

Conception holistique de transformateurs pour une application ferroviaire.

Mathieu ROSSI¹, Michel HECQUET¹, Vincent LANFRANCHI², Marc BEKEMANS³

1. Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille, L2EP,

Ecole Centrale de Lille - BP.48 - 59651 Villeneuve d'Ascq Cedex.

2. UTC LEC – Centre de Recherche de Royallieu, 60205 Compiègne Cedex.

3. Alstom Transport, B-6001 Charleroi, Belgique

Mathieu.rossi@ec-lille.fr; michel.hecquet@ec-lille.fr;

Résumé — La tendance actuelle des équipements électriques ferroviaires est à une concentration de matériels dans des volumes de plus en plus faibles et pour des puissances de plus en plus élevées. Ce progrès est permis par des composants rapides à faibles pertes (IGBT), qui malheureusement génèrent des pertes harmoniques importantes dans les composants magnétiques, provoquant du bruit à forte composante tonale. En conséquence, les cahiers des charges deviennent de plus en plus drastiques et augmentent la difficulté de conception optimale des transformateurs. Cet article porte plus précisément sur la conception holistique des transformateurs de convertisseur DC/DC et montre l'intérêt de mettre en place une boucle d'optimisation sur la conception de celui-ci. Cette optimisation porte également sur le dimensionnement du convertisseur lui-même dans le but d'obtenir un ensemble convertisseur-transformateur optimal.

I. NOMENCLATURE

α	[W.K.m ⁻²]	Transmissibilité thermique surfacique
A_c	[m ²]	Section du circuit magnétique
A_w	[m ²]	Section occupée par les conducteurs
A_p	[m ⁴]	Produit des aires
B	[T]	Induction
B_{sat}	[T]	Induction de saturation
δ	[m]	Epaisseur de Peau
D	[m]	Diamètre hydraulique
F_r		Facteur de perte haute fréquence
Freq	[Hz]	Fréquence
h	[m]	hauteur d'une couche de conducteur
J	[A.m ⁻²]	Densité de courant
λ	[W.K.m ⁻¹]	Conductivité thermique
L_f	[H]	Inductance de fuite
L_{mag}	[H]	Inductance magnétisante
M		Nombre de couche de conducteur
η	[μPa.s]	Viscosité dynamique
N_c		Nombre de canaux de ventilation
Nu		Nombre de Nusselt
P_{fer}	[W]	Pertes fer
P_j	[W]	Pertes joules
ρ	[kg.m ⁻³]	Masse volumique
ρ_{cuivre}	[Ω.m]	Résistivité électrique du cuivre
Re		Nombre de Reynolds
R_{dc}	[Ω]	Resistance du bobinage en courant DC
R_{ac}	[Ω]	Résistance du bobinage en courant AC
S	[m ²]	Surface d'échange thermique
T	[K]	Température de fonctionnement
μ	[H/m]	Perméabilité magnétique
V_{air}	[m.s ⁻¹]	La vitesse moyenne de l'air

II. INTRODUCTION

Cette étude s'intéresse aux transformateurs présents dans les convertisseurs auxiliaires du domaine ferroviaire. Ces composants bobinés sont indispensables afin de réaliser une isolation galvanique et d'adapter les tensions. La conception de ces composants basse ou moyenne fréquence (fréquences inférieures à 10kHz et d'une puissance inférieure à 400kVA) est rendue difficile par la présence d'un cahier des charges de plus en plus exigeant. En effet, celui-ci fait apparaître un certain nombre de contraintes, tel que :

- Une masse et un encombrement restreints
- Une durée de vie importante
- Des contraintes thermiques
- Une émission acoustique limitée.

Ces contraintes remettent en cause la conception actuelle des transformateurs. En effet, celles-ci laissent peu de marge de manœuvre aux concepteurs qui doivent respecter toutes ces exigences. De nombreuses recherches ont apporté une part de réponse à cette problématique sans pour autant prendre le problème dans son intégralité [1-3]. L'obtention d'une solution optimale devient difficile de part :

- L'aspect multi-physique fortement couplé du problème (électrique, magnétique, thermique, mécanique).
- L'imprécision des modèles actuels : celle-ci se traduit par la mise en place de coefficients de sécurité obligeant le constructeur à surdimensionner ses transformateurs afin de garantir leur bon fonctionnement. Ce surdimensionnement impliquera un prix de revient supérieur.
- La variété des matériaux magnétiques, de types de conducteur et d'isolant dont le prix peut varier rapidement. Ainsi une solution qui était économique, peut devenir non compétitive et doit donc être réétudiée.

Afin de réaliser au mieux un convertisseur, l'approche systémique semble indispensable. Elle permet de prendre en compte la conception du transformateur et l'écriture de son cahier des charges dès le dimensionnement de celui-ci afin de garantir la réalisation d'un système convertisseur-transformateur optimale. Ce type de démarche permet de mettre en évidence les compromis qui existent dans les convertisseurs comme par exemple pour le choix de la fréquence de découpage.

L'article est scindé en trois parties :

- Le modèle du transformateur d'une puissance de l'ordre de la centaine de kVA,
- L'introduction à l'optimisation,

- La prise en compte du convertisseur.

III. MODELE DU TRANSFORMATEUR

A. Démarche de conception

Le modèle de conception a pour objectif de donner les dimensions et les caractéristiques d'un ou plusieurs transformateurs respectant le cahier des charges imposé. La démarche de conception peut se résumer au schéma algorithmique de la Fig. 1.

Cette méthodologie fait appel à différents modèles physiques. En effet, les transformateurs sont des composants dans lesquels coexistent trois flux principaux d'ordre magnétique, électrique et thermique interdépendants. D'autres modèles viennent également s'ajouter dans cette démarche, tels que le prix, la fiabilité, la masse, les pertes ...

La mise en place d'une boucle d'optimisation sur cette démarche de conception doit consentir à conserver des temps de calculs raisonnables. Dans cette optique, on préférera utiliser des modèles de type analytique ou semi analytique (modèle à constantes localisées).

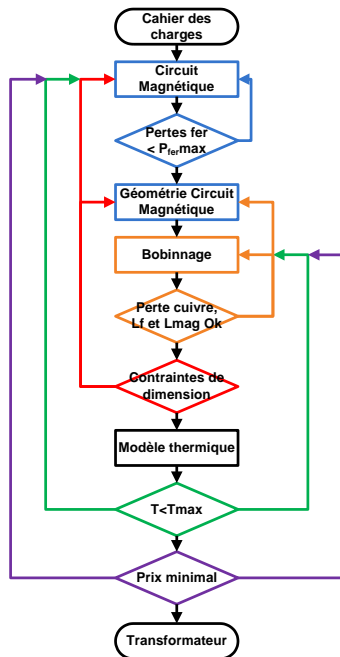


Fig. 1 : Démarche de conception

L'algorithme de conception contient plusieurs critères de validation. Il s'y trouve, en particulier, un critère thermique. En effet, Le transformateur ne doit pas dépasser une certaine température définie par sa classe d'isolement et sa durée de vie. En cas de non respect de cette contrainte, il est possible de revenir sur le dimensionnement du circuit magnétique et/ou du bobinage afin de diminuer les pertes fer ou cuivre. Le critère final se trouve être le prix du composant bobiné. Pour deux transformateurs répondant parfaitement au cahier des charges, le dévolu portera sur le moins chère des deux. Pour cela on peut remplacer le type des matériaux utilisés par des moins onéreux.

B. Dimensionnement du circuit magnétique

L'induction de travail doit être la plus haute possible pour réduire l'encombrement et le coût du transformateur pour un matériau magnétique donné. Cette valeur doit cependant

rester raisonnable car elle est liée aux pertes fer qui alimentent le modèle thermique.

$$P_{fer\ total} = \sum_{\text{harmoniques}} P_{fer}$$

$$P_{fer} = K_p \cdot Freq^a \cdot B^b \cdot Volume\ fer \quad (1)$$

Avec K_p , a et b des constantes liées aux caractéristiques du matériau magnétique utilisé.

La fréquence de découpage, qui modifie le contenu harmonique du signal, intervient donc directement dans le choix de l'induction de travail ainsi que dans la sélection du type de matériau magnétique.

Le produit des aires (A_p) [4] permet d'obtenir une première géométrie de transformateur. Celui-ci relie la puissance du transformateur au produit de la section de cuivre (A_w) et de fer (A_c) (Fig. 2). Cette géométrie qui n'est certes pas optimale permet toutefois d'avoir un design initial qui sera optimisé par la suite.

$$A_p = \frac{Puissance}{K_f \cdot K_u \cdot B \cdot J \cdot Freq} = A_c \times A_w \quad (2)$$

Avec K_f et K_u des constantes liées à la forme des courants et du taux de remplissage du bobinage.

Le modèle magnétique doit donc permettre de connaître au mieux l'induction présente dans le circuit magnétique afin d'estimer le plus précisément les pertes fer. En effet, la prise en compte de l'induction moyenne peut entraîner une forte sous estimation de ces pertes. C'est pourquoi l'utilisation d'un modèle à constante localisées [5] est nécessaire, offrant une estimation du flux, dans le circuit magnétique, plus précise en conservant un temps de calcul excellent.

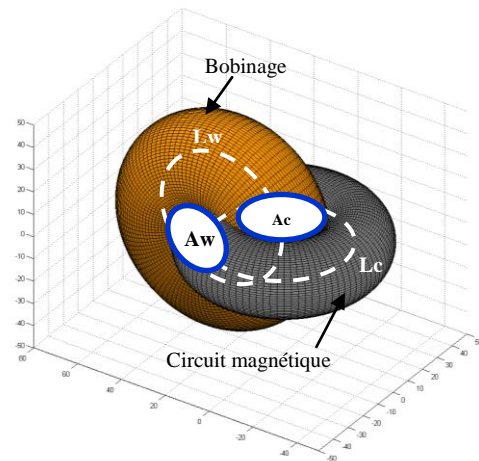


Fig. 2 : Représentation des sections de fer et de cuivre pour un transformateur « double tore imbriqué »

C. Dimensionnement du bobinage

La géométrie du circuit magnétique nous permet d'en déduire le nombre de spires primaires et secondaires du transformateur. Un premier choix de matériau et de type de conducteur est réalisé afin de limiter les pertes joules et les pertes supplémentaires par effet de Peau et de proximité [6-8].

La prise en compte de ces effets est importante dans ce type de transformateur car ils peuvent être à l'origine de pertes supplémentaires importantes. De plus ces pertes ne sont pas constantes selon les couches de conducteurs pouvant

ainsi provoquer la présence de point chaud dans le bobinage. L'équation (3) détermine les pertes joules pour les basses fréquences. R_{dc} représente la résistance du bobinage mesurée en courant continu.

$$P_J = R_{dc} \cdot I_{eff}^2 \quad (3)$$

Cette formule est valable tant que l'épaisseur de Peau est nettement supérieure au diamètre du conducteur employé. Dans le cas contraire, la résistance du bobinage augmente pour les hautes fréquences, notée R_{ac} . L'épaisseur de Peau se calcule comme indiqué par l'équation (4).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{conducteur}}{\pi \cdot \mu_{conducteur} \cdot freq}} \quad (4)$$

Dans la relation suivante, la variable X définit le rapport entre l'épaisseur du conducteur et l'épaisseur de peau. Cette variable peut être pondérée selon la forme du conducteur par le facteur K_δ . Ce facteur vaut 1 dans le cas de conducteur en bande et 0.9 pour du conducteur rond.

$$X = \frac{h}{\delta} \cdot K_\delta \quad (5)$$

Ainsi si X est inférieur à 1 les pertes par effet de Peau et de proximité deviennent négligeables. Dans le cas contraire, il faut calculer un facteur de perte que l'on note F_r . Les pertes joules s'écrivent alors :

$$F_r = \frac{R_{ac}}{R_{dc}}$$

$$P_J = F_r \cdot R_{dc} \cdot I_{eff}^2 \quad (6)$$

En présence d'un courant fortement composé d'harmoniques, le facteur de perte et les pertes joules associées à chaque harmonique doivent être calculés. Ensuite il suffit de sommer ces pertes pour obtenir les pertes joules totales comme le décrit l'équation (7)

$$I = \sqrt{2} \sum_{h=0}^n I_{eff,h} \cos(h \cdot \omega \cdot t + \phi_h)$$

$$P_J = \sum_{h=0}^n F_{r,h} \cdot R_{dc} \cdot I_{eff,h}^2 \quad (7)$$

L'équation (8) donne la forme du facteur de perte et la Fig. 3 sa représentation graphique en fonction de X et du nombre de couche totale M de l'enroulement.

Pour limiter ce facteur, il faut minimiser le nombre de couches de conducteurs pour chaque bobinage et utiliser un conducteur adapté. Celui-ci doit être suffisamment discrétisé en sous conducteurs, isolés les uns des autres, comme du fils de Litz. Par contre, ces deux solutions d'amélioration sont également source de compromis, car la discrétisation excessive des conducteurs, peut entraîner une augmentation importante du nombre de couches, augmentation due à un conducteur plus encombrant possédant donc un coefficient de remplissage moins performant.

La géométrie du bobinage définit également la valeur de la self de fuite qui doit être acceptable vis à vis du cahier des charges. Sa détermination peut passer par des modèles analytiques [9] ou semi-analytiques [10].

$$F_r = X \left[G_1(X) + \frac{2}{3} (M^2 - 1) (G_1(X) - 2G_2(X)) \right]$$

$$G_1(X) = \frac{\sinh 2X + \sin 2X}{\cosh 2X - \cos 2X}$$

$$G_2(X) = \frac{\sinh X \cdot \cos X + \cosh X \cdot \sin X}{\cosh 2X - \cos 2X} \quad (8)$$

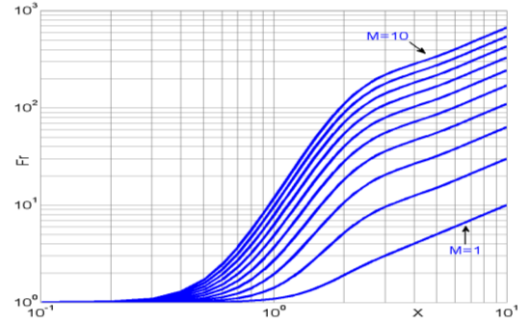


Fig. 3 : Evolution du facteur de perte en fonction du nombre de couches de conducteurs et du rapport X.

D. Thermique

Le modèle thermique du transformateur est d'une grande importance car il impacte grandement sur la conception de celui-ci. Dans le domaine ferroviaire, la durée de vie des transformateurs est longue, et atteint généralement 20 à 30 années de fonctionnement. Cette durée de vie est étroitement liée à l'usure des isolants et des vernis qui voient leur caractéristique diélectrique s'amenuiser. Dans le cas du Nomex par exemple, les données constructeurs indiquent que sa durée de vie double chaque fois que sa température baisse de 10K. La détermination précise de la température du transformateur ainsi que la connaissance des points chauds qui peuvent exister est donc important afin de ne pas surdimensionner le transformateur inutilement.

Le modèle présenté ne détermine que la température moyenne du transformateur. Celui-ci est un modèle à un nœud ne faisant intervenir que de la convection. Ainsi à partir des surfaces d'échange thermique et des pertes, il est possible d'obtenir l'élévation moyenne de température du transformateur.

Au sein du composant bobiné, il existe deux sources de pertes comme vu précédemment: les pertes cuivre et les pertes fer. Afin de s'affranchir des contraintes liées aux pertes fer, on limite celles-ci à un seuil de perte volumique ou massique, 3 W/kg par exemple. Pour y parvenir, il faut intervenir sur la valeur d'induction comme le souligne l'équation (1). En bridant les pertes fer à une densité raisonnable, celle-ci s'évacue aisément dans le canal de ventilation présent entre le circuit magnétique et la première couche de cuivre. De cette manière seules les pertes cuivre viennent alimenter le modèle. L'élévation de température ΔT s'écrit alors:

$$\Delta T = \frac{P_{cuivre}}{\alpha \cdot S} \quad (9)$$

La surface d'échange S, dépend du nombre de canaux et des dimensions géométriques du transformateur. Etant basée sur une géométrie à double tore imbriquée, il est difficile de parler de surface d'échange. Pour cela, on la calcule à partir

du produit des aires. Celui-ci étant en m^4 , S devient :

$$S = N_c K_g \sqrt{A_p} \tag{10}$$

Le coefficient K_g dépend intégralement de la topologie du transformateur et s'explique par le fait qu'un transformateur cuirassé ne possède pas les mêmes surfaces d'échange qu'un transformateur à galette par exemple. Il reste à déterminer le coefficient de transmissibilité surfacique thermique α . Celui-ci s'obtient à partir des équations (11) et (12) fournissant respectivement le nombre de Reynolds et Nusselt [11].

$$Re = \frac{\rho_{air} \cdot V_{air} \cdot D}{\eta_{air}} \tag{11}$$

$$Nu = \frac{\alpha \cdot D}{\lambda_{air}} = 0.02 \cdot Re^{0.8} \tag{12}$$

La relation présentée entre ces deux nombres est valable sous condition que l'écoulement des fluides soit en régime turbulent et non laminaire. Cette condition est parfaitement respectée dans le cas de transformateur à convection forcée. Le diamètre hydraulique D est, quant à lui, égale à deux fois l'épaisseur des canaux.

IV. BOUCLE D'OPTIMISATION

Cet article n'a pas pour but de comparer les différents types d'algorithmes d'optimisation mais d'exposer leurs intérêts par leurs aptitudes à résoudre ce genre de problème. En effet la Fig. 1 fait apparaître un nombre de boucles importants. La mise en place d'un algorithme d'optimisation permet de s'affranchir de « l'optimisation » réalisée à la main, augmentant ainsi l'espace de recherche des solutions et d'être garant de l'optimalité d'une solution. La Fig. 4 expose la mise en place d'un optimiseur. Celui-ci agit sur un ensemble de variables de conception. Ces variables sont les entrées des différents modèles et doivent être choisies judicieusement afin de :

- Limiter leur nombre
- Travailler avec des variables indépendantes les unes des autres

Le respect de ces deux règles permet de réaliser par la suite une étude de sensibilité afin de déterminer l'influence et la prépondérance de chaque variable.

Il est à noter que le problème à résoudre est :

- Multi objectifs : minimisation de plusieurs critères (prix, masse ...).
- Non linéaire : Non linéarité des modèles et présences de variables mixtes.
- Contraint : le cahier des charges.

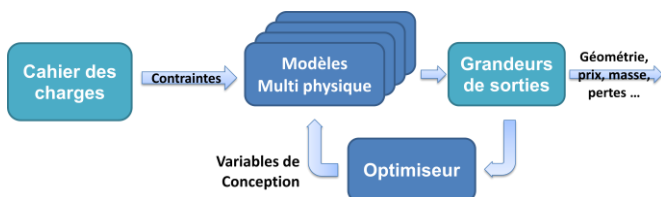


Fig. 4 : Mise en place d'une boucle d'optimisation

V. PRISE EN COMPTE DU CONVERTISSEUR

Actuellement la démarche de conception des convertisseurs peut être décrite par la Fig. 5.



Fig. 5: Démarche actuelle de conception des convertisseurs

Celle-ci fait ressortir la dissociation des compétences entre le concepteur de convertisseurs et celui de transformateurs qui sont généralement deux entités bien différentes. Il existe alors deux boucles d'optimisation indépendantes. Il ne peut donc aucunement y avoir de rétroaction sur le cahier des charges du transformateur. Or dans le cadre d'une démarche globale, l'optimisation indépendante de chaque composant du convertisseur ne donnera pas le convertisseur le plus performant vis-à-vis des critères d'optimisation. Pour y parvenir, il doit être possible de remettre en cause la conception du convertisseur et donc du cahier des charges du transformateur afin de réaliser un compromis optimal entre le design du convertisseur et celui du transformateur vis-à-vis du convertisseur complet. Cette démarche est représentée par la Fig. 6, où les deux boucles d'optimisation sont imbriquées.

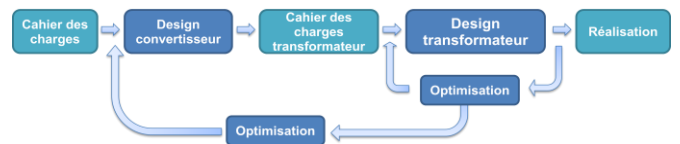


Fig. 6 : Démarche à mettre en place pour la conception des convertisseurs

Afin de réaliser ce type de démarche, la réunion des compétences du concepteur de convertisseur et de transformateur est indispensable.

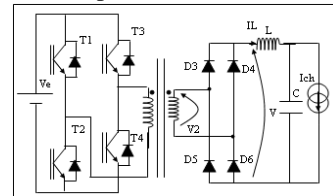


Fig. 7 : Convertisseur DC/DC à pont complet

VI. RESULTATS

Les résultats suivants sont issus de la simulation d'un convertisseur DC-DC de type pont complet comme présenté sur la Fig. 7. Les caractéristiques du convertisseur sont les suivantes :

- Puissance de la charge : 150kW
- Tension entrée : 1500V
- Tension de sortie : 600V
- Refroidissement air forcé

A. Transformateur

La fréquence de commutation du convertisseur et le matériau magnétique employé sont pris comme paramètres d'étude afin de dégager leurs influences sur la masse du transformateur résultant. Quatre matériaux ont été étudié :

- Fer-Silicium grain orienté M140-30
- Ferrite 3C92
- Nanocristallin Vitroperm 500 F

- Amorphe Metglast 2605SA1

Les matériaux magnétiques ont fortement évolué et il devient parfois difficile de déterminer le plus approprié à l'application visée. Pour les basses et hautes fréquences, respectivement inférieures à 100Hz et supérieures à 20kHz, le choix ne pose pas de problème et le concepteur s'orientera respectivement vers les tôles de fer et les ferrites. Cependant entre ces deux extrêmes, il existe d'autres matériaux tels que les nanocristallins et les amorphes. Il devient alors difficile de connaître la plage d'utilisation optimale de chaque matériau.

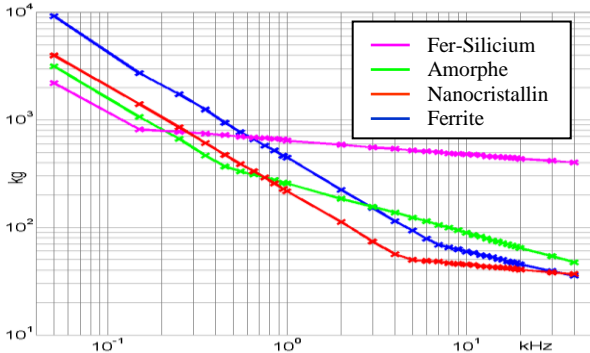


Fig. 8 : Evolution de la **masse** du transformateur en fonction de la **fréquence** du convertisseur et du matériau magnétique

La Fig. 8 permet de répondre à cette problématique en représentant l'évolution de la masse du transformateur en fonction de la fréquence et du matériau magnétique. Celle-ci fait bien émerger, aux fréquences extrêmes, le fer-silicium et la ferrite. Dans le cas de notre application, il en ressort que pour une plage de 20kHz, chaque matériau devient avantageux selon la fréquence choisie. Le nanocristallin possède une grande plage d'utilisation vis-à-vis des autres, cependant celle-ci serait plus faible vers les hautes fréquences par l'utilisation d'une ferrite de meilleure qualité que la 3C92.

L'échelle log-log de la Fig. 8 met en évidence la loi d'évolution de la masse en fonction de la fréquence pour un matériau donné. Celle-ci peut être représentée comme sur la Fig. 9 par deux droites sur le graphique se joignant en une fréquence F_c soit :

$$\begin{cases} \text{Masse} \propto \text{freq}^{-1} \text{ pour } \text{freq} \in]0; F_c[\\ \text{Masse} \propto \text{freq}^{-\lambda} \text{ pour } \text{freq} \in]F_c; \infty[\text{ avec } \lambda \in]0,1] \end{cases} \quad (13)$$

En dessous de la fréquence F_c , le matériau magnétique possède une induction égale à B_{sat} , les pertes fer étant très faibles. A partir de F_c , ces pertes deviennent importantes. Ainsi pour les limiter, l'induction est revue à la baisse pour conserver une densité de pertes fer acceptable.

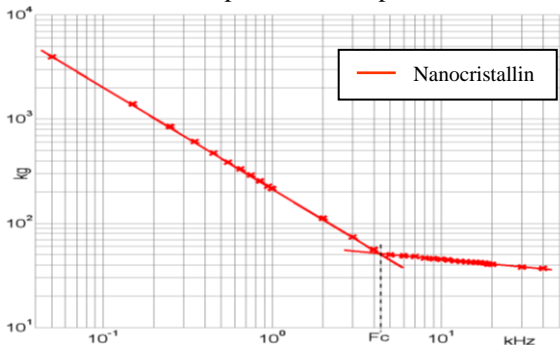


Fig. 9 : Loi comportementale de la **masse** du transformateur en fonction de la **fréquence** de découpage.

Cette fréquence F_c se retrouve analytiquement par l'équation (1) :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{P_{fer}}{\text{Volume fer}} &= \text{Densité de pertes fer max} \\ F_c &= \left(\frac{P_{fer}}{\text{Volume fer} \cdot K_p \cdot B_{sat}^b} \right)^{\frac{1}{a}} \end{aligned} \right. \quad (14)$$

La seule prise en compte du transformateur tend à montrer que l'augmentation de la fréquence de découpage du convertisseur est pleinement bénéfique sur la masse du transformateur. La Fig. 8 est toutefois à pondérer par le coût de chaque matériau, rendant les tôles de fer plus intéressantes qu'il n'y paraît.

B. Prise en considération du convertisseur

L'augmentation de la fréquence a un impact bénéfique sur le poids du transformateur, mais il en est tout autrement pour l'électronique du convertisseur. En effet les pertes par commutations des interrupteurs augmentent avec la fréquence de découpage. Pour évacuer ces pertes il faut par conséquent augmenter la surface d'échange thermique de l'électronique ce qui implique donc des radiateurs plus imposant et inévitablement lourds. Ainsi à basse fréquence, la masse du convertisseur DC-DC sera majoritairement due au transformateur alors qu'à haute fréquence ce sera celle des radiateurs du convertisseur qui dominera.

Le poids des radiateurs est proportionnel aux pertes vues par les interrupteurs et dépend de la résistance thermique du radiateur ainsi que de sa masse volumique

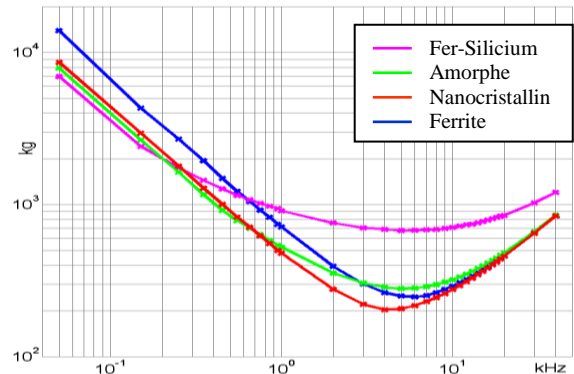


Fig. 10 : **Masse** de l'ensemble convertisseur-transformateur en fonction de la **fréquence** et du matériau magnétique

La Fig. 10 illustre le compromis qui existe et fait se détacher un optimum de la masse entre 4 et 6 kHz. La technologie des interrupteurs évoluant rapidement, la fréquence de l'optimum s'accroîtra avec le temps. De même il en sort que, pour cette exemple, le nanocristallin est le matériau idéal, mais que toutefois l'amorphe et la ferrite donnent de bons résultats comparé au fer silicium. Ce classement des matériaux se retrouve bien pour cette bande de fréquence sur la Fig. 8. Dans le futur, la nanocristallin fera place à la ferrite bien meilleure dans les hautes fréquences. De même une amélioration du refroidissement par l'adjonction de meilleurs radiateurs et/ou d'une meilleure ventilation augmentera cette fréquence optimale.

En effet, la Fig. 10 fait se distinguer, pour un matériau donné, deux asymptotes se croisant à la fréquence optimale. L'amélioration du système de refroidissement causera un

déplacement de l'asymptote droite vers la droite engendrant une fréquence optimale plus élevée et une masse minimale plus faible. Il en est de même par l'amélioration des pertes dans les interrupteurs.

C. Rendement de l'ensemble convertisseur-transformateur

Les résultats explicités précédemment portent uniquement sur une optimisation mono-objective de l'ensemble convertisseur-transformateur, en particulier sa masse. Or comme exprimé précédemment plusieurs critères sont à prendre en considération.

L'optimisation bi-objective du convertisseur selon sa masse et son rendement met en évidence de nouveaux compromis. En effet, le rendement du transformateur doit également être le meilleur possible, ou tout du moins compatible avec le cahier des charges.

La représentation des solutions obtenues sur un graphique ayant pour abscisse et ordonnée respectivement la masse et les pertes du convertisseur permet de représenter ce compromis comme sur la Fig. 11. Pour le cas d'étude, il se trouve encore que le nanocristallin est le matériau magnétique le plus approprié afin de répondre aux besoins du convertisseur

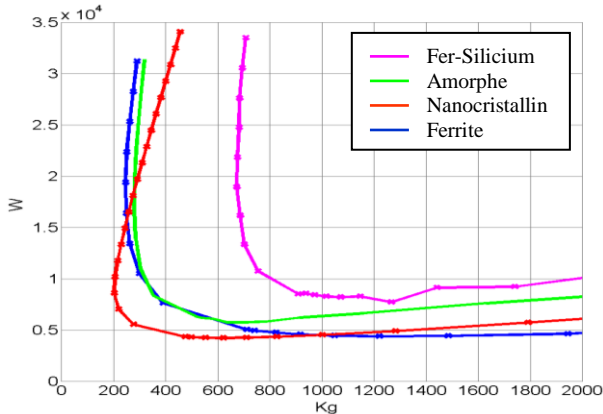


Fig. 11 : représentation des solutions de l'optimisation bi-objective (Pertes – Masse) de l'ensemble convertisseur-transformateur.

Dans le cas du nanocristallin, il existe un ensemble de solutions, chacune optimale, répondant aux critères de l'optimisation multi-objective. Ces solutions appartiennent au front de Pareto. La Fig. 12 reprend la courbe précédente du nanocristallin et affiche le front de Pareto accompagné des solutions non optimales.

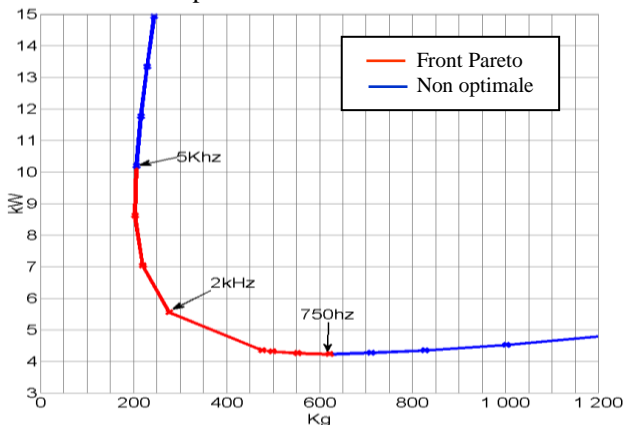


Fig. 12 : Front de Pareto 'Pertes – Masse' pour le l'ensemble convertisseur-transformateur utilisant un circuit nanocristallin

Ainsi il en revient au concepteur de savoir quel critère a le plus d'importance. La sélection de la masse conduira à une fréquence proche de 5kHz, fréquence que l'on retrouve par l'optimisation mono-objective précédente. Au contraire, si l'intérêt majeur porte sur les pertes, La fréquence sera sélectionnée vers les 750Hz. Une fréquence de 2 kHz représente un bon compromis entre la masse et le rendement du convertisseur.

VII. CONCLUSION

L'article a confirmé la nécessité d'une approche systémique et multi-objective, relevant différentes approches sur un exemple de convertisseur DC-DC. En effet, l'étude seule du transformateur ou de l'électronique ne permet pas de répondre à une démarche de conception optimale. L'étude de l'ensemble convertisseur – transformateur nous a permis de mettre en évidence les compromis qui existent et d'en extraire également les solutions non optimales. La présentation de l'optimisation bi-objective permet quant à elle de donner une démarche permettant de répondre convenablement aux cahiers des charges.

Cette approche reste qualitative n'ayant pas une précision importante sur les pertes au vu des modèles employés mais permet pleinement de comparer deux solutions simulées.

En perspective, nos modèles seront améliorés en utilisant des modèles à constantes localisées pour le circuit magnétique ainsi que pour le modèle thermique.

REFERENCES

- [1] P. S. Georgilakis, M. A. Tsili and A. T. Souflaris, « A heuristique solution to the transformer manufacturing cost optimization problem », *J.mater.Processing Technol.*, vol. 181n no. 1-3, pp. 260-266, 2007
- [2] W. G. Hurley, W. Wölfle, and J. G. Breslin, "Optimized transformer design: Inclusive of high frequency effects," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 651-659, July 1998.
- [3] T. V. Tran, S. Brisset, and P. Brochet, "A new efficient method for global discrete multilevel optimization combining branch-and-bound and space-mapping", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 45, No. 3, March 2009.
- [4] W. T. McLynam, *Transformer and Inductor Design Handbook*. NewYork: Marcel Dekker, 1978.
- [5] J. Makarovic, "Lightweight positioning : design and optimization of an actuator with two controlled degrees of freedom", *Technische Universiteit Eindhoven*, The Netherlands., PhD thesis, 2006
- [6] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings", *Proceedings of the IEEE*, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, Aug. 1966.
- [7] Xi Nan and C.R. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effectloss in high frequency windings of round conductors", 34th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2003.
- [8] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 127-31, Jan. 1994.
- [9] A. Pichon, "Calcul et construction des machines électriques statiques" *Société française des électriciens*, 1965
- [10] J.Turowski, M. Turowski, and M. Kopec: 'Method of three-dimensional network solution of leakage field in three-phase transformers', *IEEE Trans. Magn.*, 1990, 26, (5), pp. 2911-2917
- [11] Y. Bertin, "Refroidissement des machines électriques tournantes," *Technique de l'ingénieur*.
- [12] S. A. Ryder, "A simple method for calculating winding temperature gradient in power transformers," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 17, pp. 977-982, Oct. 2002.