [4] J. Gallagher, "Coupled inductors improve multiphase buck efficiency," Field Applications Engineer, Power Division, Pulse, San Diego, Power Electronic Technology, pp 36-42, 2006.
- [5] P. P. Sernia, D. Finn and G. Walker, "The effect of coupled inductors in parallel interleaved buck converters" The Australasian Universities Power Eng. Conference, pp. 1-5, New Zealand, 2003.
- [6] E. Labouré, A. Cunière, T.A. Meynard, F. Forest, E. Sarraute "A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 23, issue 1, pp 464 - 474, 2008
- [7] F. Forest, E. Labouré, T. Meynard, Analytic Design Method Based on Homothetic Shape of Magnetic Cores for High Frequency Transformers
- [8] F. Forest, T.A. Meynard, E. Labouré, V. Costan, E. Sarraute, A. Cunière, T. Martiré: Optimization of the supply voltage system in interleaved converters using intercell transformers, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no.2, pp 934-942, 2007
- [9] T. A. Meynard, F. Forest, E. Labouré, V. Costan, A. Cunière, E. Sarraute, Monolithic Magnetic Couplers for Interleaved Converters with a High Number of Cells, CIPS, 2006
- [10] A. M. Schultz, C.R. Sullivan, Voltage Converter with Coupled Inductive Windings and Associated Methods, Mar. 26, 2002, US Patent number 6,392,986
- [11] V. Costan, *Convertisseurs Parallèles Entrelacés : Etude des Pertes Fer dans les Transformateurs Inter-cellules*. Institut national Polytechnique de Toulouse : Thèse de doctorat, 18 octobre 2007
- [12] J. Li, C. Sullivan, and A. Schultz, "Coupled-inductor design optimization for fastresponse low-voltage dc-dc converters," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, vol. 2, pp. 817–823 vol.2, 2002.
- [13] W. M. Lyman, "Transformers and inductor design handbook," M. Dekker Edition, 2004.
- [14] T. A. Meynard, F. Forest, F. Richardeau, and E. Labouré, "Method and device for supply to a magnetic coupler," in Patent number WO 2007/00690, Jan. 2007..