

the 2000 0282
N° d'ordre :

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

THESE

**pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité : GENIE ELECTRIQUE**

présentée et soutenue publiquement par

Michel GILLOT

Diplômé de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Metz

le 28 avril 2000

ETUDE ET REALISATION DE TRANSFORMATEURS D'ADAPTATION D'IMPEDANCE HAUTE FREQUENCE 3 MVA POUR INSTALLATION DE CHAUFFAGE PAR INDUCTION

Directeurs de thèse : MM. Robert BAUSIERE et Francis PIRIOU

Jury :

MM	Guy SEGUIER - Professeur Emérite à l'USTL	Président
	Mouloud FELIACHI – Professeur à l'Université de Nantes	Rapporteur
	Daniel SADARNAC – Enseignant-chercheur HDR à Supélec	Rapporteur
	Robert BAUSIERE - Professeur à l'USTL	Examineur
	Régis BOIGE - P.D.G. de la société BOIGE et VIGNAL	Examineur
	Jacques NUNS - Ingénieur R & D à EDF-DRD, Moret-sur-Loing	Examineur
	Francis PIRIOU - Professeur à l'USTL	Examineur

AVANT-PROPOS

Cette étude a été menée :

- au groupe Induction-Plasma, Département Applications de l'Electricité dans l'Industrie, Division R&D de EDF au centre des Renardières à Moret-sur-Loing,
- au laboratoire CREFACI (Centre de Recherche et de Formation pour les Applications du Chauffage par Induction) à l'école des Hautes Etudes Industrielles à Lille.

Je tiens à remercier sincèrement :

Monsieur Jacques NUNS, pour le sujet très intéressant qu'il m'a proposé, pour les moyens techniques et humains mis à ma disposition, et pour m'avoir donné l'occasion de participer à de nombreux congrès internationaux,

Monsieur Raoul MOTTE-MOITROUX pour avoir accepté de mettre à ma disposition les matériels et logiciels du laboratoire CREFACI,

Messieurs BAUSIERE et PIRIOU pour avoir accepté de diriger cette thèse, pour m'avoir aidé à mettre de l'ordre dans mes idées parmi les nombreux prototypes étudiés, ainsi que pour la rédaction de ce mémoire,

Messieurs SEGUIER, FELIACHI et SADARNAC pour avoir accepté de juger ce travail,

l'école des HAUTES ETUDES INDUSTRIELLES pour m'avoir accordé du temps dans ma charge d'enseignant,

les élèves-ingénieurs de l'école HEI qui m'ont aidé par leur travail dans ce projet,

mes collègues de HEI qui ont contribué de près ou de loin à l'avancement de ce travail,

Monsieur Régis BOIGE pour m'avoir permis de présenter le prototype du transformateur 3MVA sur le stand de BOIGE et VIGNAL S.A lors du congrès PCIM'98.

SOMMAIRE

INTRODUCTION

CHAPITRE I : CONTEXTE DE L'ÉTUDE 11

1	Le chauffage par induction	11
1.1.	Principe	11
1.2.	La charge	16
1.3.	Les condensateurs de compensation	18
1.4.	Les convertisseurs de fréquence	20
1.5.	Adaptation d'impédance	22
2	Géométrie des transformateurs monophasés	28
2.1.	Le transformateur cuirassé ou à colonne	29
2.2.	Le transformateur coaxial	31
2.3.	Le transformateur 'à spires planes' ou 'Planar'	33
3	Les éléments constituant le transformateur	35
3.1.	Composants magnétiques	35
3.2.	Enroulements	39
3.3.	Isolants	41
4	Modélisation des transformateurs monophasés	43
4.1.	Modèle de représentation électrique	44
4.2.	Modèle de représentation magnétique	45
4.3.	Modèle de représentation par réseaux d'éléments RLC	46
4.4.	Méthode des éléments finis	47
5	Conclusion	50

CHAPITRE II : LE TRANSFORMATEUR COAXIAL 51

1	Géométrie des transformateurs étudiés	51
2	Caractéristiques des matériaux	53

3	Modélisation par éléments finis	54
4	Méthodes de mesure expérimentale	55
4.1.	Essai à vide	57
4.2.	Essai en court-circuit	59
4.3.	Essai en charge	60
4.4.	Mesure de capacité primaire-secondaire	61
5	Resultats pour les transformateurs 'B1' et 'B2'	61
5.1.	Détermination de l'inductance L_M	62
5.2.	Induction dans le circuit magnétique	64
5.3.	Détermination de R_1 et L_1	65
5.4.	Détermination de R_m	74
5.5.	Détermination de C_1	75
5.6.	Capacité entre enroulements primaire et secondaire	76
6	Validité des modèles	77
6.1.	Modèles des transformateurs 'B1' et 'B2'	77
6.2.	Programmes de calcul par Matlab®	79
6.3.	Essais en charge	79
7	Conclusion	80

CHAPITRE III : LE TRANSFORMATEUR À SPIRES PLANES 83

1	Le transformateur 1,5 MVA	83
1.1.	Géométrie	83
1.2.	Caractéristiques des matériaux et modélisation par éléments finis	85
1.3.	Méthode de détermination des paramètres	86
1.4.	Détermination de R_m	87
1.5.	Détermination de l'inductance L_m	88
1.6.	Induction dans le circuit magnétique	89
1.7.	Calcul de la résistance R_1	90
1.8.	Mesure de R_1	97
1.9.	Explication possible des pertes supplémentaires	98
1.10.	Détermination de L_1	100
1.11.	Détermination de C_1	103
1.12.	Détermination de $C_{p,s}$	104
1.13.	Modèle du transformateur 1,5 MVA – Essais en charge	106
1.14.	Rendement	108

2	Le transformateur 3 MVA	109
2.1.	Structure et géométrie	111
2.2.	Détermination des paramètres	112
2.3.	Origine des pertes supplémentaires	114
2.4.	Essais en charge	117
2.5.	Conclusion	119

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

INTRODUCTION

L'initiative de ce projet provient d'une recherche effectuée par Benoît Michaud en 1994, dans le cadre d'une thèse portant sur l'étude d'une torche à plasma inductif de 350kW [1]. La demande émane du groupe Induction-Plasma de la Direction des Etudes et Recherches de EDF à Moret-sur-Loing, sous la conduite de Jacques Nuns.

Il ressort de cette étude que pour atteindre une tension de l'ordre de 2kV pour un tel dispositif, il existe deux possibilités qui sont le pont capacitif élévateur de tension et le transformateur. Le pont capacitif étant délicat à mettre en œuvre, le transformateur représente la technologie la plus fiable pour obtenir une stabilité de fonctionnement.

Un premier prototype de 1MVA, basé sur la technologie 'Planar' (représentation schématique sur la figure I-1) est réalisé. Celui-ci provient d'un transformateur à air initialement conçu pour étudier l'amorçage des plasmas inductifs. Il permet d'élever la tension par un facteur 4. Le diamètre intérieur est de 14 cm et la hauteur de 26 cm. Les enroulements sont parcourus par une circulation d'eau de refroidissement [20]. Des ferrites sont utilisées pour augmenter l'inductance de magnétisation ce qui permet de limiter le courant absorbé et donc, les pertes. Les inductances de fuite ainsi que les résistances équivalentes des conducteurs étant trop élevées, ce prototype ne suffit pas pour atteindre des performances plus élevées en terme de chute de tension et de rendement

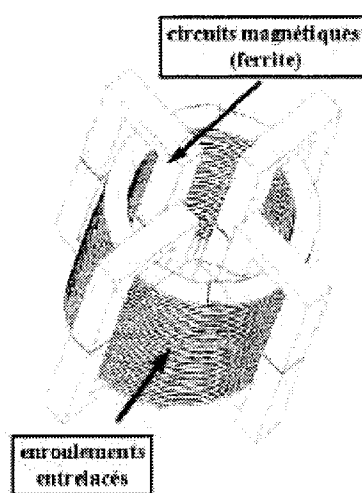


figure I-1 : Prototype de transformateur

Parallèlement, une pré-étude a également été entreprise sur la technologie du transformateur coaxial. Un prototype est réalisé mais rapidement abandonné pour des problèmes technologiques dus à la fabrication. En effet, pour obtenir un rapport de transformation qui élève la tension avec un facteur 4, il est nécessaire de bobiner 4 tours de câble de fil divisé (fil de Litz) à l'intérieur d'un tube. L'encombrement pour passer les câbles et assurer leur connexion pose des problèmes d'isolation.

Des solutions existent, mais elles entraîneraient un coût d'étude et de fabrication trop élevé. A partir de là, un nouveau projet a été lancé, qui est présenté en partie au travers de cette étude. Nous avons alors choisi de réaliser des éléments de transformateur de rapport 1:1 que l'on peut associer en série et en parallèle de façon à créer le rapport de transformation souhaité (voir §2.2). La contrepartie est que les liaisons entre éléments vont générer des effets inductifs et résistifs supplémentaires qui dégraderont les performances.

Dans cette thèse, nous étudierons les deux technologies de transformateurs évoquées précédemment, pour une plage de fréquence qui s'étend de 50 kHz à 300 kHz.

Dans le premier chapitre, nous préciserons l'environnement du transformateur et les différentes configurations possibles. Puis nous présenterons les résultats issus de l'étude des transformateurs coaxiaux d'une puissance de 400kVA dans le second chapitre. Le dernier chapitre sera consacré aux deux prototypes de transformateurs 'Planar', respectivement de puissance 1,5 MVA et 3 MVA.

Un modèle sera proposé pour chacun de ces prototypes, établi à partir d'essais et de modélisations par éléments finis.

CHAPITRE I CONTEXTE DE L'ETUDE

1 LE CHAUFFAGE PAR INDUCTION

1.1. Principe

Le chauffage par induction est une application directe de deux phénomènes d'électromagnétisme :

- la loi de Lenz-Faraday (génération d'une tension induite dans une boucle conductrice traversée par un flux d'induction variable)
- la loi d'Ohm (génération de puissance active dans un milieu résistif parcouru par un courant)

Au moyen d'un conducteur parcouru par un courant I_1 , le plus souvent sous forme d'enroulement bobiné solénoïde appelé inducteur, on crée un champ magnétique alternatif. Toute substance conductrice de l'électricité se trouvant dans ce champ magnétique variable, est le siège de forces électromotrices d'induction et par conséquent de courants induits I_2 (figure I-1). Ces courants induits vont dissiper de la chaleur par effet Joule dans la substance même où ils ont pris naissance [35], [36], [37], [40].

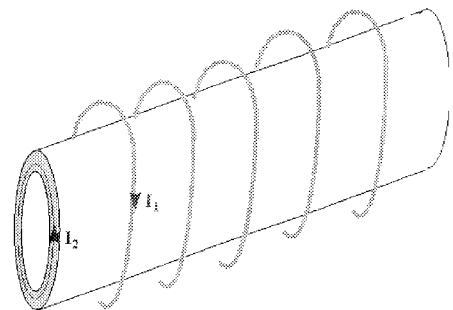


figure I-1 : L'inducteur et la pièce à chauffer

On assimile souvent l'ensemble inducteur et pièce à chauffer à un transformateur pour lequel l'inducteur constitue les spires primaires et la pièce constitue à la fois le bobinage secondaire de type mono-spire, ainsi que la résistance de charge dissipant de la puissance par effet Joule.

Sous l'action de la fréquence, les courants circulent dans une épaisseur de peau δ dont l'expression est :

$$\delta = \text{épaisseur de peau} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}$$

équation I-1

avec $\rho = \text{résistivité}$
 $f = \text{fréquence des courants}$
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ S.I.}$
 $\mu_r = \text{perméabilité magnétique relative}$

Dans ces conditions, pour une fréquence de fonctionnement donnée, il est alors possible d'effectuer différents types de traitements : chauffage à cœur ou en périphérie (fusion ou traitement superficiel de surface).

Les lois du chauffage par induction proviennent des équations de Maxwell qui s'écrivent, si on néglige les courants de déplacement, sous la forme suivante :

loi de Faraday

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

équation I-2

conservation du flux

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

équation I-3

théorème d'Ampère

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j}$$

équation I-4

auxquelles viennent s'ajouter les lois de comportement des matériaux :

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

équation I-5

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}$$

équation I-6

Nous ne décrivons pas ici les équations liées aux phénomènes thermiques et mécaniques.

Les équations utilisées en chauffage par induction, dans les cas simples, c'est à dire pour des pièces cylindriques de révolution pleines ou creuses, ou pour des produits plats, peuvent être résolues analytiquement [40]. On en déduit alors :

l'expression de la puissance active transmise à une pièce :

$$P_c = \rho_c \frac{H^2}{\delta_c} \cdot F \cdot S_c$$

équation I-7

avec δ_c = épaisseur de peau dans la pièce
 ρ_c = résistivité (moyenne) de la pièce
 H = champ magnétique
 F = facteur de transfert de la puissance active
 S_c = surface extérieure de la pièce soumise au champ H

l'expression de la puissance réactive transmise à une pièce :

$$Q_c = \rho_c \frac{H^2}{\delta_c} \cdot G \cdot S_c$$

équation I-8

avec δ_c = épaisseur de peau dans la pièce
 ρ_c = résistivité (moyenne) de la pièce
 H = champ magnétique
 G = facteur de transfert de la puissance réactive
 S_c = surface extérieure de la pièce soumise au champ H

F et G, que l'on appelle respectivement facteur de transfert de puissance active et réactive, proviennent de la résolution des équations de Maxwell, ce qui conduit à des solutions sous forme de fonctions de Bessel.

On trouvera sur la figure I-2 les abaques appelés courbes de Starck permettant de déterminer F et G dans le cas du chauffage de produits à section rectangulaire. Ceux-ci font intervenir le rapport b/a , b représentant la largeur du produit et a son épaisseur ($b \gg a$), ainsi que a/p avec p désignant l'épaisseur de peau δ à la fréquence considérée.

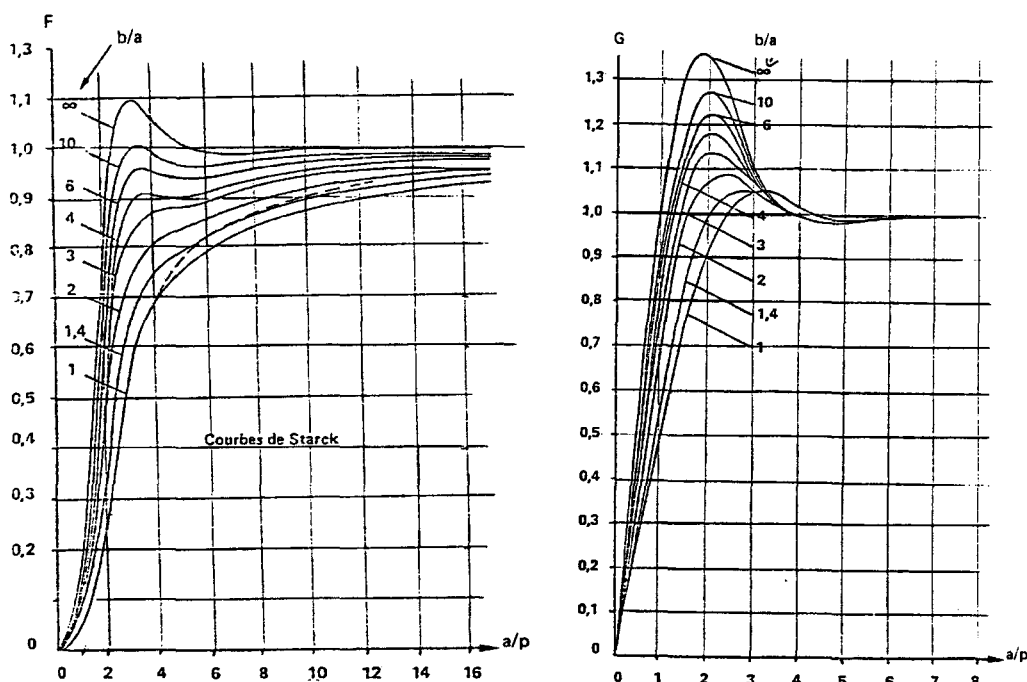


figure I-2 : Courbes de Starck dans le cas de produits plats [40]

Il est également possible de déterminer l'expression de la puissance active dissipée dans l'inducteur :

$$P_I = \rho_I \frac{H^2}{\delta_I \cdot k_I} \cdot S_I$$

équation I-9

avec ρ_I = résistivité de l'inducteur
 δ_I = épaisseur de peau dans l'inducteur
 H = champ magnétique
 S_I = surface extérieure de l'inducteur
 k_I = coefficient de remplissage des spires

et l'expression de la puissance réactive dans l'inducteur. En règle générale [40], on considère :

$$Q_r \approx P_r$$

équation I-10

Enfin, l'expression de la puissance réactive stockée dans le volume V_e (en général de l'air) situé entre la pièce et l'inducteur s'écrit :

$$Q_{entrefer} = 2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot H^2 \cdot V_e$$

équation I-11

avec $f = \text{fréquence}$
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ S.I.}$
 $H = \text{champ magnétique}$
 $V_e = \text{volume situé entre la pièce et l'inducteur}$

Le courant I dans le cas d'un inducteur ayant la forme d'un solénoïde suffisamment long, a pour expression :

$$I = \frac{H \cdot L}{N}$$

équation I-12

avec $H = \text{champ magnétique}$
 $L = \text{longueur de l'inducteur}$
 $N = \text{nombre de spires de l'inducteur}$

Dans le cas de structures plus complexes, il est nécessaire de résoudre les équations de Maxwell par la méthode des éléments finis en 2 ou 3 dimensions.

La technique du chauffage par induction existe depuis environ 50 ans, date à laquelle les convertisseurs électromécaniques permettaient de délivrer des courants de moyenne fréquence. Actuellement, les convertisseurs sont plutôt constitués d'interrupteurs à semi-conducteurs sous forme principalement d'onduleurs de tension et de courant de façon à tendre vers le minimum de pertes. Pour des fréquences supérieures à 500 kHz, les oscillateurs comportant des tubes à vide restent encore aujourd'hui les plus adaptés.

L'avantage du chauffage par induction est, sans aucun doute, sa forte capacité de transfert de puissance associée à une application possible de l'énergie sans contacts. A titre d'exemple, on peut citer le cas de traitement thermique de produits au défilé. Le débit massique à traiter, associé à des températures élevées, nécessite une puissance très importante. Les vitesses de défilement n'autorisent pas les solutions de transfert de chaleur par conduction ou par captage radiatif. Le chauffage par induction trouve alors sa place puisque c'est le matériau lui-même qui est source d'énergie.

On considère trois gammes de fréquence suivant le type de traitement à effectuer : de 50 Hz à 1000 Hz (basse fréquence) pour le chauffage à cœur et la fusion des métaux, de 1000 Hz à 35 kHz (moyenne fréquence) pour les traitements localisés sur des pièces relativement massives, et de 35 kHz à 5 MHz (haute fréquence) pour les produits fins ou pelliculaires.

Un autre paramètre caractéristique est la puissance spécifique injectée dans la pièce rapportée à la surface du matériau. Elle peut atteindre 10^4 kW/m².

1.2. La charge

Nous appelons charge l'ensemble inducteur et pièce.

L'inducteur est le plus souvent constitué de spires conductrices en cuivre enroulées sous forme d'un solénoïde, la pièce à chauffer se trouvant à l'intérieur du solénoïde. On peut également trouver des enroulements plats ou de forme adaptée à la pièce.

Dans la majorité des cas, pour les installations industrielles (de 5 kW à 1MW), les conducteurs formant les spires sont des tubes de cuivre afin de permettre une circulation interne d'eau de refroidissement. Pour des applications de puissance inférieure à 2kW comme les cuisinières à induction, les conducteurs sont constitués de fils divisés et refroidis par convection forcée d'air.

La pièce quant à elle, peut prendre différentes formes surfaciques (plaques, cylindres, surfaces annulaires, surfaces complexes) ou volumiques. Les matériaux conducteurs à traiter sont généralement constitués d'aciers magnétiques ou amagnétiques (aluminium, cuivre). On peut trouver

des matériaux particuliers comme le verre ou les gaz plasmagènes, qui deviennent conducteurs à haute température.

Dans le but d'illustrer par un cas concret la mise en œuvre d'une charge en chauffage par induction, nous avons choisi de montrer (figure I-3) le cas simple de chauffage d'un tube. Nous avons donc réalisé un inducteur au laboratoire CREFACI (Centre de Recherche, d'Essais et de Formation pour les Applications du Chauffage par Induction) de HEI, puis nous avons effectué une modélisation par éléments finis de ce dispositif au moyen du logiciel Flux2d®.

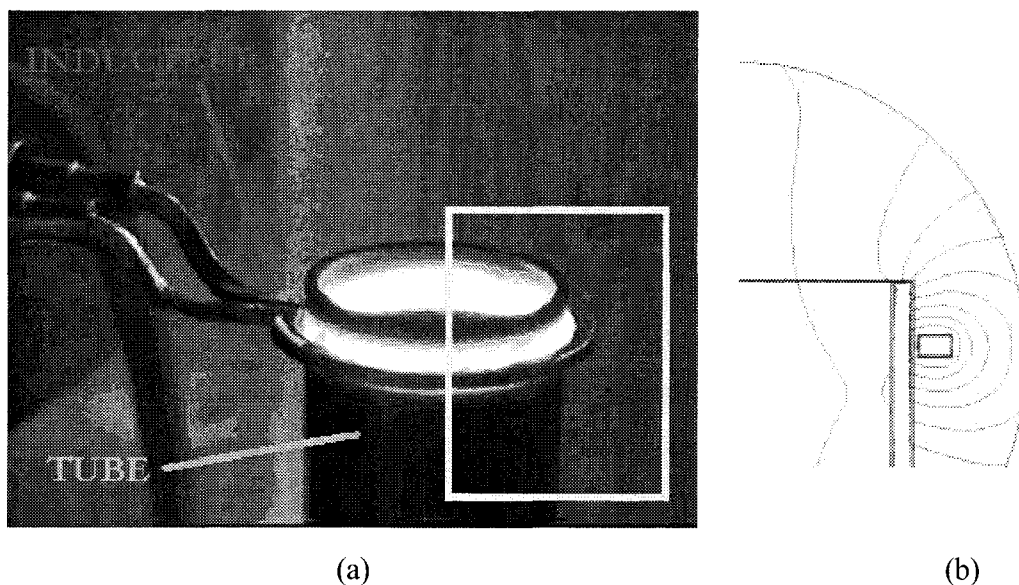


figure I-3 : Exemple de chauffage d'une charge tubulaire

Le tube chauffé est un cylindre d'acier de diamètre extérieur 60 mm et d'épaisseur 3 mm, L'inducteur, de type mono-spire, a un diamètre intérieur de 62 mm. Il est réalisé en tube de cuivre à section rectangulaire ce qui permet un refroidissement par circulation d'eau.

Nous pouvons voir cette charge en fonctionnement sur la figure I-3 (a). Elle est alimentée par un courant à la fréquence de 131 kHz, sous une tension aux bornes de l'inducteur de 40V. Ceci permet d'obtenir après stabilisation en régime permanent, le chauffage localisé du tube à une température de l'ordre de 1000°C. A ce point de fonctionnement, l'acier est devenu amagnétique ($\mu_r=1$). Sa résistivité est de l'ordre de $100 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$. La profondeur de peau dans la pièce est de 1,3 mm. Sur la figure I-3 (b), la géométrie modélisée est de type axisymétrique. Nous pouvons voir la

représentation des lignes de flux correspondant à la zone encadrée de la figure I-3 (a). Nous supposons avoir atteint un régime de fonctionnement stabilisé en température.

Le comportement de la charge dépend essentiellement de la résistivité électrique de la pièce ρ_e , de sa perméabilité magnétique μ ou de sa forme. Les deux premières caractéristiques sont fortement influencées par la température. Or, le chauffage par induction permet des transferts de puissance très importants dans un temps très court. Dans ces conditions, l'étude de ce type de phénomène conduit à résoudre des problèmes couplés non-linéaires.

Dans la majorité des cas, on supposera que le régime de fonctionnement stabilisé est atteint. Dans ces conditions, la charge peut être considérée comme un simple dipôle R-L correspondant respectivement aux puissances actives et réactives transmises. Etant données les valeurs importantes de $L\omega$ devant R, il est possible de supposer que les grandeurs tension et courant sont parfaitement sinusoïdales.

Le déphasage φ qui existe entre courant et tension s'exprime alors par :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{L\omega}{R}$$

équation I-13

où $\operatorname{tg}\varphi$ représente le rapport entre la puissance réactive et la puissance active fournies à la charge. Dans les applications du chauffage par induction, cette valeur de $\operatorname{tg}\varphi$ est couramment comprise entre 3 et 30.

1.3. Les condensateurs de compensation

Les valeurs de $\operatorname{tg}\varphi$ données ci-dessus conduisent à un $\cos\varphi$ "relativement" faible puisqu'il se situe entre 0,03 et 0,3. Afin de permettre un fonctionnement dans les meilleures conditions, c'est à dire avec des courants et des tensions minimum pour une même puissance active transmise à la

charge, il est indispensable d'effectuer une compensation de l'énergie réactive avec un ensemble de condensateurs de compensation.

D'autre part, l'association d'un circuit R-L avec un élément capacitif constitue un circuit oscillant. Cette fonction est intéressante puisqu'elle peut être intégrée, soit au sein d'un oscillateur que l'on trouve généralement dans les générateurs haute fréquence ou bien en sortie d'un onduleur lorsqu'il s'agit de transmettre de fortes puissances pour des fréquences plus basses. Ces deux possibilités se retrouvent d'ailleurs dans la majorité des systèmes d'alimentation de charges en chauffage par induction.

Les deux familles de circuits oscillants que l'on connaît sont le circuit oscillant de type parallèle et le circuit oscillant de type série. Dans le cas du chauffage par induction, il n'existe que deux possibilités qui correspondent aux cas décrits figure I-4 et figure I-5.

En ce qui concerne le circuit oscillant parallèle de la figure I-4, la fréquence de résonance est

égale à $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 - \frac{R^2C}{L}}$ et l'impédance équivalente qui passe par un maximum, est égale à

$$\underline{Z_{eq}}(\omega_0) = \frac{L}{RC}.$$

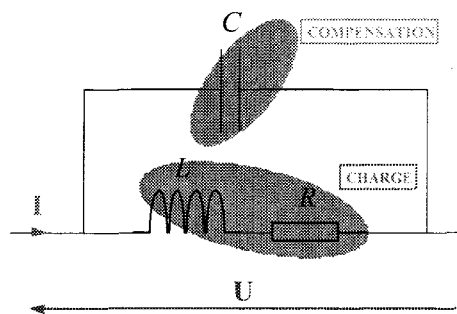


figure I-4 : Circuit oscillant de type parallèle

En ce qui concerne le circuit oscillant de type série de la figure I-5, la fréquence de

résonance est égale à $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ et l'impédance équivalente qui passe par un minimum, est égale à

$$\underline{Z_{eq}}(\omega_0) = R.$$

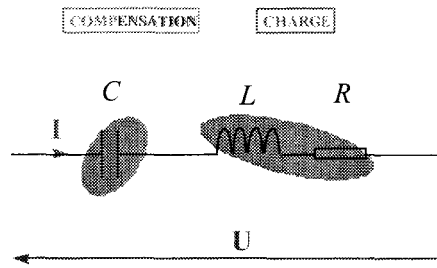


figure I-5 : Circuit oscillant de type série

Dans ces conditions, la charge équivalente se comporte, non plus comme une impédance complexe, mais comme une résistance. Pour un bon fonctionnement, le niveau de tension de la source doit pouvoir s'adapter parfaitement à l'impédance équivalente du circuit RLC à la résonance. Dans le cas contraire, la puissance active fournie par la source ne sera pas celle qui est prévue : l'installation est alors mal dimensionnée.

Dans ce qui suit, nous présentons donc les caractéristiques des convertisseurs de fréquence utilisés en chauffage par induction dans la gamme de fréquence qui nous intéresse. Le moyen de les adapter au dipôle RLC formé par la charge et les condensateurs de compensation sera également étudié.

1.4. Les convertisseurs de fréquence

Dans les gammes de fréquence et de puissance qui nous concernent, les convertisseurs de fréquence les plus utilisés sont les onduleurs de tension ou les onduleurs de courant. Etant données les valeurs courantes d'impédances de charge, l'onduleur de courant est la structure la plus adaptée au chauffage par induction [25].

Nous pouvons voir en figure I-6 la structure de ces onduleurs dans les deux cas.

Les commutateurs S_1 à S_4 sont, selon la topologie, des interrupteurs statiques commandés à base de thyristors, transistors MosFet ou IGBT associés à des diodes. Dans le cas d'un onduleur de courant, ils seront de type thyristor diode dual (bidirectionnels en tension et unidirectionnels en

courant) et commandés à l'ouverture lorsque le circuit RLC est à tendance inductive à proximité de la résonance.

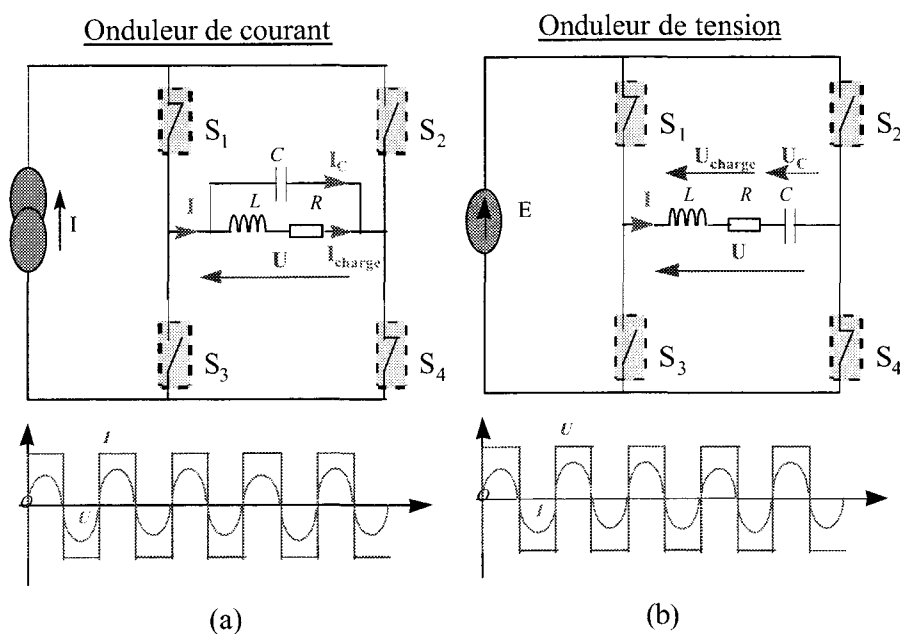


figure I-6 : Onduleur de tension et onduleur de courant

L'onduleur de courant peut alimenter un circuit oscillant de type parallèle (figure I-6-a) puisque ce dernier constitue une source de tension au sens topologique des convertisseurs de l'électronique de puissance. Cette structure, qui est la plus utilisée en chauffage par induction, s'adapte bien aux charges de basse impédance et supporte les valeurs de $\text{tg}\varphi$ élevées, car les surcourants engendrés peuvent être maîtrisés par un refroidissement forcé efficace. Au voisinage de la résonance dans le cas de l'onduleur de courant, nous avons la relation suivante :

$$I_c \approx I \cdot \text{tg}\varphi = I_{\text{charge}}$$

équation I-14

Par dualité, un onduleur de tension pourra alimenter un circuit oscillant de type série (figure I-6-b). Cette structure s'adapte bien aux charges de plus forte impédance et convient mieux pour les charges à faible valeur de $\text{tg}\varphi$, car les problèmes de surtension aux bornes des condensateurs ou bien de la charge sont plus difficiles à maîtriser. Au voisinage de la résonance, la relation entre les différentes tensions dans le cas de l'onduleur de tension devient :

$$U_{\text{charge}} = U_c \approx U \cdot \text{tg}\varphi$$

équation I-15

Les niveaux de tension délivrés par les convertisseurs dépendent de la tension redressée du réseau 50 Hz. Ceci nous amène, en tenant compte des chutes de tensions en ligne jusqu'aux batteries de condensateurs, à un niveau de tension de l'ordre de 500V. Le réglage est généralement effectué au moyen d'un redresseur commandé, ce qui permet de faire varier la puissance dans la charge pour assurer, par exemple, la régulation de température de la pièce chauffée.

1.5. Adaptation d'impédance

Nous avons vu précédemment que la charge, associée à une batterie de condensateurs de compensation, se comporte comme une impédance réelle à la résonance. Il s'agit d'alimenter cette impédance par un niveau de tension permettant de dégager la puissance active nécessaire au procédé de chauffage.

Prenons le cas de recuit d'une tôle par chauffage au défilé. Un calcul est présenté en Annexe 1. Nous montrons, par cet exemple, que le niveau de tension d'alimentation de l'inducteur doit être de l'ordre de 1800V. Or, les générateurs ne pouvant naturellement pas fournir de tensions supérieures à 500V, il est nécessaire d'augmenter la tension entre onduleur et inducteur. L'adaptation du niveau de tension revient à effectuer une adaptation d'impédance.

Les charges généralement concernées sont :

- les charges en plasma inductif, car la valeur du $\text{tg}\varphi$ est importante au démarrage du procédé,
- les charges en haute fréquence nécessitant de fortes puissances (chauffage de bandes et de tôles au défilé).

Pour élever la tension, deux possibilités existent : l'utilisation d'un pont élévateur capacitif, ou la mise en place d'un transformateur adaptateur d'impédance.

1.5.1. Adaptation par pont éleveur capacitif

Ce cas de figure a été traité par B. Michaud [1]. Il consiste à ajouter un deuxième condensateur en série avec la charge lorsque l'on utilise un circuit oscillant de type parallèle.

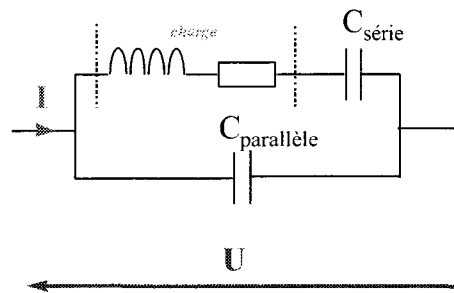


Figure I-7 : Le pont éleveur capacitif

Il s'agit d'un circuit du 3^{ème} ordre, avec deux fréquences de résonance distinctes. Une fréquence f_s correspondant à la résonance série, et une fréquence f_p correspondant à la résonance parallèle. Pour pouvoir fonctionner de manière naturelle, le circuit doit se comporter comme un circuit résonant parallèle. Quant au circuit formé par la charge et le condensateur $C_{\text{série}}$, il doit bien sûr pouvoir être assimilé à une impédance inductive. C'est le cas lorsque la fréquence de commande de l'onduleur est supérieure à la fréquence de résonance parallèle.

Les inconvénients de ce circuit sont :

- la possibilité de retrouver une composante de tension continue aux bornes des condensateurs,
- l'existence de deux fréquences de résonance proches l'une de l'autre,
- l'existence d'une charge critique pour laquelle le circuit oscillant ne fonctionne plus,
- une commande d'autopilotage des interrupteurs qui devient complexe,
- la nécessité d'utiliser des condensateurs à tension de claquage très élevée sur le circuit série,
- la gestion des variations brusques de charge (plasma par exemple).

L'avantage est que, dans le cas d'un fonctionnement optimal, le rendement de ce type d'adaptation d'impédance est excellent, puisqu'il ne dépend que des pertes occasionnées par les éléments passifs capacitifs fonctionnant en régime sinusoïdal.

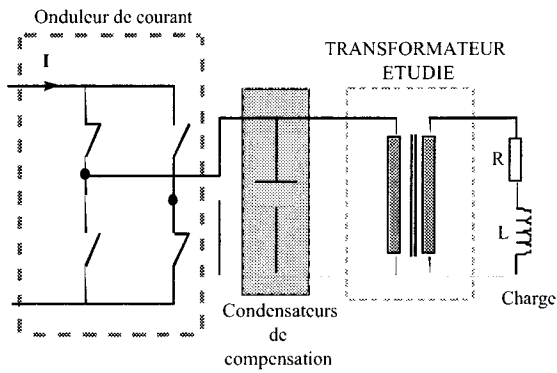
1.5.2. Adaptation par transformateur

L'utilisation de transformateurs adaptateurs d'impédance est un moyen qui est largement utilisé dans différentes disciplines de l'électricité et plus particulièrement en électrotechnique. La fonction première du transformateur est de transmettre de l'énergie, en élevant ou en abaissant la tension. Son inconvénient majeur provient du fait qu'il dégrade les caractéristiques de rendement de l'installation, notamment dans les cas de fortes puissances et de moyenne fréquence. Enfin, il introduit des imperfections pouvant nuire au mode de fonctionnement de la source qui l'alimente.

Dans ce qui suit, nous allons décrire les différentes possibilités d'utilisation de ce composant pour les applications de chauffage par induction. Nous nous placerons dans le cas de l'alimentation de la charge par une source de type onduleur de courant si nous avons choisi un circuit oscillant de type parallèle, ou une source de type onduleur de tension si nous avons choisi un circuit oscillant de type série. En effet, ces deux topologies sont les plus adaptées dans la gamme de fréquence qui nous intéresse (voir §1.4).

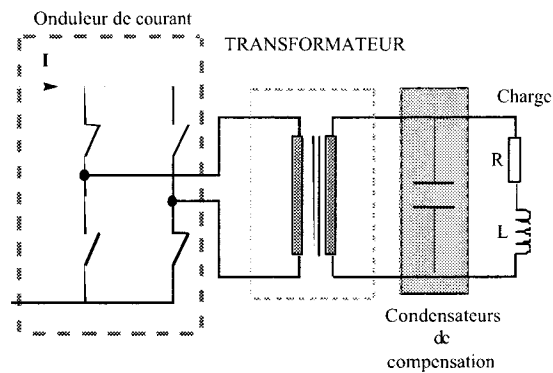
En ce qui concerne la topologie en onduleur de courant, on peut envisager trois cas qui sont présentés sur la figure I-8.

Pour le cas (a), les condensateurs peuvent fonctionner sous tension 'raisonnable' et le transformateur est alimenté en ondes de tension et de courant quasiment sinusoïdales, ce qui limite l'effet des capacités parasites. De plus, l'inductance équivalente de la charge vue du primaire est divisée par le rapport de transformation au carré, ce qui ramène la fréquence de résonance à une valeur plus élevée, et permet ainsi d'utiliser des charges d'impédance relativement importante en haute fréquence. Par contre, le transformateur transporte toute l'énergie réactive de la charge : par les courants importants que cela occasionne, les pertes dans les conducteurs sont fortement augmentées.



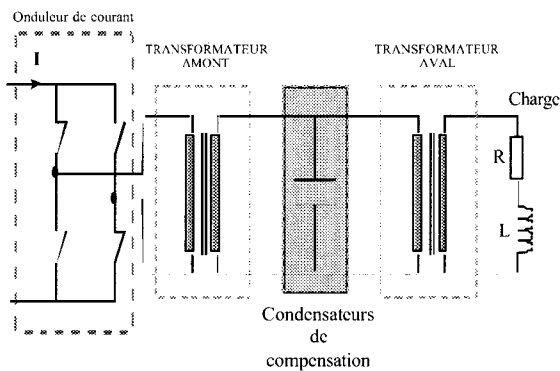
(a)

adaptation entre les condensateurs de compensation et la charge R-L



(b)

adaptation entre le circuit résonant R-L-C et l'onduleur



(c)

adaptation utilisant les cas (a) et (b)

figure I-8 : Différentes possibilités d'adaptation par transformateur - Cas de l'onduleur de courant

Pour le cas (b), le transformateur ne fait transiter que de la puissance active, puisque les condensateurs de compensation permettent d'obtenir un $\cos\phi$ de l'installation proche de 1. Les courants et tensions devenant moins importants, ses dimensions diminuent, ainsi que ses pertes. Par contre, le transformateur se trouve directement alimenté par des créneaux de courant, ce qui interdit tout bon fonctionnement de l'onduleur à cause des inductances de fuite. Il serait possible de corriger

ce problème en utilisant une connexion entre l'onduleur et le transformateur qui soit à tendance capacitive, de façon à compenser la composante inductive parasite.

En ce qui concerne la topologie en onduleur de tension, nous trouvons de façon analogue à l'onduleur de courant, les 3 possibilités représentées sur la figure I-9:

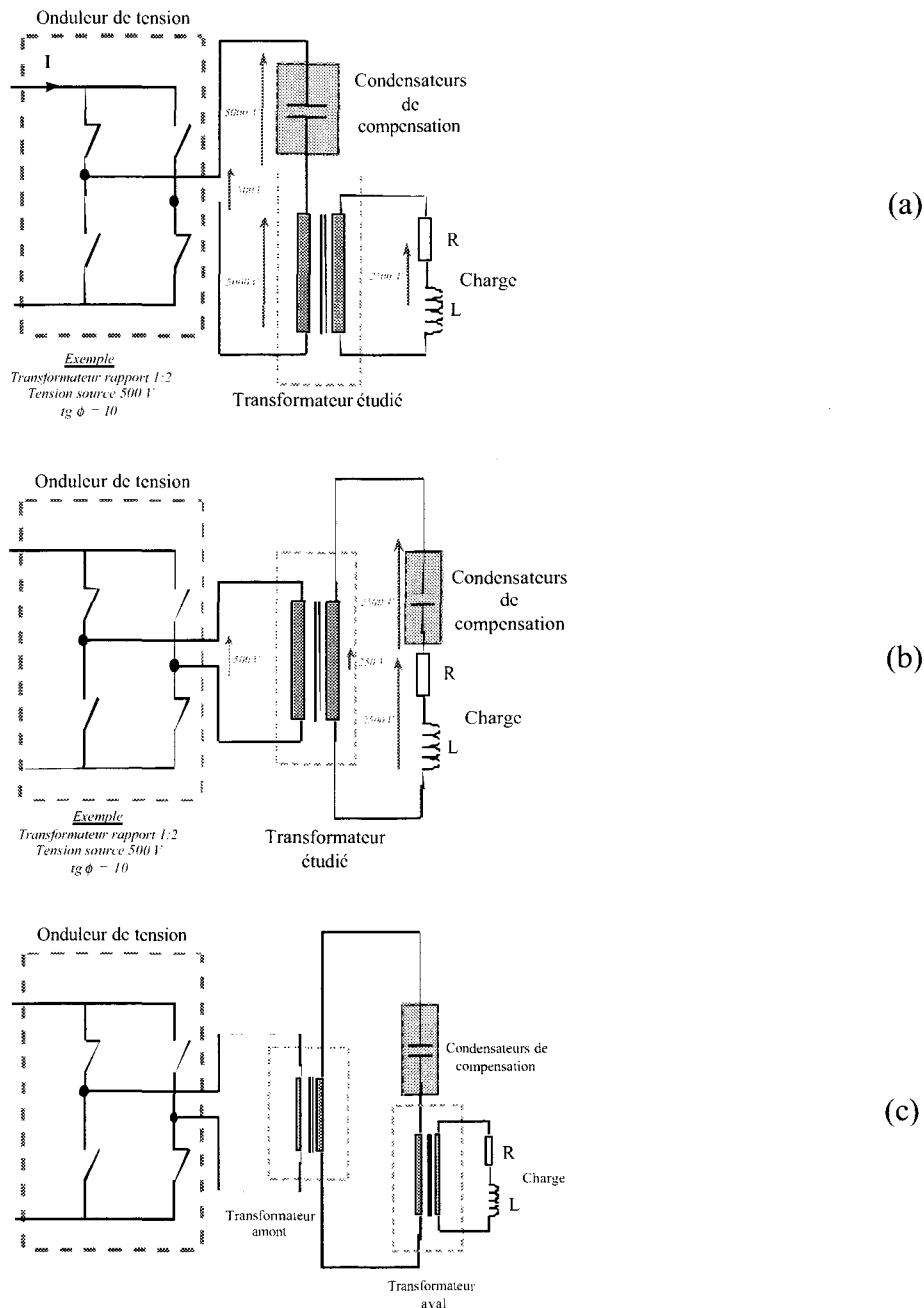


figure I-9 : Différentes possibilités d'adaptation par transformateur - Cas de l'onduleur de tension

Pour le cas (a), le transformateur fonctionne quasiment en ondes sinusoïdales de tension et de courant. Etant donné les facteurs de surtension intervenant dans le cas d'un circuit résonant de type série, le transformateur devra, en général, être utilisé en abaisseur de tension. Par contre, les condensateurs de compensation fonctionnent alors sous tension relativement élevée ce qui oblige à effectuer des couplages série-parallèle qui risquent de dégrader les caractéristiques du bloc capacitif.

Pour le cas (b), le transformateur est alimenté par des créneaux de tension. Cela présente un inconvénient dû à ses capacités parasites qui risque de créer des crêtes de courant dans les interrupteurs. Ceci est aisément compensé par les éléments parasites inductifs, ce qui de façon globale fonctionne correctement. L'avantage est que seule la puissance active de l'installation transite dans le transformateur.

Les cas (c) pour les deux types d'onduleurs permettent d'associer les avantages des cas (a) et (b).

Pour résumer et de façon générale, l'onduleur de courant convient mieux aux applications du chauffage par induction puisque les impédances courantes de charge s'adaptent bien à une alimentation sous des niveaux de tension de l'ordre de 500V. Toutefois, s'il est nécessaire d'élever la tension aux bornes de la charge, il est préférable de choisir une solution utilisant un onduleur de tension dans le cas (b). Le transformateur sera alors utilisé en abaisseur de tension aux bornes du dipôle R-L-C. La deuxième solution consiste à utiliser un onduleur de courant dans le cas (a) associé à un transformateur élévateur de tension. S'il est nécessaire de limiter la tension aux bornes de la charge, il sera préférable de choisir la solution onduleur de courant dans le cas (a), associé à un transformateur abaisseur de tension.

Nous voyons donc que le transformateur étudié trouvera sa place dans des configurations où il est utilisé soit en élévateur, soit en abaisseur de tension.

2 GEOMETRIE DES TRANSFORMATEURS MONOPHASES

Avant de décrire les différentes formes de transformateurs que l'on peut envisager dans le cadre de cette étude, déterminons les fonctions premières demandées à ce type de composant.

D'une façon générale, le transformateur doit pouvoir :

- transmettre de l'énergie,
- modifier l'amplitude des tensions ou des courants (ce qui revient à adapter les impédances),
- permettre éventuellement le réglage de différents rapports de transformation,
- assurer une isolation galvanique entre la source et la charge (fonction de sécurité),

De plus, les caractéristiques suivantes sont généralement demandées :

- faibles poids et volume par unité de puissance,
- faible niveau de perturbation électromagnétique (CEM), notamment en chauffage par induction où les courants qui circulent sont relativement importants [29], [31], [32].

Toutes ces fonctions et caractéristiques dépendent de la géométrie du transformateur. Celle-ci est constituée principalement d'un circuit magnétique et d'enroulements. On peut éventuellement prendre en compte l'environnement immédiat du transformateur qui, dans certains cas, influencera son comportement électrique, comme par exemple la cuve qui l'entoure si l'on effectue une étude électrostatique plus poussée [18], [19].

Ces différents éléments auront une influence sur le fonctionnement du transformateur. Les plus influents sont de façon classique les pertes Joule dans les enroulements ou encore les pertes par courants de Foucault et par hystérésis dans le circuit magnétique, ce qui aura pour conséquence de dégrader le rendement. D'autres éléments comme les inductances de fuite créeront des chutes de tension secondaire ou enfin les capacités parasites entre enroulements primaire et secondaire interviendront au niveau de l'isolation galvanique du transformateur.

Les principaux types de transformateurs qui peuvent répondre au problème sont donc :

- les transformateurs cuirassés et à colonnes,
- les transformateurs coaxiaux,
- les transformateurs 'à spires planes' ou 'Planar',

Nous allons dans ce qui suit décrire la spécificité de chacun de ces transformateurs.

2.1. Le transformateur cuirassé ou à colonne

Cette structure a l'avantage d'assurer le meilleur couplage entre les bobinages primaire et secondaire, ce qui permet de limiter les fuites magnétiques et par conséquent les chutes de tension secondaire. Nous pouvons voir en figure I-10 que le flux peut ainsi se refermer dans deux $\frac{1}{2}$ colonnes de circuit magnétique.

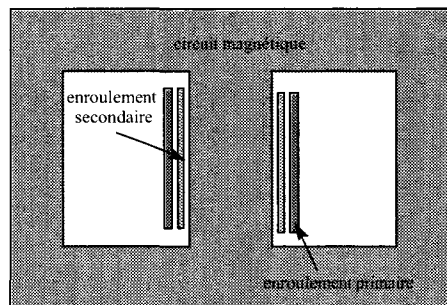


figure I-10 : Structure des transformateurs cuirassés et à colonne

Les transformateurs cuirassés possèdent des circuits magnétiques de section carrée ce qui a pour conséquence de créer des efforts électrodynamiques plus importants en court-circuit. Pour les fortes puissances à fréquence industrielle, il tendent à disparaître au profit des transformateurs à colonne. Les constructeurs de générateurs de chauffage par induction utilisent en général cette dernière structure.

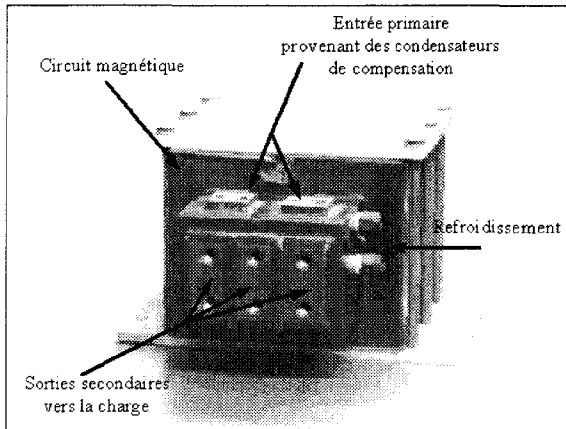


figure I-11 : Exemple de transformateur 50 kVA - 80 kHz utilisé en chauffage par induction (constructeur Cèlès)

Dans ce cas, il est nécessaire d'assembler plusieurs éléments de ferrite. Par ailleurs, sur la figure I-11, nous pouvons observer les raccordements en eau qui assurent le refroidissement de ces transformateurs. Leur rendement se situe dans une fourchette de 80 à 90% suivant les gammes de fréquence d'utilisation.

Cette structure à base de ferrite se retrouve également dans les transformateurs de petites alimentations à découpage et les convertisseurs continu-continu [2], [14], [46].

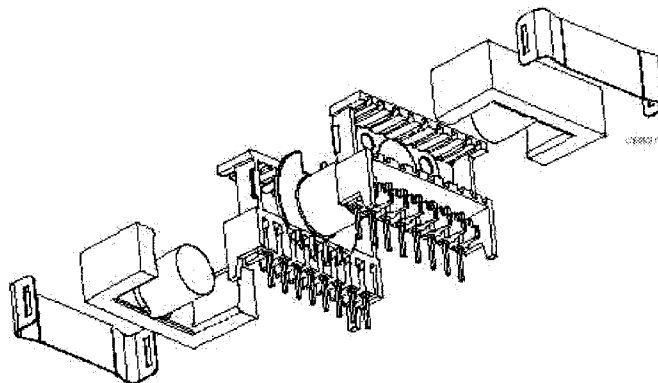


figure I-12 : Transformateur 'Ferrite' Philips type ETD [2]

Nous pouvons voir figure I-12 l'assemblage complet d'un transformateur de ce type. Dans ce cas, les ferrites utilisées sont monobloc (moulées) mais leur technique de fabrication limite leur taille à une dizaine de cm pour des puissances transmises inférieures au kilowatt.

2.2. Le transformateur coaxial

La technique du transformateur coaxial a déjà été utilisée dans le domaine radioélectrique par le fait que les inductances de fuite sont parfaitement contrôlées. Par ailleurs, dans le domaine des convertisseurs continu-continu, plusieurs réalisations ont été effectuées pour des fréquences de l'ordre de 50 kHz et pour des puissances actives de 50 kW [11], [12], [13].

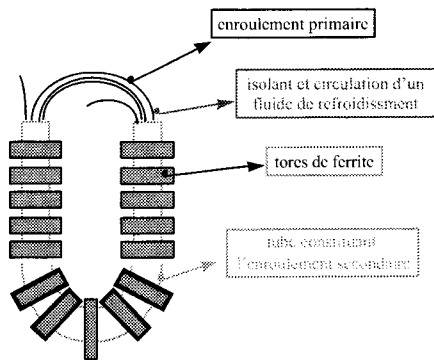


figure I-13 : Principe du transformateur coaxial

Une deuxième solution consiste à utiliser comme enroulement primaire, des câbles à fils divisés bobinés sur plusieurs tours, avec la possibilité de faire circuler un fluide de refroidissement dans le tube secondaire (figure I-13). Comme nous l'avons indiqué dans la présentation du projet, un prototype a été réalisé selon cette méthode. Il est représenté sur la figure I-14.

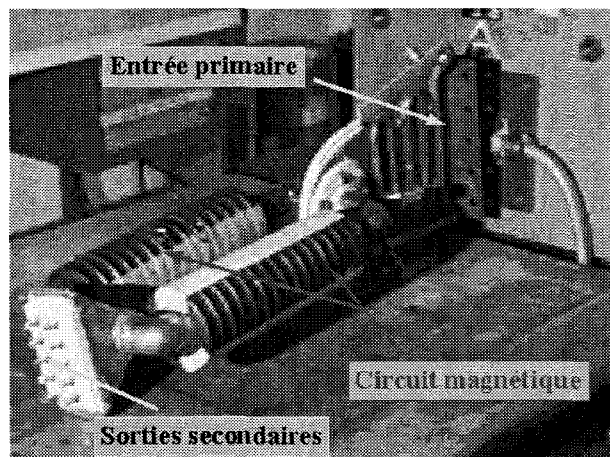


figure I-14 : Prototype du transformateur coaxial de rapport 4:1

Cependant, celui-ci a rapidement été mis hors d'usage suite à un amorçage entre enroulement primaire et secondaire dû au niveau de tension élevé. En effet, dans ce cas, les câbles en fils divisés sont trop proches de la paroi du tube secondaire dont le diamètre est imposé par le diamètre intérieur des tores de ferrite.

Pour augmenter le diamètre intérieur des tubes, une première possibilité consiste à utiliser des éléments assemblés dans le but d'obtenir une section de circuit magnétique suffisante. Cette solution présente toutefois l'inconvénient de créer des entrefers qui font perdre le bénéfice de la ferrite monobloc. L'autre possibilité serait d'associer des éléments de rapport de transformation 1:1 en série et en parallèle de façon à obtenir le rapport de transformation souhaité (figure I-15). Ceci permet d'utiliser un seul tube formant le conducteur primaire, situé à l'intérieur du conducteur secondaire.

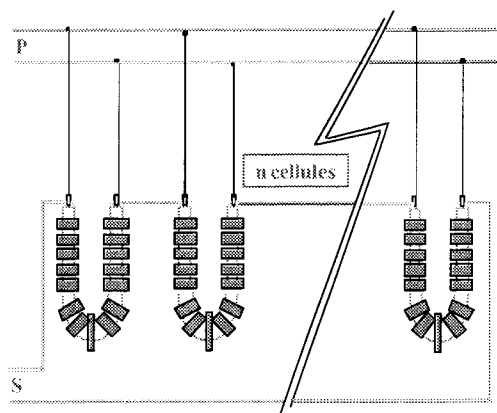


figure I-15 : Association d'éléments coaxiaux de rapport 1:1

L'inconvénient est que les liaisons entre éléments amènent des inductances et des résistances de ligne qui ne sont plus négligeables dans cette gamme de fréquence.

Dans le cadre de ce projet, l'étude a porté sur le comportement d'un unique élément de transformateur coaxial de rapport 1:1. Par contre, nous n'avons pas étudié le comportement de l'association série-parallèle puisque nous avons orienté notre projet vers le transformateur que nous présentons dans le paragraphe suivant.

2.3. Le transformateur 'à spires planes' ou 'Planar'

La particularité de la technologie du transformateur à spires planes provient, comme son nom l'indique, du fait que les conducteurs ne sont pas des fils à section circulaire, mais sont constitués de bobinages plans sous forme de plaques conductrices ou de circuits imprimés. Ceci permet d'utiliser au mieux la section de conducteur parcourue par le courant. En effet, ceux-ci se concentrent particulièrement dans les régions correspondant à l'effet de peau lorsque la fréquence augmente.

Les bobinages primaires et secondaires sont le plus souvent imbriqués de façon à assurer le meilleur couplage. Le circuit magnétique vient ensuite se refermer autour de ces conducteurs afin de canaliser le flux d'induction magnétique.

Nous pouvons voir sur la figure I-16, la structure d'un tel transformateur qui, comme nous le constatons, est proche de celle du transformateur à colonne.

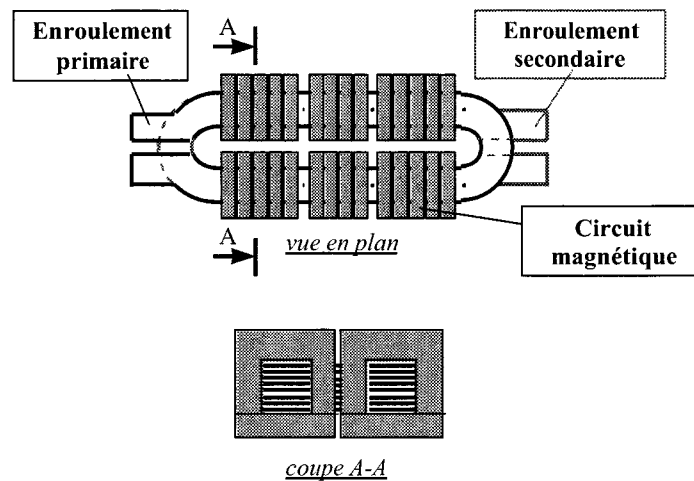


figure I-16 : Principe du transformateur 'Planar'

Le transformateur 'Planar' existe actuellement en version industrialisée pour des applications de puissance relativement importantes. Un exemple en est donné figure I-17 issu de la documentation du fabricant Payton Group [38] [39], qui propose des transformateurs dans la

gamme 20 kHz à 1 MHz pour des puissances pouvant aller jusqu'à 20 kW à 100 kHz avec des rendements de l'ordre de 98%.

Ce type de transformateur est destiné à une utilisation pour des alimentations à découpage de forte puissance ou des convertisseurs AC-AC.

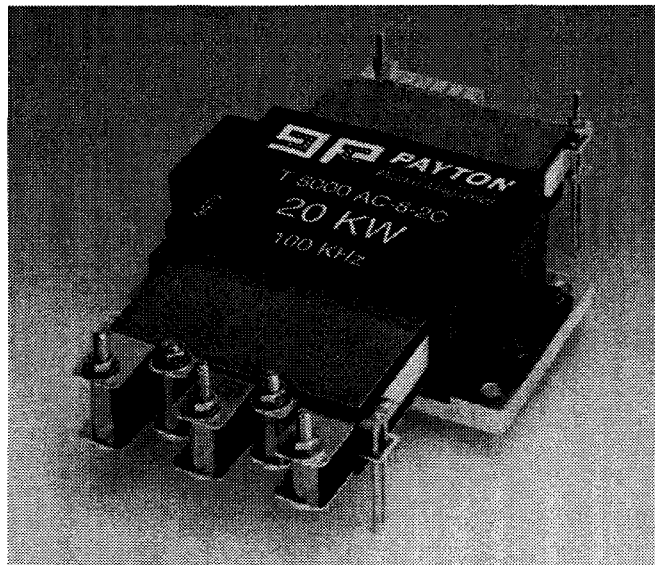


figure I-17 : Transformateur 20 kW-100 kHz de Payton Group

Toutefois, la puissance active maximale à transmettre est relativement éloignée de celle visée pour cette étude. De plus, ces transformateurs sont destinés à être utilisés sur des charges pour lesquelles la valeur de $\text{tg}\phi$ est peu élevée. En tout état de cause, le transformateur à spires planes prend de plus en plus d'importance de par ses bonnes caractéristiques de rendement et de faible chute de tension [9].

De même, dans le domaine des plus faibles puissances, nous pouvons trouver depuis quelques années, chez les fabricants de ferrite, des formes de noyaux adaptées à la mise en oeuvre de cette technologie. Par exemple nous voyons sur la figure I-18, l'assemblage qui est proposé dans les catalogues et notes d'application Philips [2],

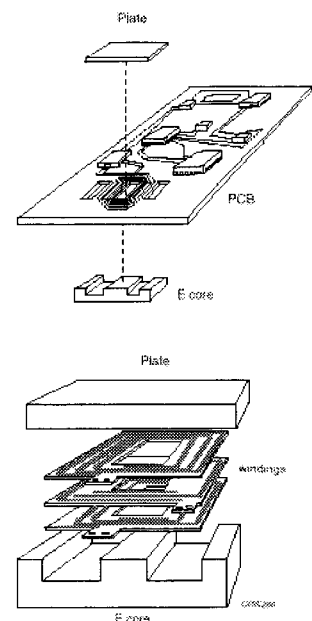


figure I-18 : Ferrites 'Planar E cores' [2]

[50]. Cela concerne un transformateur à spires planes dont la puissance est de l'ordre de quelques dizaines de watt.

3 LES ELEMENTS CONSTITUANT LE TRANSFORMATEUR

Les performances d'un transformateur dépendent avant tout du choix des matériaux le constituant. Il est donc intéressant de faire le point sur les évolutions dans ce domaine [26], [42]. Ceci est d'autant plus vrai que les contraintes d'utilisation pour notre étude sont très sévères (3MVA - 200 kHz).

Dans cette partie, nous allons donc décrire les différents choix possibles à ce jour pour la réalisation de notre transformateur.

Nous commencerons par effectuer l'inventaire des matériaux pouvant constituer le circuit magnétique, puis nous parlerons des bobinages. Enfin, nous apporterons quelques éléments concernant les isolants.

3.1. Composants magnétiques

Le comportement des composants magnétiques est relativement complexe et de nombreux ouvrages et articles traitent de cette discipline [24], [34], [45]. Les propriétés qui sont généralement demandées dans le domaine des transformateurs sont les suivantes :

- une forte perméabilité magnétique de façon à garantir la meilleure canalisation du flux d'induction magnétique et à obtenir l'inductance de magnétisation la plus élevée possible.
- des faibles pertes volumiques,
- une forte induction de saturation puisque la tension par spire dépend de ce facteur. Le fait d'augmenter la valeur de la saturation permet de limiter le nombre de spires pour une même tension et par conséquent, de limiter les pertes dans les

enroulements. Nous constaterons par la suite que les pertes Joule représentent une forte part des pertes totales.

A ce jour, les seuls matériaux magnétiques utilisables pour cette application sont les tôles magnétiques au silicium à grains orientés, les ferrites, les matériaux amorphes et nanocristallins.

3.1.1. Les tôles magnétiques au silicium

Les tôles magnétiques sont surtout utilisées pour les transformateurs fonctionnant à des fréquences industrielles. La plupart des fabricants proposent des épaisseurs de tôle telles que les pertes soient acceptables pour ces fréquences. Or, dans le cadre de notre étude, c'est à dire pour une fréquence de 200 kHz, il serait nécessaire d'utiliser des tôles beaucoup plus fines pour obtenir des pertes volumiques du même ordre de grandeur. Ceci est difficilement envisageable pour la réalisation de circuits magnétiques de grande taille. Par conséquent, cette solution ne peut être retenue.

3.1.2. Les ferrites

Les matériaux ferrites, quant à eux, possèdent les propriétés les mieux adaptées. Les fabricants s'attachent à améliorer les caractéristiques en fonction des domaines d'application. En ce qui nous concerne, nous tirons profit du développement des ferrites dans le domaine des alimentations à découpage. La gamme de puissance dans ce secteur, qui est en majorité inférieure au kW, est toutefois assez éloignée de celle que nous traitons. D'autre part, la force de pression nécessaire à l'opération de frittage des ferrites en limite cependant les dimensions. Il est alors nécessaire d'assembler plusieurs éléments de façon à obtenir la section requise.

Un grand nombre de fabricants proposent les ferrites comme matériau de l'électrotechnique [2], [44]. Ces ferrites font partie de la catégorie des matériaux céramiques qui sont des oxydes magnétiques [6], [24], [41]. Ce sont des matériaux très durs, fragiles, chimiquement inertes et thermiquement isolants (environ 4 W/m.K). La plupart des ferrites modernes ont une structure

cristallographique cubique. Leur composition générale est le $MeFe_2O_4$ où Me représente une des différentes liaisons bivalentes de métaux comme le manganèse (Mn), le zinc (Zn), le nickel (Ni), le cobalt (Co), le cuivre (Cu), le fer (Fe) ou le magnésium (Mg). Les composés les plus courants sont le manganèse-zinc (MnZn) ou nickel-zinc (NiZn). Ils permettent d'obtenir de bonnes propriétés magnétiques en dessous de la température de Curie. Ils peuvent être facilement magnétisés et possèdent une résistivité particulièrement élevée. Les ferrites NiZn ont une plus forte résistivité et sont plus adaptées à des fréquences supérieures à 1 Mhz. Toutefois, les ferrites MnZn possèdent une plus forte perméabilité et une induction de saturation plus élevée. En conversion de puissance, les fabricants proposent des caractéristiques électriques et magnétiques telles que celles proposées dans le tableau 1. On peut les trouver sous forme de E, U, I, C et de tores, ou encore sous forme de circuits adaptés à la technologie de type 'Planar' pour les faibles puissances.

Matériau ferrite	μ_r à 25°C	B_{sat} (mT) à 25°C (3000A/m)	Temp. de Curie	résistivité électrique ($\Omega \cdot m$)	Type de ferrite
3B8	2300	≈ 450	≥ 200	≈ 1	MnZn
3C15	1800	≈ 500	≥ 190	≈ 1	MnZn
3C30	1800	≈ 450	≥ 220	≈ 2	MnZn
3C81	2700	≈ 450	≥ 210	≈ 1	MnZn
3C85	2000	≈ 450	≥ 200	≈ 2	MnZn
3C90	2000	≈ 450	≥ 220	≈ 5	MnZn
3C94	2300	≈ 450	≥ 220	≈ 5	MnZn
3F3	1800	≈ 450	≥ 200	≈ 2	MnZn
3F4	900	≈ 450	≥ 220	≈ 10	MnZn
3F35	1400	≈ 500	≥ 240	≈ 5	MnZn
4F1	80	≈ 350	≥ 260	≈ 10^5	NiZn

Tableau 1 : Caractéristiques usuelles des ferrites (doc. Philips [2])

Ce tableau nous permet de constater que les inductions de saturation sont beaucoup plus faibles que dans le cas des tôles au silicium (0,5T maxi. contre plus d'un Tesla dans le cas des tôles).

En ce qui concerne les pertes volumiques, elles se situent pour les ferrites entre 100 et 180W/kg selon la fréquence et le niveau d'induction. Elles proviennent d'une part des courants

induits dans le matériau en fonction de la fréquence, d'autre part de l'énergie développée dans le cycle B (H) et dont la forme varie avec la fréquence. Des formules empiriques permettent par exemple de déterminer l'expression des pertes totales en régime sinusoïdal à 25°C dans le matériau ferrite B50 à 25°C [21] [22] :

$$P = 1,82 \cdot 10^{-5} \cdot f^{1,17} \cdot \hat{B}^{2,26} + 3,45 \cdot 10^{-7} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2$$

équation I-16

avec $P =$ puissance volumique perdue en mW/cm^3
 $f =$ fréquence en kHz
 $\hat{B} =$ valeur max. de l'induction en mT

Pour cette étude, les pertes fer ne seront évaluées qu'à partir d'essais. Il est possible de tenir compte de lois de comportement plus précises des ferrites mais nous n'avons pas étudié ce point du fait que les pertes dans le matériau magnétique sont négligeables vis à vis des pertes totales.

3.1.3. Amorphes et nano-cristallins

L'utilisation des matériaux amorphes et nano-cristallins est en forte croissance dans le domaine de l'électrotechnique. Le matériau nano-cristallin n'existe pas à l'état brut, mais il est obtenu à partir d'alliages amorphes (sans structure cristalline), à base fer, soumis à un traitement thermique spécifique. Le mode de fabrication est strictement le même que celui des matériaux amorphes. C'est seulement après le traitement thermique que l'on obtient des îlots cristallisés de Fe-Si (polycristaux formés de grains de quelques nanomètres), occupant environ 60 à 80% du volume total selon la composition et le traitement effectué, noyés dans un reste de phase amorphe [4], [24].

Ces matériaux présentent certains avantages par rapport aux ferrites :

- induction de saturation comprise entre 0,7 T et 1 T à 100°C (0,5 T maxi. pour les ferrites),
- surface du cycle d'hystérésis très étroite, donc pertes fer réduites avec la fréquence (de 45 à 60 W/kg à 100 kHz et 0,2 T pour les matériaux type

Vitroperm500F ou Vitrovac6030F de VAC [28], 40W/kg pour le matériau 2714A (Cobalt-based) de Metglas® Magnetic alloy [27].

- possibilité de réaliser des formes toriques à section rectangulaire, avec encapsulage métallique, de taille non limitée a priori,
- amélioration du rendement avec la température d'environ 3% de 20 °C à 100°C (augmentation des pertes pour les ferrites de l'ordre de 45 à 60% pour le même intervalle de température).

Par contre les problèmes de coût et de fragilité de ces matériaux restent encore dissuasifs pour une utilisation industrielle. De plus, les largeurs d'éléments magnétiques, qui dépendent du procédé de fabrication, ne dépassent guère quelques dizaines de millimètres. Cela signifie que, pour obtenir des sections importantes, il est nécessaire d'empiler un nombre important d'éléments.

En conclusion, le matériau ferrite sera celui qui est retenu pour notre étude. En effet, il est le mieux adapté par ses qualités magnétiques et ses faibles pertes Joule. Il présente un inconvénient au niveau de l'assemblage, car les plus grandes ferrites ont un volume ne dépassant pas $0,2 \text{ dm}^3$. Par conséquent, cela impose d'assembler plusieurs éléments et génère entrefers et fuites magnétiques.

Nous n'étudierons pas ici la possibilité d'utiliser des matériaux amorphes ou nano-cristallins. Les avantages qu'ils peuvent apporter ne sont pas dans l'immédiat prioritaires. Toutefois, cette solution n'est pas à rejeter et pourrait faire l'objet d'une étude économique visant à prouver le bien-fondé de leur utilisation.

3.2. Enroulements

Les enroulements des transformateurs sont des éléments qui, nous le verrons dans cette étude, prennent une place prépondérante dans la détermination du rendement, notamment lorsque la fréquence augmente .

Les deux variables entrant en ligne de compte dans la constitution d'un enroulement sont le matériau utilisé et sa géométrie.

En ce qui concerne la nature du matériau, il n'y a pas dans l'état actuel de grandes nouveautés, si l'on considère une utilisation à température inférieure à 100°C. Le cuivre qui est largement utilisé pour ses propriétés électriques et sa facilité de connexion, et l'aluminium plutôt utilisé dans les installations de forte puissance, restent les matériaux de base.

D'autres matériaux comme les supraconducteurs peuvent être à l'origine de projets industriels. Le but est d'obtenir des pertes nulles en courant alternatif pour de fortes puissances avec par exemple celui du transformateur 50 Hz 200 kVA de Alstom [23]. Cependant, ces techniques semblent encore difficilement envisageables pour une question de coût des transformateurs destinés à des applications en production.

En ce qui concerne la géométrie de l'enroulement, le choix s'effectuera en fonction de la gamme de fréquence [52]. Par exemple, en chauffage par induction, il est fréquent d'utiliser des conducteurs creux, refroidis à l'eau car, à cause de l'effet de peau, les courants électriques ne circulent qu'à la surface du conducteur. La section interne peut être alors utilisée pour faire circuler un fluide de refroidissement. Une autre approche consiste à utiliser des conducteurs à fils divisés (fil de Litz), qui présentent l'avantage d'adapter la section de chaque brin en fonction de l'épaisseur de peau ou encore les enroulements plats ou imprimés présentés sur la figure I-19 [39].

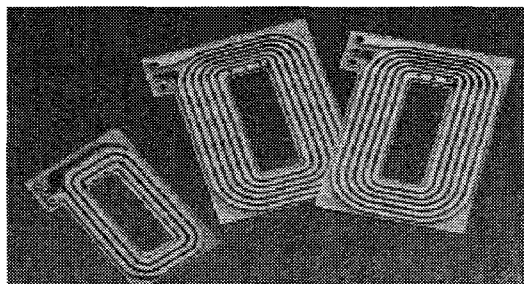


figure I-19 : Conducteurs imprimés (doc. Payton)

De nombreuses études et communications proposent des solutions de réalisation de bobinages et déterminent par exemple l'influence du couplage magnétique sur la résistance apparente ou encore sur les capacités réparties [9], [15], [33].

Dans le cas qui nous intéresse, nos efforts ont surtout porté sur l'optimisation des pertes dans les enroulements du transformateur. En ce qui concerne le transformateur à spires planes, la géométrie des conducteurs dépend de la largeur disponible à l'intérieur des U de ferrite. Pour le transformateur coaxial, c'est le diamètre qui définit la géométrie des conducteurs. Leur épaisseur est obtenue à partir d'un compromis entre l'effet de peau dans le conducteur et la rigidité mécanique nécessaire. Par exemple, à 200 kHz, l'épaisseur de peau dans le cuivre est de 0,16 mm. Cependant, les courants circulant sur les deux faces du conducteur, une 'feuille de cuivre' de 0,32 mm n'est pas suffisante pour assurer cette rigidité. C'est pourquoi le choix se portera sur une tôle de cuivre d'épaisseur 1 mm.

Par ailleurs, il faut noter que deux spires primaires et secondaires en regard constituent un condensateur de valeur relativement importante. La géométrie des bobinages peut donc influencer le rôle isolateur du transformateur entre primaire et secondaire.

3.3. Isolants

Nous venons de décrire la possibilité de défauts d'isolation de nature capacitive entre primaire et secondaire. Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser à l'isolation du transformateur en terme résistif, qui dépend de la nature et de la forme des isolants employés.

Pour des niveaux maximum de tension de l'ordre de 2 kV, et pour des fréquences ne dépassant pas 200 kHz, les caractéristiques principales demandées aux isolants sont une forte rigidité diélectrique pour éviter les 'claquages', une permittivité relative suffisamment faible pour limiter l'effet des capacités parasites. Il est alors possible de s'intéresser à la tenue en température et vérifier que les pertes diélectriques sont les plus faibles possibles.

La forme intervient surtout par le fait qu'elle fixe la répartition du champ électrique entre masses isolantes et conductrices, et seule une étude électrostatique au moyen d'une méthode par éléments finis permettrait de connaître avec précision cette répartition.

Ces isolants sont généralement mis en œuvre entre conducteurs et, entre conducteurs et châssis. Ils peuvent être solides, liquides ou gazeux.

Les isolants solides sont couramment utilisés en électrotechnique et sont nombreux. Ils peuvent être à base mica, époxy, céramiques ou polyéthylènes. Nous ne décrivons pas ici les différentes variétés puisque ce point n'a pas été abordé.

Les isolants liquides, quant à eux, ont l'avantage de pouvoir circuler de façon naturelle ou forcée dans les endroits les plus inaccessibles. Ils peuvent donc assurer la fonction de refroidisseur. Toutefois, ils ont l'inconvénient de devoir rendre étanche le caisson contenant le transformateur. Enfin, ils interdisent la disposition du transformateur dans n'importe quelle position. Le point faible de l'isolant liquide concerne sa tenue à l'inflammation. En effet, les nouvelles réglementations imposeront à partir du 1^{er} janvier 2000 le retrait de tout liquide isolant chloré et notamment les PCB (polychlorobiphényles). Les seules possibilités dans cette catégorie restent donc les huiles silicones et les esters.

Les huiles silicones sont difficilement inflammables et, compte tenu de la solubilité de l'eau plus importante que dans les huiles minérales, il s'avère que les techniques de remplissage des cuves sont plus difficiles et plus coûteuses.

Les esters sont des diélectriques organiques de synthèse non chlorés, biodégradables, non toxiques et non polluants. Ils sont considérés comme inoffensifs pour l'environnement, présentant des temps d'éclair et de feu élevés, et sont donc difficilement inflammables. En outre, leur haute capacité de refroidissement, leur faible dilatation thermique et leur compatibilité avec les matériaux usuels permettent de les utiliser à la place de l'huile minérale sans modifier la conception des transformateurs.

Enfin, il existe des isolants liquides à forte rigidité électrique. Nous nous sommes intéressés au problème mais ce type de produit est très volatile ce qui implique des contraintes d'étanchéité particulières.

La catégorie des isolants gazeux n'est pas encore bien implantée dans le domaine des dispositifs électriques. Toutefois, des recherches dans ce sens sont effectuées, et certains constructeurs proposent des solutions au niveau industriel [30].

L'azote constitue le gaz le plus approprié, dans la mesure où un dispositif pourrait assurer le refroidissement de l'enceinte contenant le transformateur. D'autre part, cette solution doit pouvoir être mise en œuvre en combinaison avec un isolant solide pour assurer un maintien mécanique des éléments. L'intérêt d'utiliser un isolant gazeux est double : obtenir une permittivité relative proche de 1, ce qui diminue fortement l'impact sur les capacités parasites, ainsi qu'une très forte rigidité diélectrique, dans l'éventualité d'augmenter encore la tension de fonctionnement.

4 MODELISATION DES TRANSFORMATEURS MONOPHASES

Le transformateur monophasé peut être représenté de différentes façons en fonction des conditions d'utilisation et des phénomènes que l'on cherche à étudier. Dans le cas de courants forts, l'électrotechnicien préférera utiliser un schéma en représentation dans le plan complexe. Les inductances de fuite sont réparties au primaire et au secondaire et l'inductance de magnétisation est saturable. L'électronicien utilisera plus volontiers un modèle mettant en œuvre les notions d'inductances propres des enroulements et de mutuelle.

Dans le cadre de cette étude, nous avons supposé et vérifié que les transformateurs se trouvaient à un point de fonctionnement éloigné du coude de saturation des circuits magnétiques. Nous n'avons donc pas tenu compte des non-linéarités dues à ce phénomène. En revanche, l'effet de la fréquence sur les pertes Joule a bien été mis en évidence. Le choix des modèles de représentation sera par conséquent effectué en connaissance de cause.

Pour déterminer les caractéristiques d'un composant passif aussi complexe que le transformateur, on peut envisager différents modèles de représentation.

Un grand nombre de méthodes peuvent être mises en oeuvre de façon à déterminer les éléments du modèle retenu.

Si l'on désire effectuer une représentation fine, on peut utiliser une approche telle que la méthode des éléments finis [3], [8], qui garantit une détermination de grandeurs locales (induction, densité de courant) et globales (puissances, tensions, courants), qu'il serait impossible d'obtenir par calcul analytique avec une grande précision. La méthode de représentation par réseau d'éléments RLC quant à elle, permet de quantifier avec précision le comportement du transformateur en fonction de conditions quelconques d'alimentation [10] [16] [55]. Cependant, ces deux méthodes imposent des temps de calcul importants.

Une autre approche consiste alors à utiliser une représentation magnétique avec la notion de réluctance [5] [49]. Celle-ci donne des résultats satisfaisants avec des temps de calcul limités, et peut être envisagée par couplage avec les circuits électriques. Cette méthode ne permet pas de déterminer des grandeurs locales.

Enfin, une méthode basée sur les modèles de représentation électrique peut être utilisée [15] [16] [54]. Les éléments du modèle seront alors déterminés par des mesures expérimentales associées à des calculs analytiques ou la méthode des éléments finis.

Dans ce qui suit, nous allons décrire 4 modèles de représentation du transformateur.

4.1. Modèle de représentation électrique

Cette représentation du transformateur utilise un schéma équivalent constitué de résistances, inductances et condensateurs. Etant donné que l'on suppose que les grandeurs sont sinusoïdales, cette représentation permet de résoudre les équations électriques dans le plan complexe. On trouvera sur la figure I-20 un exemple de schéma équivalent de transformateur utilisé dans le domaine des hautes fréquences [54].

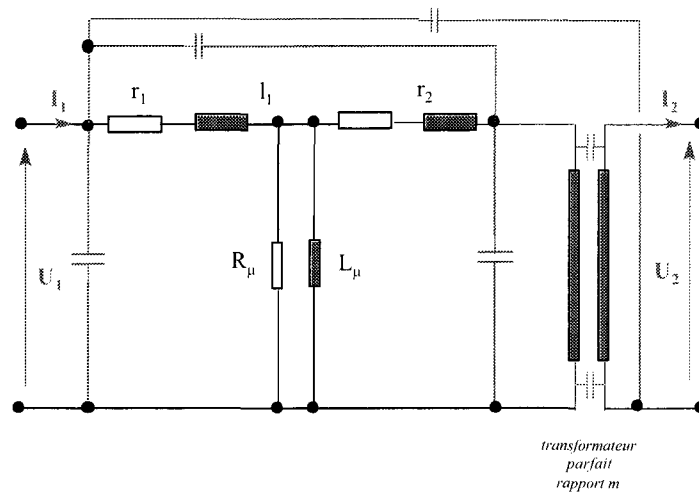


figure I-20 : Exemple de modèle de représentation électrique

Ces éléments peuvent être déterminés à partir de mesures expérimentales pour certains, par calcul numérique pour d'autres. Ils peuvent varier en fonction de facteurs tels que la fréquence ou le niveau de tension d'alimentation. C'est pourquoi il est nécessaire d'associer à chaque élément une équation ou un graphe permettant de le décrire avec précision.

Enfin, il est possible de résoudre les équations de circuit au moyen d'un programme de calcul en grandeurs complexes comme [®]Matlab, ou bien de les intégrer à un logiciel de simulation de systèmes électriques comme [®]pSpice.

4.2. Modèle de représentation magnétique

La représentation par réseaux de perméances ou de réluctances permet de mettre en évidence les phénomènes magnétiques (saturation) qui le plus souvent sont masqués par les problèmes électriques. A titre d'exemple, nous avons représenté sur la figure I-21 le schéma magnétique équivalent d'un transformateur [5]. Nous voyons clairement apparaître les réseaux de dérivation du flux dans l'air qui ne sont pas utiles dans la fonction transformateur. De plus, il est possible d'envisager un couplage avec le circuit équivalent électrique. Les éléments magnétiques peuvent être déterminés par la méthode des éléments finis.

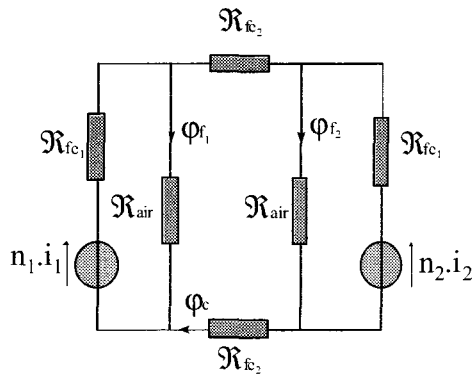


figure I-21 : Modèle de représentation magnétique

4.3. Modèle de représentation par réseaux d'éléments RLC

Pour l'étude en régime transitoire de transformateurs destinés au réseau de distribution électrique, EDF utilise un outil de calcul (SUMER) développé au sein du Département Machines Electriques de Clamart sur le principe de la discrétisation en éléments électriques [55], [56]. Les programmes ®Flux2d et ®EMTP sont utilisés respectivement comme interface d'entrée pour la définition de la géométrie et comme traitement des grandeurs de sortie.

La méthode revient à générer un maillage électrique en découpant les bobinages en domaines élémentaires. Les potentiels sont alors calculés aux nœuds du maillage électrique. Le modèle de chaque élément est décrit sous forme de cellules en π représentant les termes propres et les termes de couplage. Cela permet de construire un réseau équivalent du transformateur appelé "modèle réseau" que nous avons représenté sur la figure I-22.

Les grandeurs de sortie globales (tension, courant, puissances active, réactives) peuvent être exploitées directement en alimentant ce modèle par une source déterminée voire quelconque. Les éléments qui y figurent n'ont pas forcément de signification physique. Dans certains cas, nous pouvons par exemple trouver des éléments ayant une valeur négative.

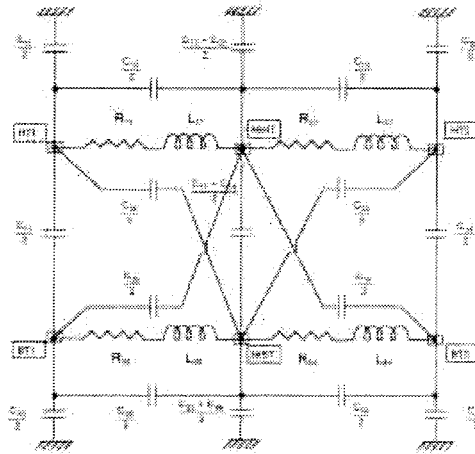


figure I-22 : Modèle réseau du transformateur [56]

Les avantages d'une telle représentation sont les suivants :

- le transformateur peut être étudié dans la gamme des hautes fréquences sans devoir mailler finement la géométrie,
- le transformateur peut être étudié en régime transitoire (phases de démarrage, cas de fonctionnement dégradés),
- le schéma équivalent peut être intégré dans un environnement de calcul plus étendu (étude dans le contexte de fonctionnement d'un convertisseur d'électronique de puissance par exemple).

4.4. Méthode des éléments finis

La simulation par éléments finis prend une part très importante dans la modélisation des systèmes électrotechniques. En effet, si l'on désire étudier un système avec précision, il est nécessaire de résoudre les équations de Maxwell en tenant compte de la géométrie réelle et des caractéristiques des matériaux magnétiques.

Dans le cadre de cette étude, nous utiliserons deux types d'outils de calcul : l'un bi-dimensionnel qui permettra de déterminer certaines grandeurs dans les parties de transformateurs comportant une symétrie dans le plan. L'autre, tri-dimensionnel permettra de mettre en évidence l'existence de phénomènes 3D.

L'utilisation de ces méthodes permet de décrire avec précision des grandeurs électromagnétiques locales. Elles peuvent être couplées aux équations de circuit pour définir un bloc fonctionnel équivalent à l'ensemble du transformateur.

En outre, il est possible sur la base d'une géométrie, de déterminer d'autres grandeurs locales dans des domaines tels que la thermique ou encore l'électrostatique. Nous n'avons pas abordé ces points dans le cadre de cette étude mais il serait possible de s'y intéresser.

4.4.1. Simulation bi-dimensionnelle

L'outil utilisé est le logiciel ®Flux2d. Il permet d'analyser des problèmes de nature thermique, électrique et magnétique. Des calculs par éléments finis en régime permanent et transitoire peuvent être effectués. La démarche de calcul est représentée sur l'organigramme de la figure I-23.

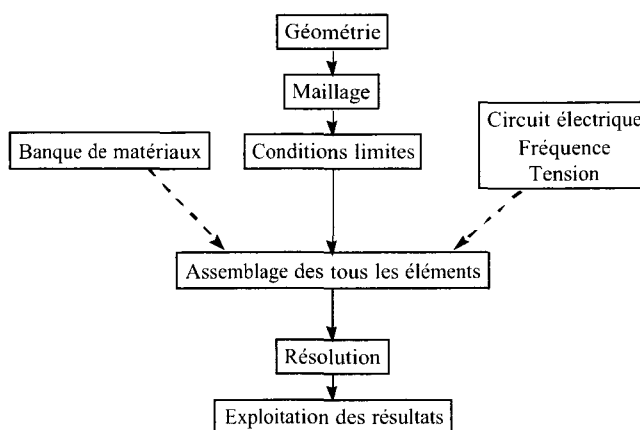


figure I-23 : Démarche utilisée dans Flux2d en calcul magnétodynamique

Dans le cas bi-dimensionnel, à l'aide d'une formulation en potentiel vecteur magnétique A et scalaire électrique V , les équations de Maxwell peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_0 + \sigma \cdot \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \frac{\Delta V}{l} \right)$$

équation I-17

où A représente la composante suivant z du potentiel vecteur, ν la réductivité, J_0 la densité de courant uniforme suivant z , σ la conductivité, l la longueur suivant z et ΔV la différence de potentiel scalaire électrique [53].

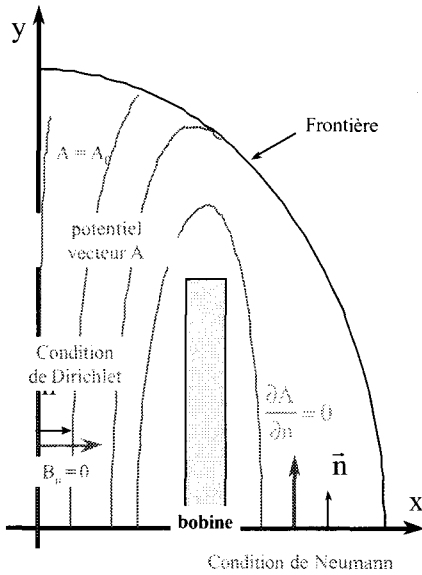


figure I-24 : Exemple de modélisation d'un bobinage torique

Pour que le système soit complet, on doit prendre en compte les conditions aux limites qui peuvent être :

$$B_n = 0 \text{ sur une surface } \Gamma_b \text{ (condition de Dirichlet)}$$

$$H_t = 0 \text{ sur une surface } \Gamma_i \text{ (condition de Neumann)}$$

D'autres conditions aux limites telles que les conditions de périodicité peuvent être utilisées dans le but de réduire le domaine d'étude. Elles sont définies par :

$$A(x+X) = A(x)$$

$$A(x+X) = -A(x)$$

où X représente la période géométrique.

Si le domaine est ouvert, on doit théoriquement considérer une région suffisamment éloignée pour prendre en compte l'infini. Dans le logiciel Flux2d, on crée un nouveau domaine appelé "région infinie".

Enfin, les équations électriques peuvent être couplées aux équations magnétiques [53].

A titre d'exemple, nous avons représenté sur la figure I-24 les conditions aux limites ainsi que la distribution des lignes de champ d'un bobinage torique modélisé en axisymétrie.

4.4.2. Simulation tri-dimensionnelle

Dans le cas d'une modélisation numérique tri-dimensionnelle, diverses formulations peuvent être envisagées pour résoudre les équations de Maxwell. A ce niveau dans le cas de la

magnétodynamique, on peut dégager deux familles : les formulations A-V, en potentiel vecteur magnétique A et scalaire électrique V, et les formulations T- Ω , en potentiel vecteur électrique T et scalaire magnétique Ω . En magnétostatique, on aura recours à la formulation en potentiel vecteur A ou en potentiel scalaire Ω . Dans cette étude, on utilisera les formulations en magnétodynamique du logiciel ®Flux3d.

Avec ce logiciel, la résolution en A-V est plus longue d'un point de vue temps de calcul. Cependant, il est possible d'imposer la tension aux bornes des conducteurs massifs.

La résolution en T- Ω est plus rapide mais elle nécessite le calcul d'un champ source.

5 CONCLUSION

Dans cette étude pour répondre au cahier des charges, nous avons retenu les transformateurs de type coaxial et Planar. Pour ces transformateurs, les circuits magnétiques utilisés seront des ferrites. Le refroidissement sera assuré par un bain d'huile.

Pour les étudier, nous utiliserons le modèle de représentation électrique. Certains éléments seront déterminés par des essais, d'autres à l'aide de la méthode des éléments finis en 2D.

Enfin, une modélisation en 3D servira à interpréter des phénomènes observés expérimentalement.

CHAPITRE II LE TRANSFORMATEUR COAXIAL

1 GEOMETRIE DES TRANSFORMATEURS ETUDIES

En raison des limitations présentées au chapitre 1, notre étude sur les transformateurs coaxiaux portera sur deux prototypes, de rapport de transformation 1:1, appelés 'B1' et 'B2'. Pour chacun de ces prototypes, les gammes de fréquence de fonctionnement vont de 50 à 150 kHz pour le prototype 'B1' et de 150 à 300 kHz pour le prototype 'B2'. Ces deux transformateurs peuvent être associés de façon à modifier le rapport de transformation.

La différence entre les transformateurs étudiés porte sur la hauteur h du circuit magnétique (figure II-1 (a)) ainsi que sur la nature des ferrites de type B1 et B2 [44] que nous décrivons figure II-1-(b). Le circuit magnétique est réalisé avec des tores de ferrite placés autour du tube extérieur. Le choix de ces ferrites a été déterminé par la gamme de fréquence de fonctionnement. Leurs caractéristiques sont rappelées en Annexe 15 et en Annexe 16.

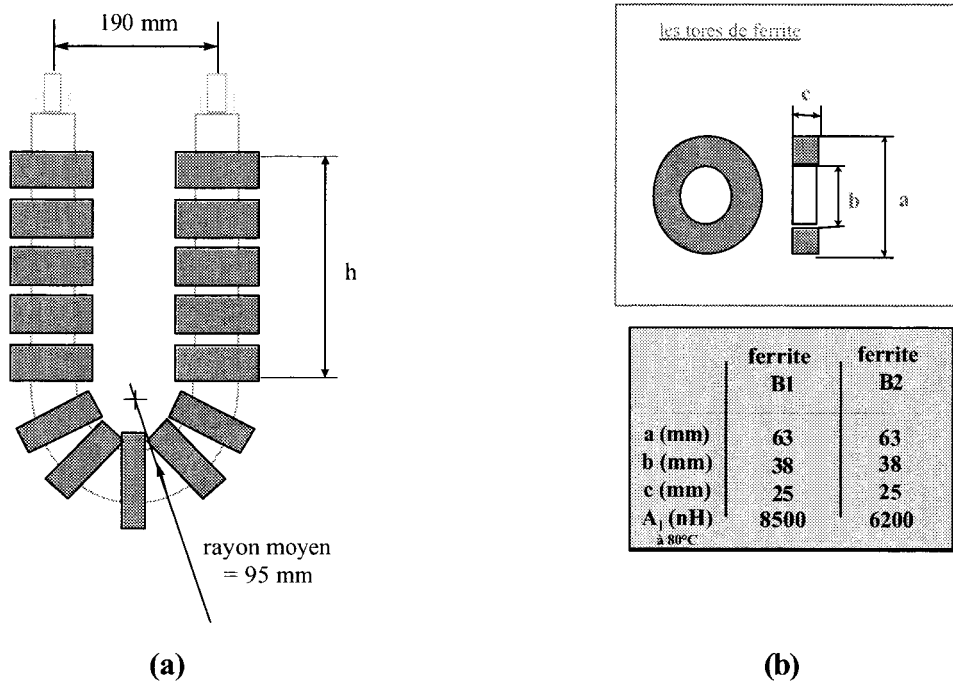


figure II-1 : Dimensions des prototypes 'B1' et 'B2'

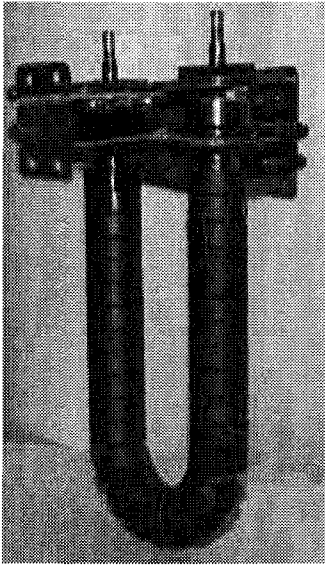
Le primaire et le secondaire de chacun de ces transformateurs est constitué de 2 tubes de cuivre, concentriques, cintrés sur le même rayon de courbure. Une bande de Téflon est enroulée en hélice entre les deux tubes, en laissant libre un canal de forme hélicoïdale afin de permettre la circulation de l'huile, qui assure à la fois l'isolation électrique et le refroidissement. Le transformateur 'B1' est refroidi par une convection forcée d'huile (pompe + échangeur huile/air) alors que le prototype 'B2' sera immergé dans un bain d'huile.

Les caractéristiques des deux prototypes sont résumées dans le tableau 1.

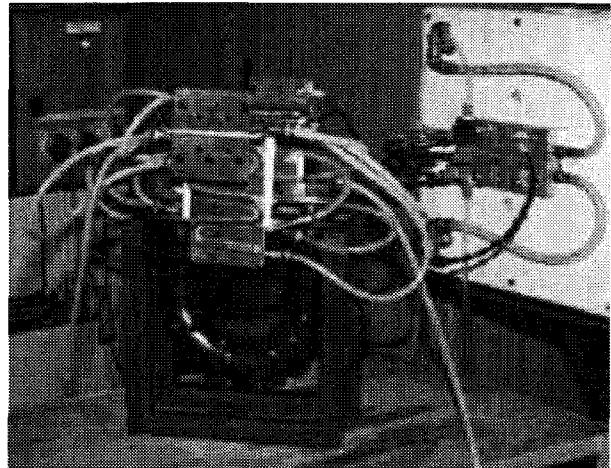
	Transformateur 'B1'	Transformateur 'B2'
<ul style="list-style-type: none"> • Diamètre moyen du tube extérieur • Diamètre moyen du tube intérieur • Epaisseur des 2 tubes • Interstice tube primaire - tube secondaire • Longueur développée des tubes de cuivre 	<p>35 mm</p> <p>27 mm</p> <p>1 mm</p> <p>3 mm</p> <p>≈ 1 m</p>	<p>35 mm</p> <p>27 mm</p> <p>1 mm</p> <p>3 mm</p> <p>≈ 55 cm</p>
Hauteur h (figure II- 1-a)	12 x 25 mm = 300 mm	5 x 25 mm = 125 mm
<ul style="list-style-type: none"> • Type de ferrite • Nombre de ferrites • Longueur totale 'sous les ferrites' 	<p>tore T-6300A</p> <p>matériau B1</p> <p>50 à 150 kHz</p> <p>30 dont 2 x 12 sur la hauteur h</p> <p>30 x 25 mm = 750 mm</p>	<p>tore T-6300A</p> <p>matériau B2</p> <p>150 à 300 kHz</p> <p>15 dont 2 x 5 sur la hauteur h</p> <p>15 x 25 mm = 375 mm</p>

Tableau 2 : Caractéristiques géométriques des transformateurs 'B1' et 'B2'

On trouvera sur les figures II-2-a et 2-b une vue des deux transformateurs étudiés. A titre indicatif, nous pouvons observer sur la figure II-2-b le circuit de refroidissement par eau des connexions. L'eau doit être suffisamment pure puisqu'elle se trouve en contact direct avec les pièces sous tension. Cette technique est courante en chauffage par induction et permet de plus d'effectuer un bilan calorimétrique.



(a)



(b)

figure II-2 : Vue des prototypes 'B1' et 'B2'

2 CARACTERISTIQUES DES MATERIAUX

Pour cette étude, nous nous sommes particulièrement intéressés aux aspects électromagnétique et électrocinétique. Les domaines thermique, électrostatique et mécanique n'ont pas été abordés. Nous avons choisi de caractériser les matériaux par leur résistivité électrique ρ et par leur perméabilité magnétique relative initiale μ_r à 80 °C [2], [44].

La résistivité électrique s'exprime en fonction de la température par la relation :

$$\rho_{\theta} = \rho_{20} \cdot (1 + \alpha_{20} \cdot \Delta\theta)$$

avec $\alpha_{20} = \text{coefficient de température du cuivre} = 0,0038 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \text{ à } 20^\circ\text{C}$
 $\rho_{20} = \text{résistivité du cuivre} = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \cdot \text{m à } 20^\circ\text{C}$

A 80°C, nous obtenons donc une résistivité d'environ $2 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \cdot \text{m}$. L'étude du transformateur étant effectuée en régime thermique permanent, nous conserverons cette valeur pour tous les calculs.

Pour les ferrites, la perméabilité relative initiale est définie par les fabricants à l'origine de la courbe de première aimantation par :

$$\mu_r = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H} \text{ pour de faibles variations de } H$$

Les tolérances données sur ces caractéristiques étant relativement peu précises ($\pm 20\%$), nous conserverons une valeur moyenne, constante, et nous supposerons que le comportement magnétique est linéaire. En ce qui concerne cette dernière hypothèse, nous verrons qu'elle est confirmée dans la mesure où le point de fonctionnement du transformateur est éloigné du coude de saturation.

A titre indicatif, nous avons regroupé dans le Tableau 3 les caractéristiques physiques des matériaux utilisés.

Nom	ρ réelle à 80°C	ρ utilisée à 80°C	μ_r à 80°C
Cuivre	$2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	$2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	1
Ferrite B1	1 $\Omega \cdot m$	∞	$3400 \pm 20\%$
Ferrite B2	1 $\Omega \cdot m$	∞	$2500 \pm 20\%$

Tableau 3 : Caractéristiques physiques des matériaux

3 MODELISATION PAR ELEMENTS FINIS

Pour l'étude des deux transformateurs, nous déterminerons des grandeurs globales à partir de modélisation 2D par éléments finis. Cette modélisation permettra également de visualiser la distribution locale de la densité de puissance et de l'induction.

La formulation utilisée correspond à un calcul en magnétodynamique puisque nous travaillons en régime alternatif sinusoïdal. Dans cette partie, nous nous intéresserons aux grandeurs électriques (tension, densité de courant ...) et magnétiques (induction, flux ...).

La totalité du transformateur ne peut être modélisée en 3D puisqu'il s'agit d'une géométrie complexe. En 2D, on néglige le circuit d'alimentation et la partie coudée non recouverte de ferrites (voir figure II-2-a). En fait, on ne considère que la partie sous ferrites que l'on suppose rectiligne.

Pour des raisons de symétrie, seul le quart du transformateur est modélisé. La longueur active correspond à la longueur de ferrite empilées, soit 750 mm pour le transformateur de type 'B1' et 375 mm pour le type 'B2'.

On trouvera sur la figure II-3 le maillage. Il comporte 6724 éléments surfaciques et 13616 nœuds.

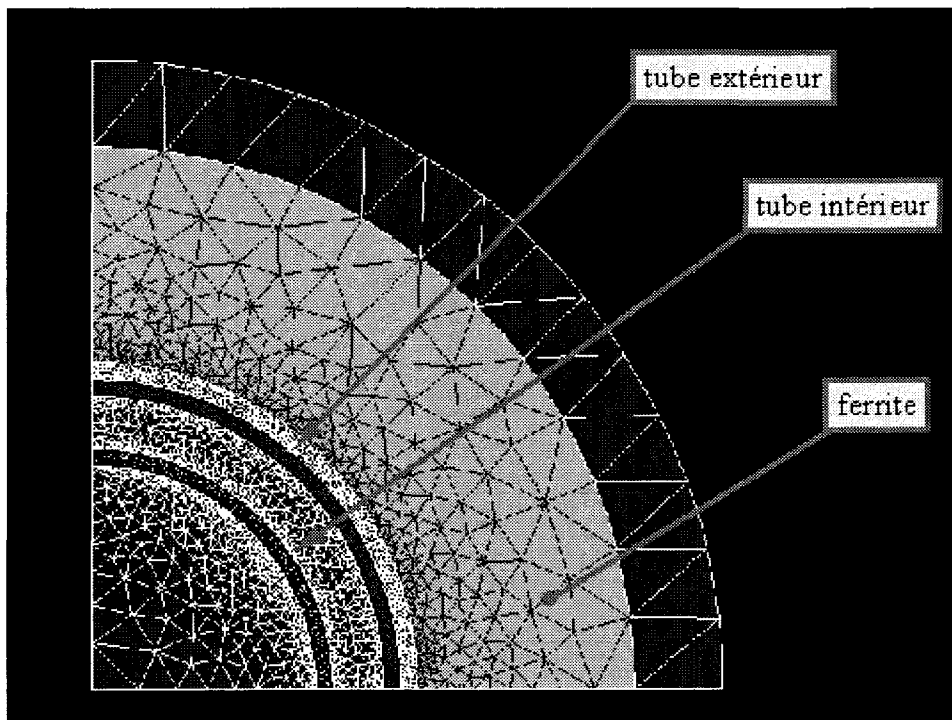


figure II-3 : Géométrie et maillage

4 METHODES DE MESURE EXPERIMENTALE

Les mesures expérimentales ont été effectuées au laboratoire CREFACI de l'école des Hautes Etudes Industrielles (HEI) à Lille pour les puissances inférieures à 50 kW et au centre EDF/DRD de Moret sur Loing pour les puissances supérieures.

Le modèle électrique que nous avons retenu est représenté par le schéma électrique de la figure II-4. Nous avons distingué la zone située sous les ferrites, et la zone correspondant aux connexions.

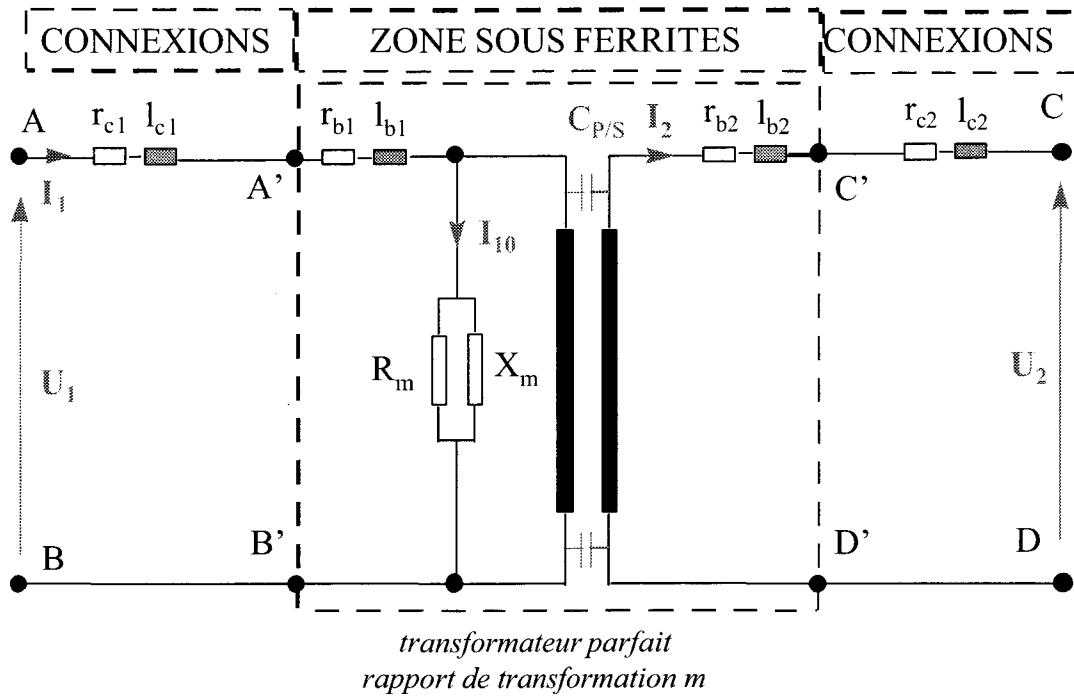


figure II-4 : Modèle de transformateur retenu

La résistance R_m représente les pertes Joule dans le circuit magnétique. Les résistances r_{b1} , r_{b2} , r_{c1} et r_{c2} représentent respectivement les pertes dans les bobinages primaires et secondaires sous les ferrites et les pertes dans les conducteurs de connexion hors ferrites, au primaire et au secondaire.

Nous définissons la même répartition pour les composantes inductives.

Dans ce qui suit, nous allons présenter la méthodologie utilisée pour déterminer les paramètres du schéma équivalent de la figure II-4.

4.1. Essai à vide

Le montage pour l'essai à vide du transformateur est représenté ci-dessous. L'impédance à vide du transformateur entre les bornes AB étant relativement élevée, il est nécessaire d'ajouter une inductance de réglage L_{rp} qui permet de ramener la fréquence de fonctionnement de l'onduleur à celle souhaitée pour les essais.

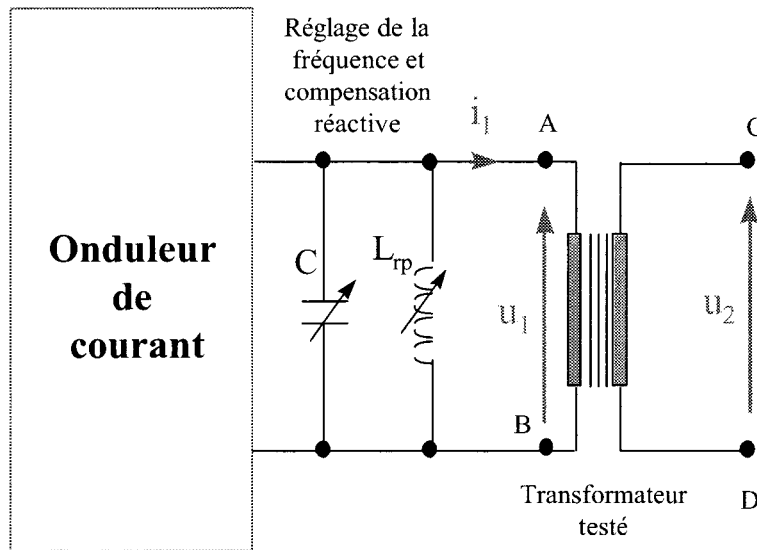


figure II-5 : Montage de l'essai à vide

A vide, les éléments autres que R_m et X_m , dans le modèle de la figure II-4, peuvent être négligés. Dans ces conditions, le transformateur sera réduit au schéma électrique équivalent de la figure II-6.

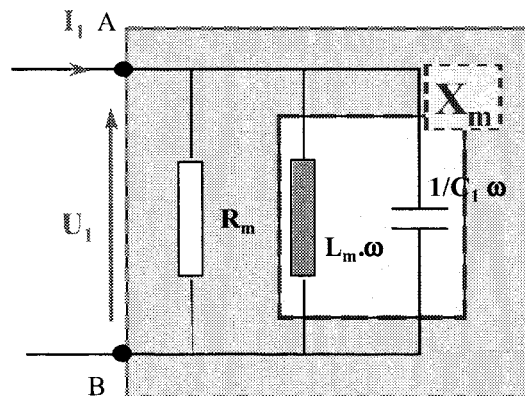


figure II-6 : Schéma équivalent du transformateur à vide

L'élément X_m est une réactance qui pourra devenir soit inductive soit capacitive suivant la fréquence de fonctionnement. Nous pouvons alors considérer que X_m est constituée de la mise en parallèle d'un condensateur C_1 et d'une inductance L_m (figure II-6).

Les grandeurs mesurées sont la tension u et le courant i du primaire. Associées à un traitement numérique, elles permettent de déterminer les puissances actives et réactives.

La puissance active transmise est obtenue par intégration du produit des tensions et courants instantanés primaires soit :

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_1(t) \cdot i_1(t) \cdot dt$$

avec $t_2 - t_1$ égal à un nombre entier de la période de pulsation de la puissance instantanée.

Afin d'augmenter la précision de calcul, on prend généralement $t_2 - t_1$ égal à 10 périodes de la pulsation des grandeurs mesurées.

Nous pouvons alors en déduire la composante résistive équivalente R_m telle que $R_m = \frac{U_1^2}{P}$ où U_1 représente la valeur efficace de la tension primaire obtenue par un traitement numérique.

L'essai à vide nous permet également de déterminer la réactance X_m à partir du calcul de la puissance réactive. En régime sinusoïdal nous pouvons écrire, par définition que :

$$\frac{1}{X_m} = \frac{1}{jL_m \cdot \omega} + jC_1 \omega$$

La réactance X_m devient inductive si la fréquence f est inférieure à la fréquence de résonance f_0 du circuit $L_m C_1$. La résonance est atteinte lorsque la composante imaginaire de X_m est nulle soit :

$$L_m \cdot C_1 \cdot (2\pi f_0)^2 = 1$$

Si la fréquence f est supérieure à f_0 , la réactance X_m devient capacitive.

Les mesures permettent de déterminer la valeur de X_m . Par contre, la valeur de l'inductance L_m , qui correspond à l'énergie stockée dans le circuit magnétique, peut être déterminée par calcul, soit par la méthode des éléments finis, soit à partir des caractéristiques fournies par les fabricants de ferrites.

Dans ces conditions, la valeur de C_1 est obtenue à partir de X_m .

4.2. Essai en court-circuit

Comme pour l'essai à vide, les grandeurs mesurées en valeurs instantanées sont au primaire la tension et le courant. Le courant secondaire ne peut être mesuré car le moindre capteur inséré dans le circuit oblige à modifier la configuration géométrique du court-circuit et introduit donc une impédance supplémentaire.

Le dispositif de mesure pour l'essai en court-circuit du transformateur est représenté sur la figure II-7. L'impédance du transformateur étant relativement faible en court-circuit, il est nécessaire d'ajouter une inductance de réglage L_{rs} qui permet de ramener la fréquence de fonctionnement de l'onduleur à celle souhaitée pour les essais.

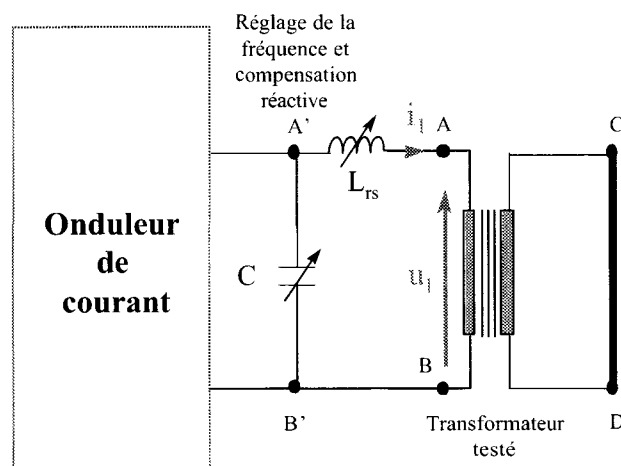


figure II-7 : Montage de l'essai en court-circuit

Le court-circuit est réalisé à l'aide d'une plaque de cuivre de forte épaisseur. Les essais s'effectuent sous tension réduite pour éviter la destruction du transformateur par des intensités trop importantes. La tension étant faible, les pertes dans le circuit magnétique seront négligées. De plus, l'impédance du circuit R_m/X_m (en pointillé sur la figure II-8) étant très élevée devant celle des autres éléments du circuit, il est possible de la négliger.

Si l'on prend pour modèle le schéma équivalent de la figure II-4, nous pouvons considérer que le transformateur en court-circuit vu des bornes A et B (figure II-7) se comporte de la façon suivante :

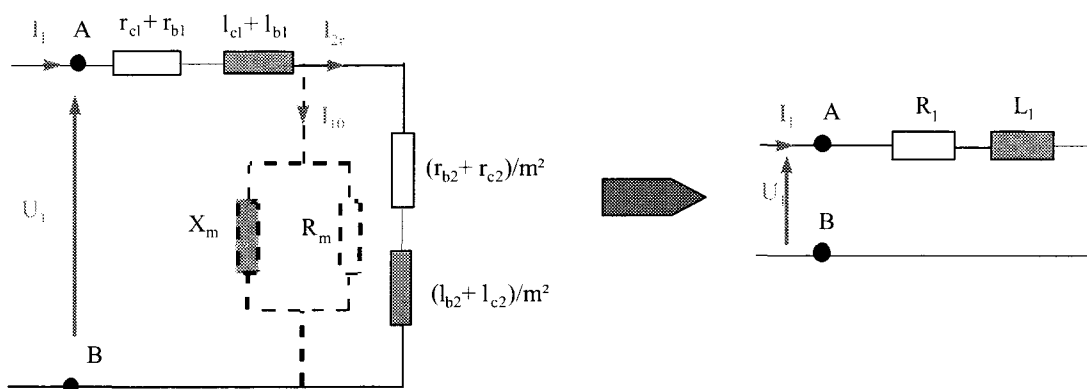


figure II-8 : Schéma équivalent du transformateur en court-circuit

Le transformateur est alors équivalent à une résistance R_1 en série avec une inductance L_1 , qu'il est possible de déterminer à partir des mesures fournissant les puissances active et réactive.

4.3. Essai en charge

L'essai en charge permet de déterminer le comportement du transformateur en fonctionnement réel et de connaître ses limites (courant, puissance maximum). De plus, cet essai permet de nous intéresser plus particulièrement au rendement pour différents cas d'utilisation.

4.4. Mesure de capacité primaire-secondaire

La méthode utilisée pour déterminer la capacité entre enroulements primaire et secondaire est représentée sur la figure II-9.

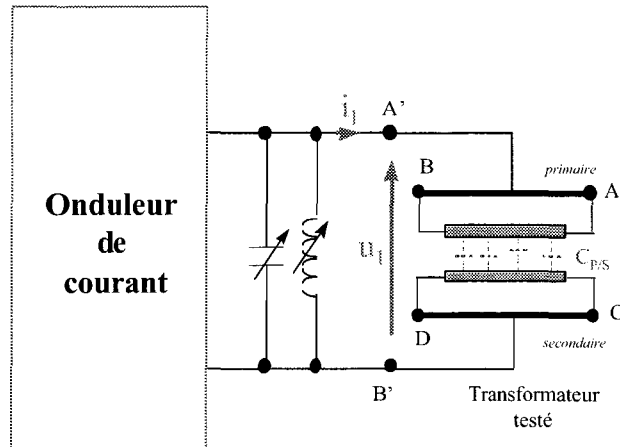


figure II-9 : Détermination de la capacité primaire-secondaire

Le primaire et le secondaire du transformateur sont en court-circuit. Le seul courant qui peut circuler est un courant capacitif traversant la capacité $C_{P/S}$ représentée figure II-9. Elle est déterminée à partir de la valeur efficace de la tension et du courant au primaire (U_1 et I_1) et s'exprime par la relation :

$$C_{P/S} = \frac{I_1}{U_1 \cdot \omega}$$

équation II-1

5 RESULTATS POUR LES TRANSFORMATEURS 'B1' ET 'B2'

Dans cette partie, nous allons déterminer les différents éléments composant le modèle des transformateurs. Ceci permettra à la fois de comparer les résultats provenant des mesures avec ceux fournis par le calcul et de tirer quelques conclusions concernant le comportement de ce type de transformateur.

5.1. Détermination de l'inductance L_m

Pour déterminer l'inductance L_m , nous avons utilisé les 2 méthodes exposées précédemment soit :

- l'utilisation de la spécification du fabricant de ferrite
- le calcul de la puissance réactive avec le logiciel Flux2d®

Les mesures expérimentales à basse fréquence n'ont pu être effectuées à cause des limites imposées par l'onduleur.

5.1.1. par la spécification du fabricant de ferrite

L'expression de l'inductance est donnée classiquement pour le bobinage de N spires sur un circuit magnétique fermé par la relation :

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 \cdot S_{moy}}{\ell_{moy}}$$

Les fabricants de ferrite nous donnent, pour une forme et un matériau donné la valeur de A_L qui représente le terme $\mu_0 \mu_r \frac{S_{moy}}{\ell_{moy}}$ d'une ferrite. Il est alors aisé de déterminer L_m en tenant compte du nombre de ferrites par :

$$L_m = n \cdot A_L \cdot N^2$$

équation II-2

avec

$$\left| \begin{array}{l} N = \text{nombre de spires} \\ A_L = \text{donnée du fabricant de ferrite} \\ n = \text{nombre de ferrites empilées} \end{array} \right.$$

Nous avons regroupé dans le Tableau 4 les valeurs de L_m pour les transformateurs B1 et B2.

Transformateur	nature des ferrites	N	A_L à 80°C	n	inductance L_m
'B1'	matériau 'B1' tore T 6300	1	8500 nH	30	255 μ H
'B2'	matériau 'B2' tore T6300	1	6200 nH	15	93 μ H

Tableau 4 : Valeurs de L_m d'après les données du fabricant de ferrites.

5.1.2. par la méthode des éléments finis

Avec la méthode des éléments finis, le calcul de l'inductance de magnétisation a été effectué à la fréquence de 300 kHz en utilisant le module magnétodynamique de Flux2d[®]. Dans ces conditions, la puissance réactive d'une inductance de magnétisation s'exprime par la relation classique :

$$Q = \frac{U_{M1}^2}{L_m \cdot \omega}$$

équation II-3

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} Q = \text{puissance réactive dans le circuit magnétique} \\ U_{M1} = \text{tension aux bornes du circuit} \\ \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \end{array} \right.$$

A titre d'exemple nous avons déterminé, à la fréquence de 300 kHz, la valeur de l'inductance de magnétisation pour les transformateurs 'B1' et 'B2'. Nous obtenons alors les résultats présentés dans le Tableau 5.

	Fréquence	U_{M1}	inductance L_m
'B1'	300 kHz	100 V	220 μ H
'B2'	300 kHz	100 V	105 μ H

Tableau 5 : Valeurs de L_m par la méthode des éléments finis

Des calculs ont été effectués pour d'autres fréquences et les résultats ont montré que les valeurs de L_m obtenues variaient faiblement.

Si l'on compare les tableaux 4 et 5, nous pouvons voir que les écarts peuvent atteindre 15%. Par la suite, nous utiliserons les résultats donnés par la méthode des éléments finis.

5.2. Induction dans le circuit magnétique

Pour déterminer la valeur de l'induction dans les ferrites, nous avons enroulé autour de l'un des tores, une bobine constituée d'une spire de fil fin. Nous nous sommes placés à la tension maximale fournie par le générateur, ainsi qu'à la fréquence minimale du domaine d'étude pour chacun des transformateurs, de façon à obtenir une sensibilité de mesure maximale.

En effet, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, la tension aux bornes de la spire est liée à l'induction par la relation classique :

$$\hat{U} = N \cdot \hat{B} \cdot S \cdot \omega$$

avec

- \hat{U} = tension crête
- N = nombre de spires de la bobine = 1
- \hat{B} = valeur crête de l'induction moyenne dans la section
- S = section du tore
- $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

Les résultats pour les deux transformateurs sont présentés dans le Tableau 6, pour une tension d'alimentation $U_1 = 465V$.

	'B1'	'B2'
f	50 kHz	150kHz
\hat{U} bobine	22 V crête	44 V crête
S	$312,5 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$	$312,5 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$
\hat{B}	226 mT	148 mT

Tableau 6 : Induction dans les tores de ferrite

Nous pouvons comparer ces valeurs à celles correspondant à la représentation B(H) des ferrites B1 et B2 (Annexe 15 et Annexe 16). Nous voyons que les transformateurs fonctionnent dans une zone située hors du coude de saturation, qui commence pour les deux matériaux aux alentours

de 250 mT. Par ailleurs, nous avons calculé l'induction B dans le tore de ferrite au moyen de la méthode des éléments finis. A titre indicatif, nous avons représenté, sur la figure II-10, la répartition de l'induction magnétique.

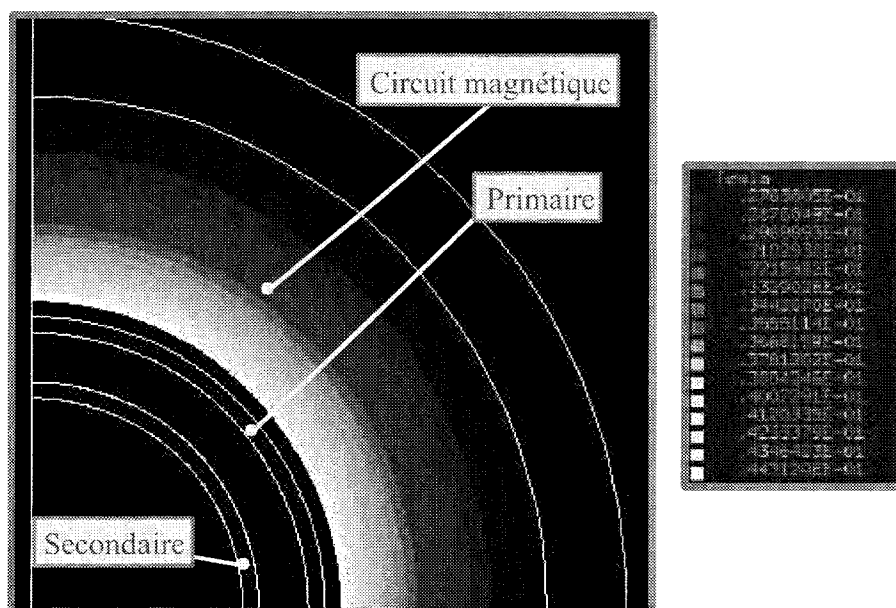


figure II-10 : Répartition de l'induction dans le tore de ferrite

On notera que l'amplitude de B est plus élevée vers le centre du circuit magnétique. Elle varie dans un rapport 1,7 entre les deux valeurs extrêmes.

5.3. Détermination de R_1 et L_1

Il s'agit de déterminer les valeurs de la résistance R_1 et de l'inductance L_1 définies sur la figure II-8. Ces valeurs peuvent être obtenues par les mesures expérimentales (essai en court-circuit). Cependant, nous pouvons déterminer par calcul une partie des termes qui les composent.

Si l'on suppose que le courant I_{10} est négligeable devant le courant I_1 , nous pouvons établir l'expression de la résistance R_1 par la relation suivante :

$$R_1 = r_{c1} + \left(r_{b1} + \frac{r_{b2}}{m^2} \right) + \frac{r_{c2}}{m^2}$$

Nous commencerons donc par déterminer la résistance des tubes sous les ferrites, r_{b1} et r_{b2} , puis nous nous intéresserons à la résistance des connexions.

5.3.1. détermination des résistances r_{b1} et r_{b2}

Ces résistances peuvent être calculées analytiquement ou à partir de la méthode des éléments finis. Pour cela, nous commencerons par déterminer la valeur de la résistance du conducteur en alternatif par unité de longueur que nous noterons R^* .

5.3.1.1. détermination de R^* analytiquement

Les conducteurs extérieurs et intérieurs n'ont pas la même géométrie puisqu'ils sont constitués de 2 tubes coaxiaux cylindriques de diamètre différents. Il est donc nécessaire d'effectuer deux calculs distincts. En chauffage par induction, on suppose que les courants circulent dans une épaisseur correspondant à l'épaisseur de peau δ . En effet, par la nature alternative des grandeurs électromagnétiques on montre, pour un cylindre de rayon infini [48] [51], que la répartition de la densité de courant est donnée par la relation :

$$j = j_0 \cdot e^{-\frac{x}{\delta}}$$

avec j_0 densité de courant à la surface du conducteur, qui fait intervenir la grandeur δ représentant l'épaisseur de peau. On peut montrer que cette densité de courant générera 87% de la puissance dissipée dans le conducteur [35].

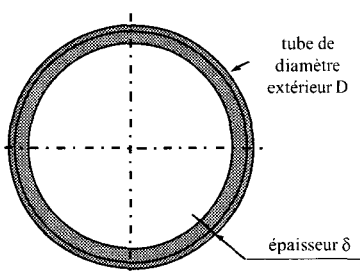


figure II-11 : Epaisseur de peau dans le tube interne

En supposant que la section de passage du courant est proche de $\pi \cdot D \cdot \delta$, nous pouvons déterminer, par mètre de longueur, la résistance linéique R^* des tubes en fonction de la fréquence où l'indice *ext* représente le tube extérieur et l'indice *int* le tube intérieur. Nous voyons par exemple sur la figure II-11 la répartition du courant dans le tube interne (tube externe non représenté).

5.3.1.2. détermination de R^* par la méthode des éléments finis

Pour une valeur de courant donnée, le logiciel utilisé nous fournit la valeur de la puissance active dissipée dans les conducteurs. A partir de ces données, on en déduit la résistance équivalente par mètre de longueur. Ces calculs ont été effectués en alimentant le tube intérieur.

Les résultats obtenus avec les approches analytiques et éléments finis, valables pour les deux types de transformateurs, sont regroupés dans le Tableau 7.

f (kHz)	δ (mm)	Calcul analytique		MEF	
		R_{ext}^* (m Ω /m)	R_{int}^* (m Ω /m)	R_{ext}^* (m Ω /m)	R_{int}^* (m Ω /m)
50	0,32	0,55	0,71	0,59	0,73
100	0,22	0,78	1,01	0,84	1,02
200	0,16	1,11	1,42	1,19	1,44
300	0,13	1,36	1,75	1,45	1,78

Tableau 7 : Résistances linéiques des conducteurs pour différentes valeurs de fréquence

A partir de ce tableau, nous avons tracé, sur la figure II-12, l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence.

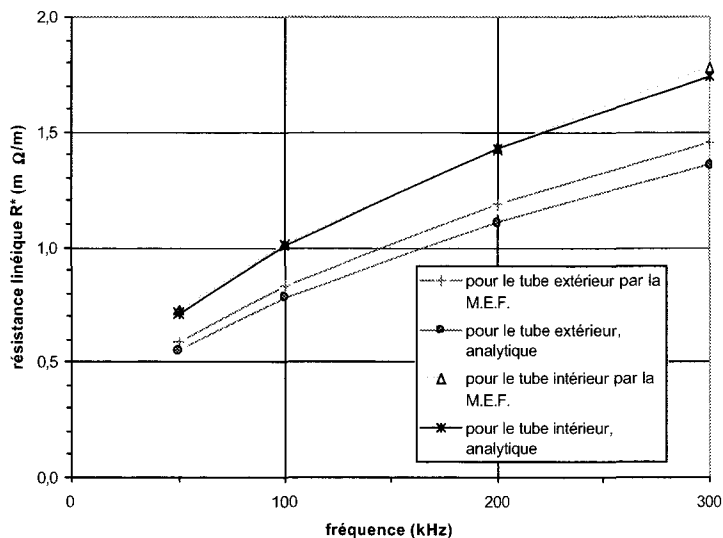


figure II-12 : Résistances linéiques des conducteurs

Les diamètres des ferrites étant identiques, on rappelle que les transformateurs B1 et B2 diffèrent principalement par leur longueur active h (voir figure II-1). Par les deux méthodes nous avons calculé, pour différentes valeurs de la fréquence, les valeurs R_{ext}^* et R_{int}^* qui représentent la résistance par unité de longueur des tubes extérieur et intérieur.

Remarques :

- on notera que le calcul analytique donne des résultats sensiblement équivalents à ceux obtenus par la méthode des éléments finis, à l'exception de la résistance du tube extérieur.
- les résistances r_{b1} et r_{b2} ont été calculées en supposant que le primaire est connecté sur le tube intérieur. Pour ce faire, nous avons choisi de prendre pour la résistance linéique la valeur déterminée par la méthode des éléments finis.

On trouvera dans le Tableau 8 les résultats obtenus en fonction de la fréquence.

alimentation : tube INTERNE				
'B1' $l_{fer} = 0,750$ mm		'B2' $l_{fer} = 0,375$ mm		
f (kHz)	r_{b1} (mΩ)	r_{b2} (mΩ)	r_{b1} (mΩ)	r_{b2} (mΩ)
50	0,54	0,40	0,27	0,20
100	0,77	0,61	0,39	0,31
200	1,08	0,96	0,54	0,48
300	1,33	1,06	0,66	0,53

Tableau 8 : Calcul de r_{b1} et r_{b2} en fonction de la fréquence

Ceci nous permet d'établir les expressions polynomiales des résistances $r_{b1} + \frac{r_{b2}}{m^2}$ en fonction de la fréquence pour les deux transformateurs. Le rapport de transformation étant égal à un, nous avons :

pour le transformateur B1

$$r_{b1} + r_{b2} = -3 \cdot 10^{-5} f^2 + 0,0167 f$$

équation II-4

et pour le transformateur B2

$$r_{b1} + r_{b2} = -1,52 \cdot 10^{-5} f^2 + 0,00852 f$$

équation II-5

5.3.2. résistance des conducteurs hors ferrites, r_{c1} et r_{c2}

Les résistances des conducteurs hors ferrites représentent les conducteurs de connexion à la partie active du transformateur comme le montre la photo représentée à la figure II-13, les zones de conducteurs cylindriques non recouvertes par les ferrites ainsi que les jeux de barre (connexions transformateur-condensateurs et transformateur-charge).

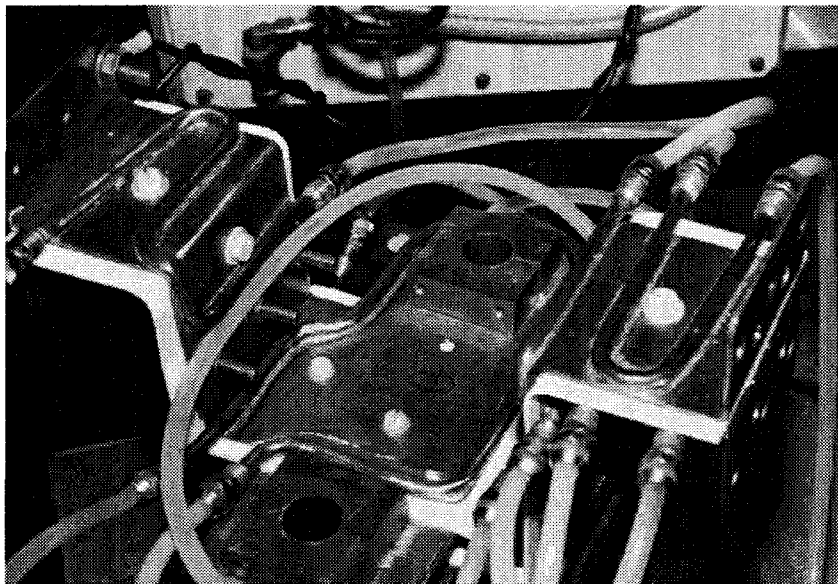


figure II-13 : Connexion à la partie active du transformateur

De par leur structure géométrique relativement complexe, il est difficile d'établir un calcul de ces résistances qui comprennent à la fois des résistances de contact, de soudage et une influence du champ électromagnétique sur la distribution des densités de courant.

L'ensemble de ces effets peut expliquer l'écart important entre la résistance totale R_1 correspondant aux pertes mesurées dans l'essai en court-circuit, et la résistance des tubes correspondant à la partie active.

Cette différence est illustrée sur la figure II-14 où nous avons représenté l'évolution de R_1 et $r_{b1}+r_{b2}$ en fonction de la fréquence.

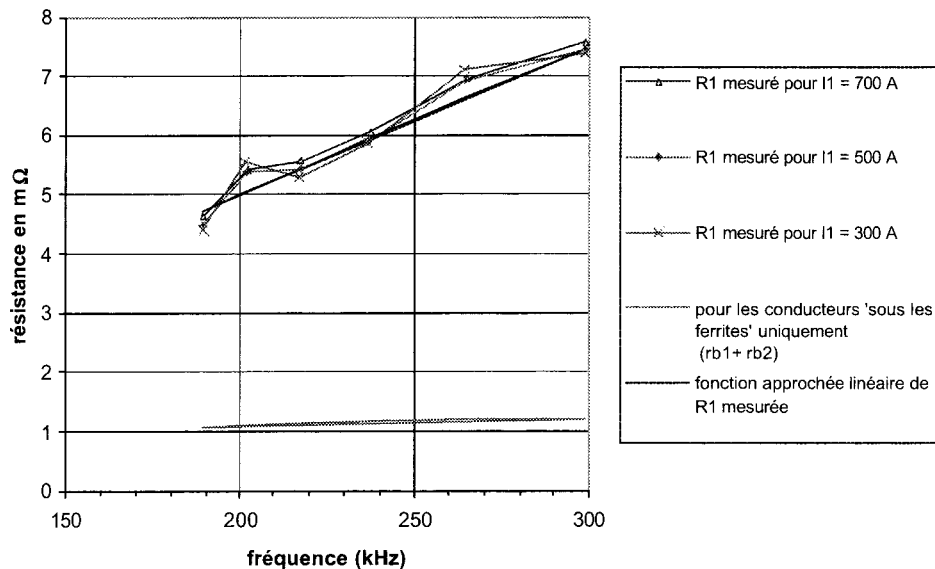


figure II-14 : Résistances R_1 en fonction du niveau de courant et résistance $r_{b1} + r_{b2}$ pour le transformateur 'B2'

5.3.3. détermination de R_1

Finalement, nous estimerons la résistance équivalente ramenée au primaire R_1 à partir de l'essai en court-circuit. Par ailleurs, lors des essais, nous avons remarqué que les valeurs des résistances étaient différentes suivant que le transformateur est alimenté par le tube interne ou le tube externe.

Pour le transformateur 'B1', deux séries d'essais ont par conséquent été effectuées pour mettre en évidence ce phénomène. Par contre, pour le transformateur 'B2' alimenté par le tube interne, nous avons étudié l'influence du courant sur la résistance R_1 .

Les résultats concernant ce transformateur sont regroupés dans le Tableau 9 où nous donnons les valeurs de R_1 . L'ensemble des mesures est donné en Annexe 3.

f (kHz)	ALIM. EXTERNE R ₁ (mΩ)	ALIM. INTERNE R ₁ (mΩ)
46	2,5	2,3
77	3,1	3,0
90	3,8	3,2
107	4,5	4,1
158	4,8	4,3

Tableau 9 : Valeurs de R₁ en fonction du type d'alimentation et de la fréquence pour le transformateur 'B1'

Sur la figure II-15, nous avons représenté l'évolution de la résistance R₁ en fonction de la fréquence.

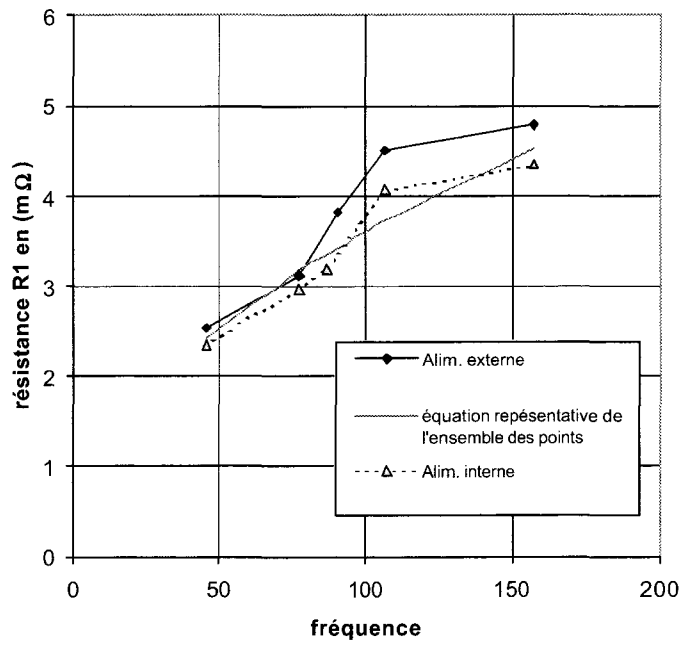


figure II-15 : résistance R₁ en fonction du type d'alimentation pour le transformateur 'B1'

Pour le transformateur 'B2', l'ensemble des résultats de mesure se trouve en Annexe 4. Nous avons regroupé dans le Tableau 10 les valeurs de R₁ obtenues pour des courants valant respectivement 300, 500 et 700 A.

f (kHz)	I ₁ = 300A R ₁ (mΩ)	I ₁ = 500A R ₁ (mΩ)	I ₁ = 700A R ₁ (mΩ)
189	4,41	4,49	4,61
202	5,54	5,38	5,42
218	5,30	5,42	5,57
237	5,85	5,90	6,05
265	7,10	6,91	6,94
299	7,37	7,45	7,57

Tableau 10 : Valeurs de R₁ en fonction de la gamme de courant pour le transformateur 'B2'

Pour les trois valeurs de I₁, l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence est représentée sur la figure II-14. Nous pouvons remarquer que cette valeur est faiblement influencée par le niveau de courant.

A partir des relevés de la résistance R₁, nous en avons déterminé une expression approchée en fonction de la fréquence.

Nous obtenons, pour le transformateur 'B1', la forme suivante :

$$R_{1(m\Omega)} = 0,36 \cdot \sqrt{f}$$

équation II-6

pour 50 kHz < f < 150 kHz (f en kHz)

Pour le transformateur 'B2' on peut considérer une expression de la forme :

$$R_{1(m\Omega)} = 0,025 \cdot f$$

équation II-7

pour 150 < f < 300 kHz (f en kHz)

5.3.4. détermination de L_1

Pour la détermination de l'inductance L_1 , nous nous sommes limités aux résultats obtenus à partir des essais en court-circuit. Pour le transformateur 'B1', les résultats obtenus en fonction de la fréquence sont regroupés dans le Tableau 11, l'alimentation s'effectuant par le tube externe ou interne.

f (kHz)	L_1 (nH)	
	ALIM. EXTERNE	ALIM. INTERNE
46	123	114
77	120	112
90	120	111
107	124	111
158	118	106

Tableau 11 : Valeurs de L_1 en fonction du type d'alimentation pour le transformateur 'B1'

A partir de ce tableau, on constate que L_1 est quasiment constante en fonction de la fréquence. Nous remarquons que, comme pour la résistance, elle est globalement plus faible lorsque l'alimentation est effectuée sur le tube interne. Il est donc préférable d'utiliser en priorité cette solution puisqu'elle permet d'obtenir une chute de tension minimale du transformateur.

Par la suite pour les simulations, nous prendrons pour L_1 la valeur moyenne de 111 nH.

Pour le transformateur 'B2', nous avons déterminé l'inductance L_1 en fonction du niveau de courant et de la fréquence. Nous obtenons les résultats regroupés dans le Tableau 12.

f (kHz)	L_1 (nH) dans le cas de l'alimentation sur le tube interne		
	$I_1 = 300A$	$I_1 = 500A$	$I_1 = 700A$
189	81	80	81
202	81	80	81
218	81	81	81
237	80	80	79
265	80	80	80
299	80	80	80

Tableau 12 : Inductance L_1 en fonction du niveau de courant pour le transformateur 'B2'

Nous remarquons que l'inductance reste quasiment constante en fonction de la fréquence et du courant. Par conséquent, nous supposons que L_1 vaut en moyenne 80 nH pour le transformateur 'B2'.

5.4. Détermination de R_m

Pour la détermination de la résistance R_m , qui représente les pertes fer, nous n'avons utilisé que l'approche expérimentale à partir des essais à vide (voir §4.1). En effet, actuellement, les codes de calcul industriels, basés sur la méthode des éléments finis, ne permettent pas de prendre en compte les pertes dans les matériaux magnétiques. De nombreux travaux de recherche existent dans ce domaine [7] [17] [42] [43], mais nous n'avons pas approfondi ce point.

Pour le transformateur 'B1', cette résistance n'a été évaluée que pour un point de fonctionnement, correspondant à $f = 121$ kHz, pour une tension d'alimentation $U_1 = 460$ V, et vaut 476Ω .

Pour le transformateur 'B2', une campagne de mesure a été menée au centre des Renardières à EDF. Nous présentons sur la figure II-16 le tableau de mesure pour différentes valeurs de la fréquence ainsi que la courbe correspondante. Les essais ont été effectués pour une tension valant en moyenne 451V.

f (kHz)	U1 (V)	I1 (A)	P (W)	Rm (Ω)
158	461	3,1	585	363
186	457	2,6	520	402
207	457	2,4	421	496
247	455	2,0	421	492
264	455	1,8	401	516
306	452	1,5	366	558
362	437	1,2	322	593

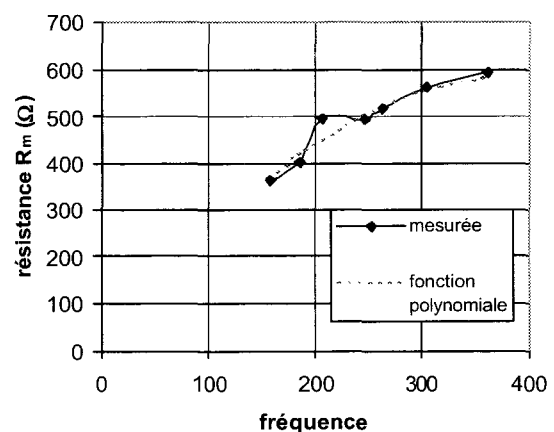


figure II-16 : Evolution de R_m en fonction de la fréquence pour le transformateur 'B2'

Ceci nous permet d'identifier R_m par une fonction polynomiale de la forme :

$$R_m(\Omega) = -0,0036 f^2_{(kHz)} + 2,92 f_{(kHz)}$$

équation II-8

5.5. Détermination de C_1

Pour le transformateur 'B1', la valeur de C_1 a été déterminée par la recherche d'une fréquence de résonance parallèle f_0 au moyen d'un pont de mesure d'impédance. La résonance est atteinte pour une fréquence de 452 kHz. L'inductance de magnétisation L_m valant 220 μ H (nous avons choisi de prendre en compte la valeur provenant du calcul par éléments finis), nous pouvons en déduire une valeur de C_1 égale à 563 pF.

Pour le transformateur 'B2', la démarche utilisée pour déterminer C_1 est la suivante : nous calculons la valeur de l'impédance Z_m calculée correspondant au dipôle $L_m//R_m//C_1$ au moyen du programme Matlab[®]. Pour ce faire, nous fixons la valeur de l'inductance L_m à celle donnée par le calcul par éléments finis. Puis nous entrons, pour les deux fréquences bornant le domaine d'étude, la valeur évaluée de R_m issue des mesures de l'essai à vide. Enfin, on ajuste une valeur de C_1 , de telle sorte que la valeur Z_m calculée corresponde au mieux à l'impédance Z_m mesurée. Nous avons représenté sur la figure II-17 l'évolution des impédances calculées et mesurées en fonction de la fréquence, pour la valeur optimale de C_1 égale à 1,5 nF ($L_m = 105 \mu$ H).

f (kHz)	Rm polyn. (Ω)	Zm mesurée (Ω)	Zm calculée (Ω)
158	371	151	117
186	419	173	146
207	450	194	172
247	502	230	233
264	520	250	265
306	556	312	365
362	585	364	533

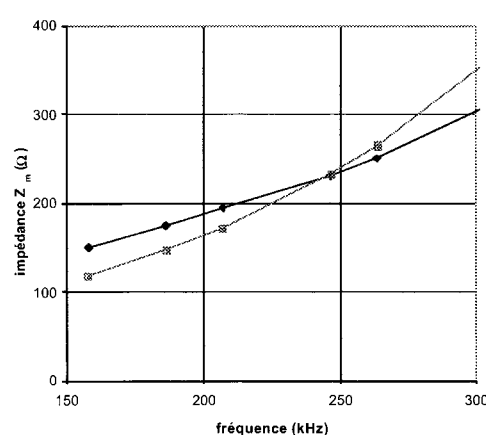


figure II-17 : Impédance équivalente à vide (Z_m) du transformateur 'B2'

A partir de cette figure, on constate que les courbes mesurées et calculées sont relativement éloignées. Ceci s'explique par le fait que les valeurs de R_m et L_m sont fixées. Il serait nécessaire d'effectuer une étude d'influence de ces paramètres en tenant compte de leurs incertitudes. Toutefois, nous retiendrons ces valeurs pour la représentation du modèle du transformateur en charge.

5.6. Capacité entre enroulements primaire et secondaire

Etant donnée la géométrie des transformateurs 'B1' et 'B2', il est possible de calculer analytiquement la valeur de la capacité entre les deux tubes. Elle peut être également déterminée par des mesures expérimentales spécifiques (voir §4.4).

5.6.1. détermination de $C_{P/S}$ par calcul analytique

Pour deux tubes concentriques de longueur infinie, la valeur de la capacité est donnée par :

$$C = \frac{2\pi \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot l}{\ln \frac{\alpha_2}{\alpha_1}}$$

équation II-9

avec

ϵ_r = permittivité relative du diélectrique
 ϵ_0 = permittivité du vide ($8,8510^{-12}$ ISO)
 l = longueur des tubes
 a_2 = rayon du tube extérieur
 a_1 = rayon du tube intérieur

Cette relation, appliquée aux transformateurs 'B1' et 'B2', permet de calculer la capacité $C_{P/S}$. Les résultats sont regroupés dans le Tableau 13.

Type	ϵ_r	ϵ_0	longueur des tubes (mm)	α_1 (mm)	α_2 (mm)	C
'B1'	huile : 2,5	$8,85 \cdot 10^{-12}$	1197 mm	13,5	17,5	641 pF
'B2'	huile : 2,5	$8,85 \cdot 10^{-12}$	847 mm	13,5	17,5	454 pF

Tableau 13 : Capacité Primaire-Secondaire

5.6.2. détermination de $C_{P/S}$ par mesures expérimentales

La mesure de la capacité $C_{P/S}$ n'a été effectuée que pour le transformateur de type 'B2'. Une campagne de mesures a été mise en place pour différentes valeurs de fréquence et de tension. D'après les résultats se trouvant en Annexe 5, nous constatons que la capacité varie peu dans la gamme de fréquence envisagée, quel que soit le niveau de tension. Elle vaut en moyenne 472 pF. De plus, cette valeur est très proche de celle déterminée par le calcul analytique (454 pF).

Nous supposons donc que $C_{P/S}$ est constante en fonction de la fréquence et qu'elle vaut, si l'on considère la moyenne des valeurs calculées et mesurées, 463pF.

6 VALIDITE DES MODELES

6.1. Modèles des transformateurs 'B1' et 'B2'

Suite aux résultats obtenus précédemment, nous pouvons établir pour chacun des transformateurs, un modèle décrit sous forme de schéma équivalent. Nous rappelons que les valeurs de R_l , L_l et R_m ont été déterminées à partir des mesures expérimentales, les valeurs de $C_{P/S}$ et C_l par les mesures et le calcul, la valeur L_m quant à elle, pour la gamme de fréquence envisagée, ne peut être déterminée que par le calcul.

Pour les transformateurs B1 et B2, nous avons représenté respectivement figure II-18 et figure II-19, les schémas équivalents en indiquant les valeurs des paramètres.

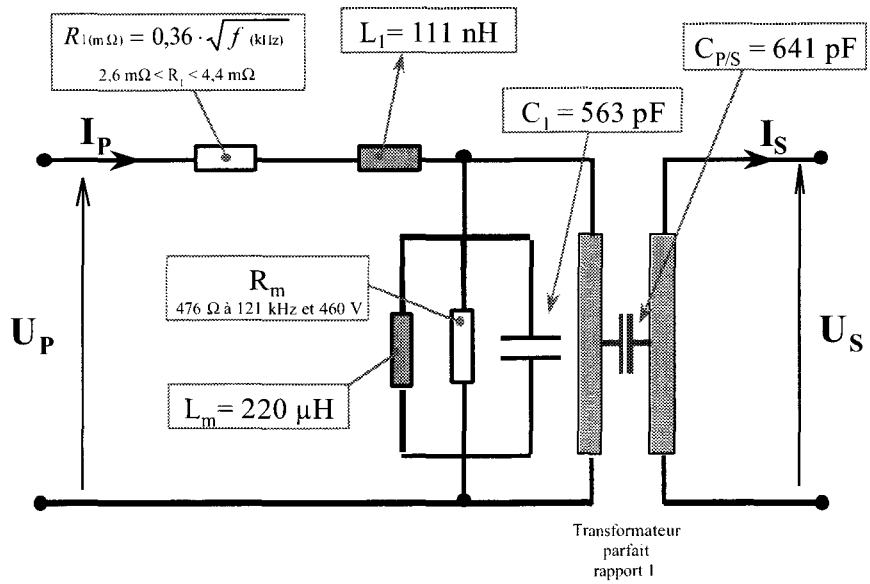


figure II-18 : Modèle du transformateur 'B1' de 50 kHz à 150 kHz

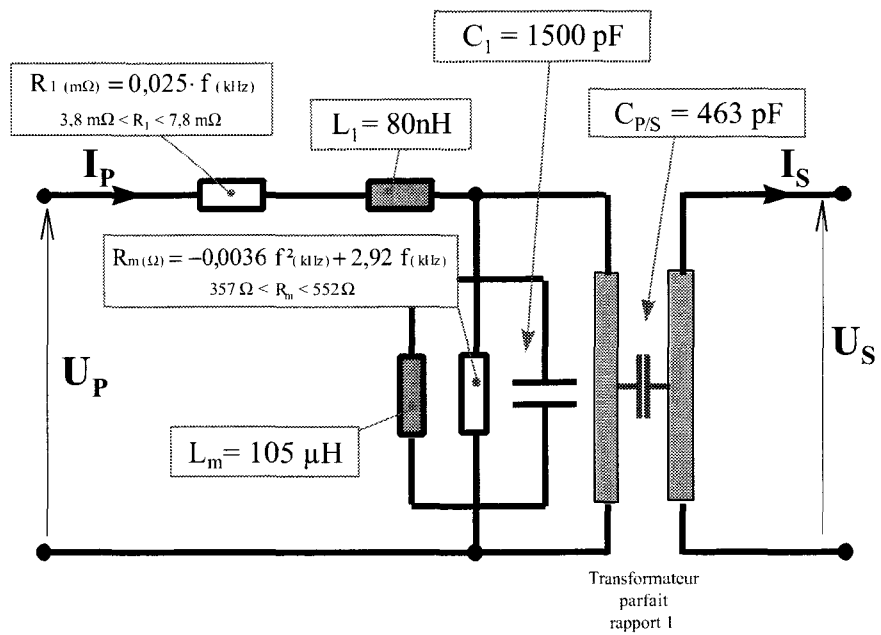


figure II-19 : Modèle du transformateur 'B2' de 150 kHz à 300 kHz

6.2. Programmes de calcul par Matlab®

Pour vérifier le bien-fondé des résultats trouvés pour les transformateurs 'B1' et 'B2', nous avons programmé avec Matlab® les équations correspondant aux modèles décrits dans le paragraphe précédent. Les données d'entrée sont la tension primaire et la fréquence du circuit d'alimentation ainsi que l'inductance et la résistance du circuit de charge. Les grandeurs de sortie sont les courants primaires et secondaires, la tension et la puissance secondaires, ainsi que le rendement η et le rapport de transformation réel m définis par :

$$\eta = \frac{P_{\text{charge}}}{P_{\text{charge}} + \sum \text{pertes}} \qquad m = \frac{U_1}{U_2}$$

Nous avons regroupé les résultats fournis par les simulations avec ceux provenant des essais en charge.

6.3. Essais en charge

Pour les deux transformateurs, les essais ont été effectués sur une charge refroidie par eau. Ils prennent en compte les connexions de raccordement. Ils ont été établis à partir de mesures électriques et calorimétriques, l'ensemble des résultats figurant respectivement en Annexe 6 et Annexe 7.

L'historique des erreurs (sur la base de la valeur mesurée) entre valeurs mesurées et calculées, a été représenté sur les figures II-20 et II-21 pour différents paramètres.

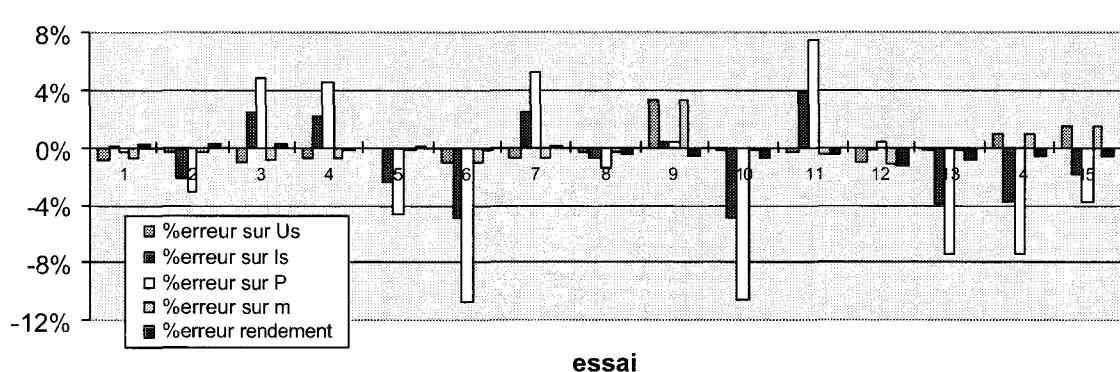


figure II-20 : Erreurs entre valeurs mesurées et valeurs calculées pour le transformateur 'B1'

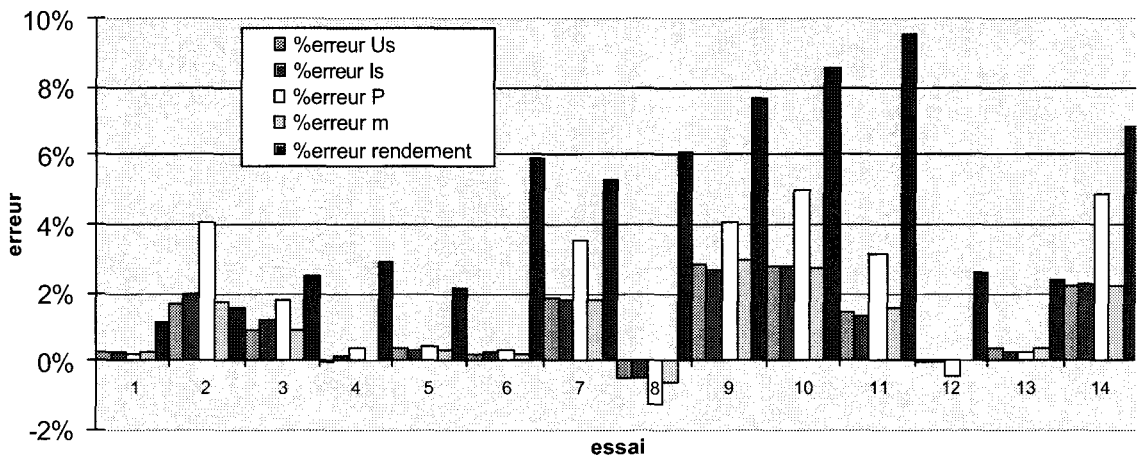


figure II-21 : Erreurs entre valeurs mesurées et valeurs calculées pour le transformateur 'B2'

Pour le transformateur 'B1' nous constatons, excepté pour la puissance, que les erreurs restent globalement inférieures à 8%. De plus, nous pouvons constater qu'elles sont prédominantes en ce qui concerne le courant dans la charge et donc la puissance active dans la charge.

Pour le transformateur 'B2', à l'exception du rendement, les résultats sont tout à fait acceptables et l'erreur reste inférieure à 5%.

L'erreur importante sur le calcul du rendement semble provenir de l'évaluation de la résistance R_1 d'après l'essai en court-circuit, qui ne correspond pas aux pertes mesurées dans l'essai en charge.

7 CONCLUSION

Un modèle de transformateur coaxial a été proposé et les résultats obtenus sont tout à fait corrects dans la gamme de fréquence considérée.

En ce qui concerne les performances, nous obtenons pour le transformateur 'B1' de bonnes caractéristiques puisque le rendement est supérieur à 90% et que le rapport de transformation en

charge reste tout à fait acceptable ($m > 0,89$), pour des fréquences allant de 50 à 150 kHz. De même, pour le transformateur 'B2', le rendement reste supérieur à 90% et le rapport de transformation en charge supérieur à 0,76.

Cependant, pour une utilisation avec un rapport de transformation différent de 1, il est nécessaire d'effectuer un couplage de plusieurs transformateurs. A titre d'exemple, il est possible de constituer un transformateur de rapport $m = 2$ et de puissance 800kVA à partir de deux transformateurs 'B1' ou 'B2' (de puissance 400 kVA), pour lesquels les primaires seraient montés en parallèle et les secondaires en série. Par contre, ce montage introduirait des interconnexions supplémentaires [57]. Nous n'avons pas étudié cette possibilité dans le cadre de cette thèse, mais il est probable que le comportement de l'ensemble en soit fortement dégradé.

Dans le chapitre 3, nous proposons une autre approche avec le transformateur de type 'Planar'.

CHAPITRE III LE TRANSFORMATEUR A SPIRES PLANES

Comme nous l'avons indiqué au chapitre I, une étude préliminaire de transformateur 'Planar' a été effectuée par Benoît Michaud [20] pour une utilisation en plasma inductif. A la suite de ce travail, un prototype de transformateur de 1,5 MVA a été conçu par EDF-DER puis étudié [59], [60], [61], [62], [63], [65]. Compte tenu des imperfections de ce dernier, et dans le but d'améliorer les performances, un deuxième prototype d'une puissance double a été construit [47], [64], [65] [68].

Dans ce qui suit, nous présenterons dans un premier temps les caractéristiques et les résultats pour le transformateur de 1,5 MVA. Puis nous aborderons le transformateur de 3 MVA.

1 LE TRANSFORMATEUR 1,5 MVA

1.1. Géométrie

Ce transformateur élévateur de tension a un rapport de transformation de 4. Nous avons représenté la géométrie simplifiée sur la figure III-1. Le circuit magnétique comporte 2 colonnes de ferrites composées en totalité de 28 éléments. Pour chaque colonne, les ferrites de type U et I (Thomson U--126A) permettent de créer un circuit magnétique fermé. Le nombre d'éléments a été déterminé de façon à obtenir une section totale suffisante égale à $1,68 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2$.

Le transformateur est constitué de 23 spires élémentaires comportant une partie rectiligne en regard des circuits magnétiques, et des têtes de bobines de forme circulaire. Il est donc globalement de forme oblongue. Chaque spire élémentaire est formée par une plaque de cuivre d'un millimètre d'épaisseur. Les plaques sont empilées en regard les unes des autres et séparées par un isolant de 1,5 mm d'épaisseur. Nous trouvons alternativement un conducteur primaire et un conducteur secondaire. Pour chaque spire élémentaire, l'entrée et la sortie s'effectue du même côté dans une zone dite "de rapprochement" (voir sur la figure III-1).

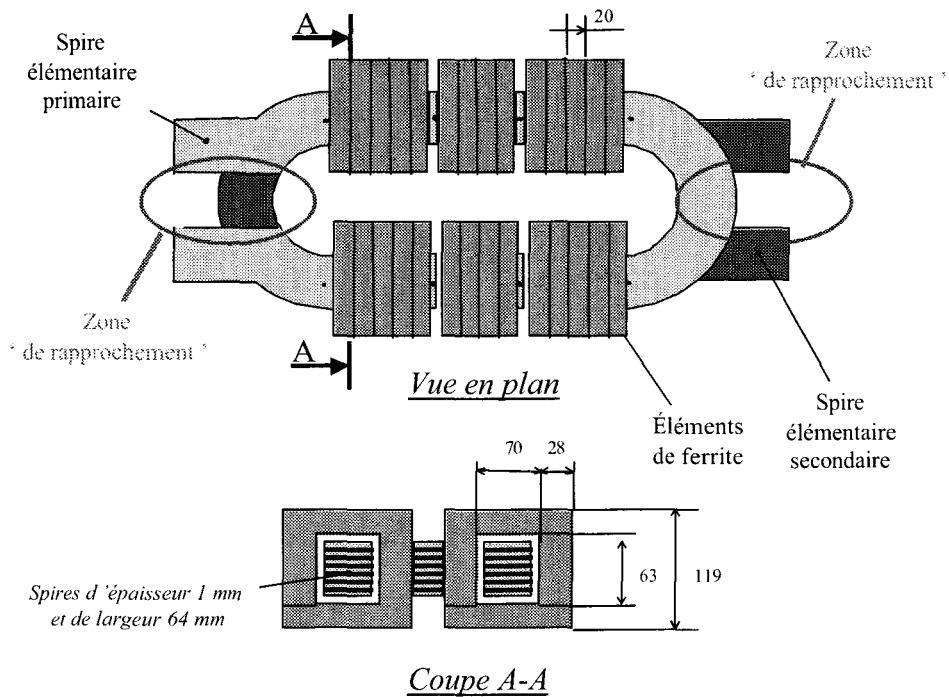


figure III-1 : Géométrie du transformateur Planar 1,5 MVA

Sur la figure III-2, nous avons représenté le schéma de principe des bobinages. Le primaire est constitué de 11 spires élémentaires associées en parallèle. Le bobinage secondaire, quant à lui, comporte 3 fois 4 spires afin d'obtenir le rapport de transformation souhaité. Cette association de conducteurs permet d'assurer une densité de courant sensiblement égale dans chaque spire.

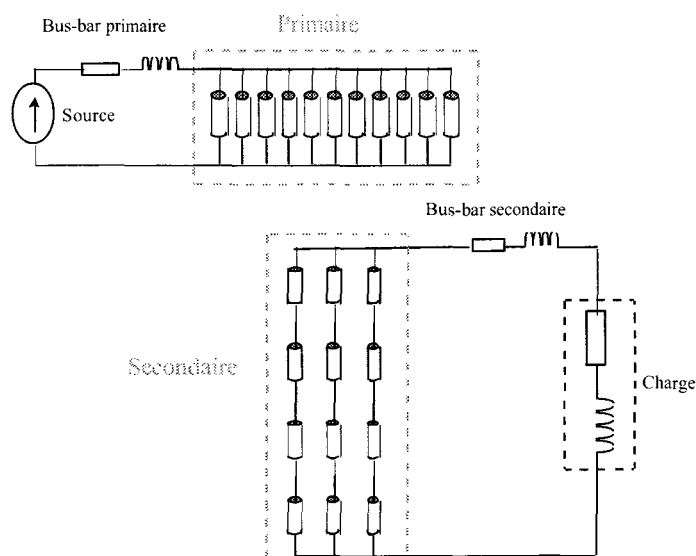


figure III-2 : Schéma de principe de connexion des spires

1.2. Caractéristiques des matériaux et modélisation par éléments finis

Les ferrites utilisées sont du type B1 (voir documentation Thomson-CSF [44]). Les caractéristiques de ces ferrites sont résumées, à partir des données du fabricant, au Chapitre II §2 page 53 (voir également en Annexe 15). Nous considérerons donc par la suite que la perméabilité relative initiale μ_r vaut 3400 dans le circuit magnétique, à la température de fonctionnement en régime thermique permanent de 80°C, et que la conductivité électrique est négligeable. Pour la résistivité électrique des conducteurs en cuivre, nous prendrons la valeur de $2.10^{-8} \Omega.m$.

Comme pour le cas des transformateurs de type coaxial, nous avons déterminé des grandeurs globales à partir de la modélisation par éléments finis en 2 dimensions. Cette modélisation a également permis de visualiser la distribution locale de l'induction et de la densité de courant. La formulation utilisée correspond à un calcul en magnétodynamique puisque nous travaillons en régime alternatif sinusoïdal. Dans cette partie, nous nous intéresserons aux grandeurs électriques (tension, densité de courant ...) et magnétiques (induction, flux ...).

Pour l'étude 2D nous avons effectué une coupe de la région active du transformateur. Des raisons de symétrie nous ont permis de limiter le domaine d'étude comme le montre la figure III-3. Le maillage est constitué d'environ 12 000 éléments et 32 000 nœuds.

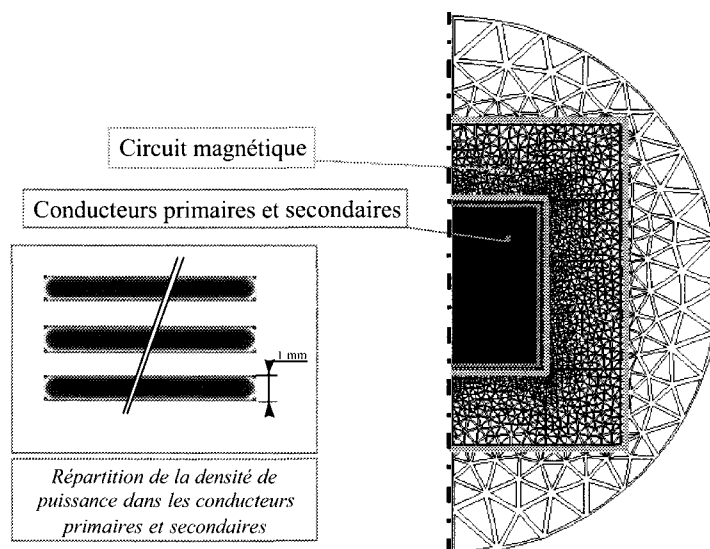


figure III-3 : Maillage du transformateur Planar 1,5 MVA (Flux2d®)

Comme indiqué précédemment, chaque spire élémentaire a une épaisseur de 1 mm et la distance entre 2 spires est de 1,5 mm. Le maillage est très fin dans les conducteurs car à la fréquence la plus élevée, c'est à dire à 200 kHz, l'épaisseur de peau dans le cuivre est de 0,16 mm.

Une "région infinie" a été créée qui permet de limiter le maillage à une zone raisonnable. Les conditions limites sont des conditions de Neumann sur l'axe de symétrie.

Afin de reproduire le schéma de connexion de la figure III-2, nous aurons recours au couplage avec les équations de circuit.

1.3. Méthode de détermination des paramètres

Les résultats présentés dans ce paragraphe proviennent de calculs analytiques, de modélisations par éléments finis et de mesures. Pour les mesures, les méthodes ont été décrites dans le chapitre 2. Elles sont identiques dans le cas du transformateur Planar. Le but est d'obtenir un modèle sous forme de schéma équivalent électrique. Nous avons décomposé les différents éléments selon le schéma de la figure III-4.

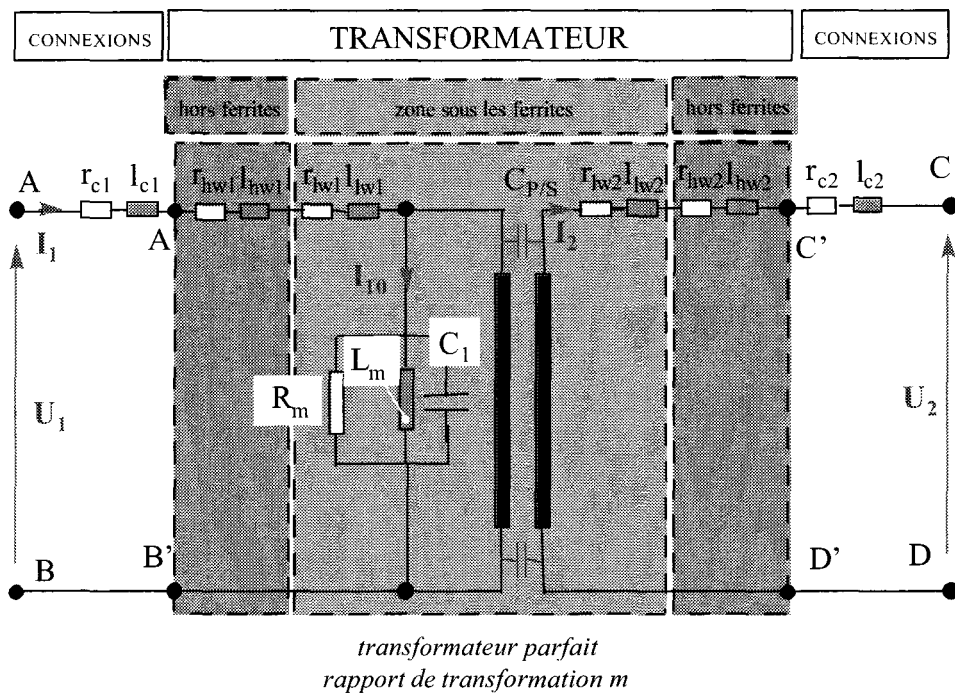


figure III-4 : Schéma électrique équivalent du transformateur Planar 1,5MVA

Sur ce schéma, hormis les composants R_m , L_m et C_1 , nous distinguons deux zones : une zone « sous les ferrites » constituant la partie rectiligne des conducteurs (*indice l*), et une zone hors ferrites constituant les têtes de bobine dans laquelle les conducteurs sont courbes (*indice h*). De même, l'*indice c* désigne les connexions du transformateur et l'*indice w* les bobinages.

1.4. Détermination de R_m

Comme pour les transformateurs coaxiaux, la résistance R_m a été déterminée par un essai à vide.

1.4.1. Mesure de R_m

Les résultats de mesure ont été regroupés en Annexe 9. Nous avons représenté sur la figure III-5 l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence, pour une tension primaire de l'ordre de 450V. On trouvera également sur cette figure la fonction approchée polynomiale correspondante qui s'écrit sous la forme :

$$R_m(\Omega) = -16 \cdot 10^{-3} f^2 + 4,5 f$$

équation III-1

avec f en kHz (entre 50 kHz et 150 kHz)

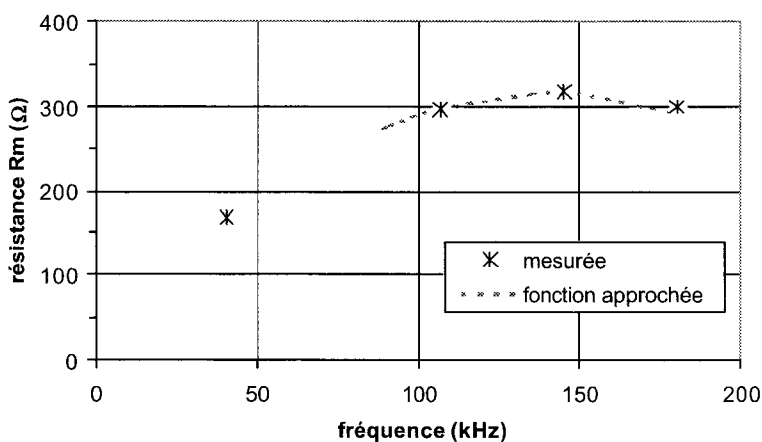


figure III-5 : Evolution de la résistance R_m en fonction de la fréquence (entre 50 kHz et 200 kHz)

Il faut être très prudent quant à l'évolution de cette courbe. En effet, la valeur de la résistance R_m devrait tendre vers l'infini lorsque la fréquence tend vers 0. Nous n'avons pas cherché à lever cette incertitude pour des fréquences inférieures à 100 kHz dans le cadre de cette thèse.

1.5. Détermination de l'inductance L_m

Habituellement, il est possible de déterminer L_m par des mesures expérimentales à basse fréquence. Comme pour les transformateurs coaxiaux, nous avons utilisé deux méthodes pour le calcul de l'inductance L_m : la spécification A_L du fabricant de ferrite et la détermination de la puissance réactive par la méthode des éléments finis. Dans ces conditions, la capacité C_1 n'intervient quasiment plus. Or dans notre cas, à cause des limites imposées par l'onduleur, nous ne pouvons effectuer ce type de mesures.

Pour déterminer l'inductance L_m par la spécification du fabricant de ferrite, nous utilisons l'équation II-2 définie au chapitre II. Nous obtenons dans ce cas la valeur présentée dans le Tableau 14.

Nature des ferrites	nombre de spires N	A_L à 80°C (à 25°C)	Nombre de ferrites	L_m
Matériau 'B1' forme UI-126A	1	6800 nH (4000nH)	28	191 μ H

Tableau 14 : Résultats de calcul de L_m par la spécification du fabricant de ferrite

Par la méthode des éléments finis, nous avons déterminé la valeur de l'inductance et nous obtenons $L_m = 208 \mu$ H.

Si l'on compare les deux méthodes, nous pouvons noter un écart inférieur à 9%. Pour la suite, nous avons choisi de conserver la valeur donnée par le calcul éléments finis.

1.6. Induction dans le circuit magnétique

Nous utilisons la même formule que celle définie pour les transformateurs coaxiaux (Chapitre II, §5.2).

Les résultats sont présentés dans le Tableau 15, pour une tension d'alimentation $\hat{U}_1 = 707V$ et une section totale de $1,68.10^{-2} \text{ m}^2$.

f	50 kHz	200 kHz
\hat{B}	134 mT	33,5 mT

Tableau 15 : Induction dans les ferrites

La répartition de l'induction dans le circuit magnétique a également été déterminée par la méthode des éléments finis. Nous avons représenté sur la figure III-6 le calcul pour une fréquence de 200 kHz.

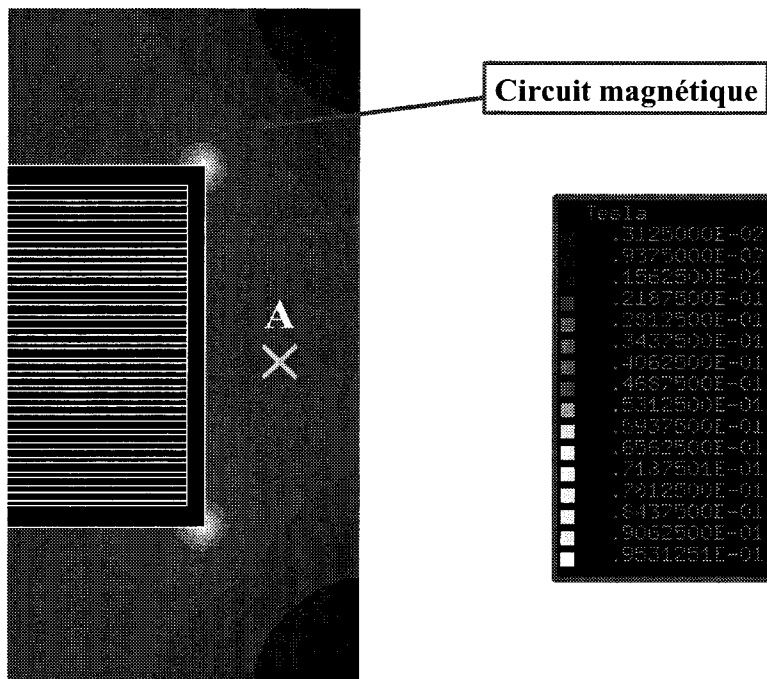


figure III-6 : Répartition de l'induction dans les ferrites

Pour s'assurer de la validité de nos calculs nous avons déterminé, pour 500V efficaces sur les conducteurs primaires, à la fréquence de 200kHz, que l'induction crête au point A (représentatif a

priori de l'état moyen du circuit magnétique), valait 36 mT par éléments finis. Nous voyons que cette valeur est très proche de la valeur de 33,5 mT trouvée en moyenne dans la section totale du circuit magnétique. A partir de ces résultats, nous constatons que le transformateur fonctionne dans une zone située largement en dessous du coude de saturation, qui se situe pour la ferrite B1 (Annexe 15) aux alentours de 250 mT. Cela signifie que les ferrites sont sous-utilisées.

En conséquence, le paramètre principal qui limite la tension d'alimentation du transformateur est l'échauffement dû aux pertes dans les conducteurs.

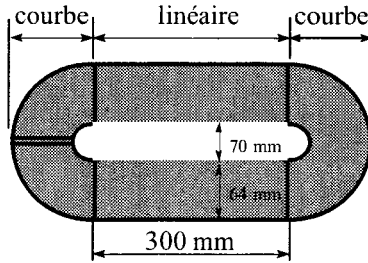
1.7. Calcul de la résistance R_1

On rappelle que R_1 représente la résistance équivalente ramenée au primaire, des conducteurs et des connexions primaires et secondaires.

Etant données les difficultés de mesure et l'ensemble des phénomènes mis en jeu, il est difficile de déterminer avec précision la valeur de R_1 . Nous décrivons en premier lieu la méthode permettant d'estimer R_1 par calcul, puis nous présenterons la valeur obtenue par les essais en court-circuit. Ceci nous amènera à constater que les deux méthodes divergent lorsque la fréquence augmente. Des investigations supplémentaires permettront de trouver une des causes d'erreur.

1.7.1. Décomposition de R_1

Pour obtenir la valeur de R_1 , nous commençons par déterminer par un calcul analytique et par la méthode des éléments finis, la résistance r_{sp} en régime alternatif sinusoïdal correspondant à la zone sous les ferrites de la spire élémentaire (figure III-7).



longueur de la partie courbe = 0,55 m
longueur de la partie linéaire = 0,60m

figure III-7 : Géométrie simplifiée de la spire élémentaire

Nous effectuons alors l'hypothèse que la répartition de la densité de courant dans la partie courbe est identique à celle de la partie sous les ferrites. Ceci nous permet de calculer par extrapolation sur la longueur, la résistance r_{hsp} de la spire élémentaire dans la partie courbe.

Au primaire, l'association en parallèle de 11 éléments de spire nous donne :

$$r_{lw1} = \frac{r_{lsp}}{11}$$

(r_{lsp} représente la résistance de la spire élémentaire dans la partie linéaire)

Au secondaire, la mise en parallèle de 3 blocs de 4 spires élémentaires en série ramenés au primaire au travers du facteur de transformation, nous donne :

$$r_{lw2} = \frac{r_{lsp}}{12} = \frac{1}{4^2} \cdot \frac{4 \cdot r_{lsp}}{3}$$

De même, nous obtenons selon la même association de conducteurs, la valeur des résistances ramenées au primaire r_{hw1} et r_{hw2} soit $r_{hw1} = \frac{r_{hsp}}{11}$ et $r_{hw2} = \frac{r_{hsp}}{12}$

(r_{hsp} représente la résistance de la spire élémentaire dans la partie courbe)

Puis nous intégrons la résistance de connexion primaire r_{c1} et la résistance de connexion secondaire ramenée au primaire $\frac{r_{c2}}{4^2}$. Les valeurs de r_{c1} et r_{c2} sont déterminées à la fois par la méthode des éléments finis et par un calcul analytique (voir §1.7.3).

Enfin, l'ensemble de ces résistances est rassemblé en une résistance équivalente unique, désignée par R_1 dans le modèle équivalent dont l'expression, après simplifications, est de la forme :

$$R_{1\text{calculée}} \approx \frac{r_{lsp} + r_{hsp}}{6} + r_{c1} + \frac{r_{c2}}{16}$$

équation III-2

1.7.2. Résistances r_{lsp} et r_{hsp}

Pour déterminer ces deux résistances, nous calculons une grandeur commune qui est, d'après les hypothèses utilisées, la valeur que nous noterons R^* de la résistance linéique (par unité de longueur) au moyen de deux méthodes. La première est basée sur une approximation qui consiste à supposer que les courants circulent dans une épaisseur correspondant à l'épaisseur de peau (figure III-8). La deuxième méthode utilisera un calcul effectué par la méthode des éléments finis.

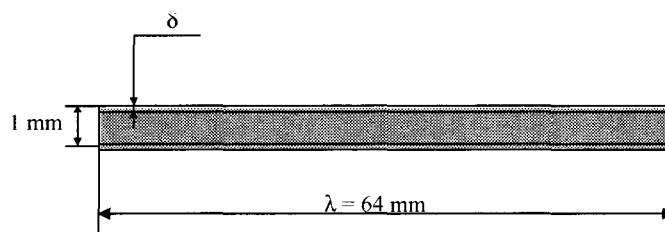


figure III-8 : Hypothèse de répartition du courant dans la spire sous les ferrites

Nous pouvons voir sur la figure III-9, le résultat du calcul de la densité de puissance dans les spires sous les ferrites. Ceci nous permet de conforter l'hypothèse effectuée pour la première méthode.

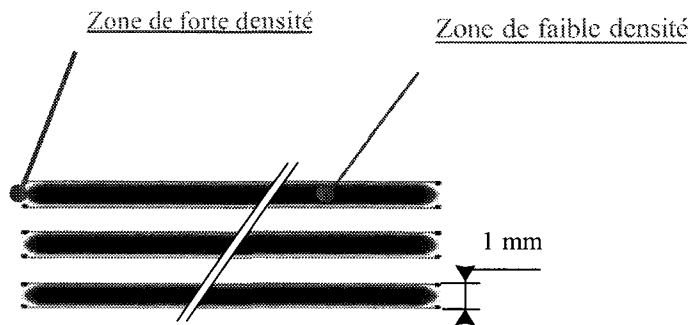


figure III-9 : Répartition de la densité de puissance dans les conducteurs

Pour la première méthode, nous pouvons écrire :

$$R^* = \rho \cdot \frac{l}{s}$$

avec

- ρ = résistivité électrique du cuivre = $2 \cdot 10^{-8}$ O.m à 80°C
- l = profondeur de spire = 1 m
- δ = largeur d'une spire = 64 mm
- d = épaisseur de peau
- s = section de passage du courant $\approx (\delta \times d) \times 2$ faces

Par la méthode des éléments finis, la démarche est la même que celle décrite au Chapitre II §5.3.1.2. Nous avons regroupé dans le Tableau 16 ainsi que sur la figure III-10, les résultats de calcul de R^* par les deux méthodes.

Fréquence (kHz)	δ (mm)	Résistance R^* par la MEF (m Ω /m)	Résistance R^* par calcul analytique (m Ω /m)	erreur	Expression polynomiale de R^* (m Ω /m)	Γ_{isp} (m Ω)	Γ_{hsp} (m Ω)
0		0,31	0,31	0,0%	0,31	0,19	0,17
50	0,32	0,45	0,49	-7,7%	0,49	0,29	0,27
100	0,23	0,68	0,69	-2,1%	0,66	0,40	0,36
150	0,18	0,85	0,85	0,4%	0,83	0,50	0,46
200	0,16	0,98	0,98	0,3%	0,99	0,60	0,55

Tableau 16 : Résistance des conducteurs en fonction de la fréquence

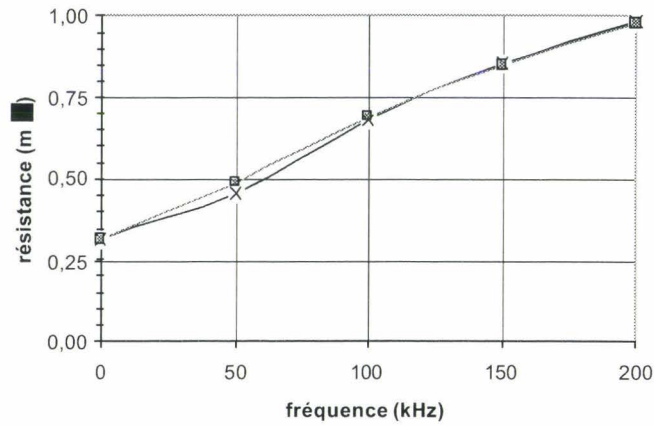


figure III-10 : Résistance linéique R^ déterminée par la MEF et par calcul analytique en fonction de la fréquence*

L'écart maximal entre les deux calculs de R^* est de 8% (pour la fréquence de 50 kHz).

Nous en déduisons alors une expression polynomiale de la forme :

$$R^* = -1 \cdot 10^{-6} f^2 + 0,0036 \cdot f + 0,312 \quad f \text{ en kHz, } R^* \text{ en } m\Omega$$

Cette expression nous permet de calculer, en multipliant la valeur de R^* par respectivement la longueur de la partie linéaire et la longueur de la partie courbe, les valeurs des résistances r_{isp} et r_{hsp} de la spire élémentaire (Tableau 16 et figure III-7).

1.7.3. Résistance des connexions r_{c1} et r_{c2}

Nous pouvons voir sur la figure III-11 la constitution des connexions primaires et secondaires. Leur forme a été prévue de façon à permettre l'immersion du transformateur dans un bain d'huile.

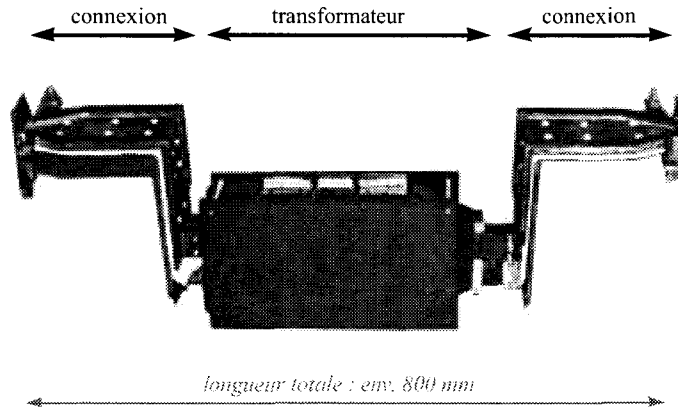


figure III-11 : Le prototype du transformateur 1,5MVA avec ses connexions

La détermination des résistances r_{c1} et r_{c2} par des mesures calorimétriques n'a pu aboutir, les valeurs obtenues à partir des essais en charge étant fortement dispersées ([65] et Annexe 11). Pour un tel dispositif, la séparation des résistances de connexion est extrêmement délicate par le fait qu'une conduction thermique existe entre les spires de la partie active et les connexions. Dans ces conditions, nous nous limiterons à une approche par le calcul.

Pour estimer l'influence des connexions par la méthode des éléments finis en 2D, nous avons supposé que le coude formé par les deux plaques parallèles était rabattu dans un plan. Cette hypothèse revient à négliger l'influence du coude sur la répartition des lignes de champ entre les deux plaques. Nous pouvons alors effectuer un calcul au moyen de Flux2d[®] en symétrie dans le plan.

Les dimensions des conducteurs sont précisées sur la figure III-12. Nous avons fait apparaître, de façon qualitative, la répartition de la densité de puissance déterminée par Flux2d[®].

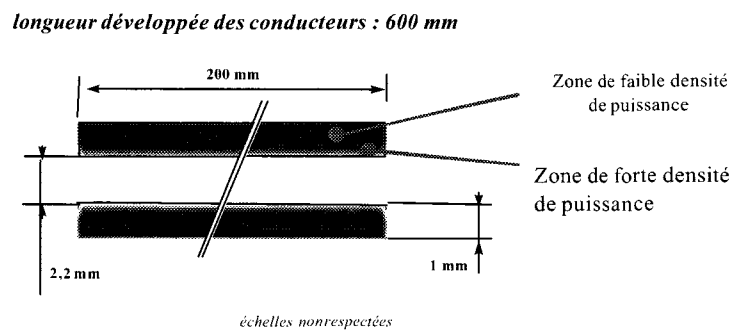


figure III-12 : Dimensions des plaques de connexion, répartition de la densité de puissance et lignes de flux par la MEF à 200 kHz

Les résultats de calcul de la résistance de connexion en fonction de la fréquence sont présentés dans le Tableau 17.

Fréquence (kHz)	δ (mm)	r_{c1} et r_{c2} par la MEF (m Ω)	r_{c1} et r_{c2} par calcul analytique (m Ω)	Expression polynomiale de r_{c1} et r_{c2} (m Ω)
0			0,12	0,12
10	0,71	0,15	0,17	0,16
50	0,32	0,36	0,38	0,33
100	0,23	0,51	0,53	0,50
200	0,16	0,73	0,75	0,76
300	0,13	0,89	0,92	0,90

Tableau 17 : Résistance de connexion primaire r_{c1} en fonction de la fréquence

Les erreurs entre les deux calculs sur la base du calcul par la M.E.F sont inférieures à 4% dans la gamme de fréquence d'étude. Cela montre que dans le cas où un conducteur est rectiligne, l'hypothèse de l'épaisseur de peau, pour le calcul de la résistance, est tout à fait justifiée.

A partir de ces calculs, nous pouvons établir une expression polynomiale de r_{c1} et r_{c2} dont l'équation est :

$$r_{c1} = r_{c2} = -6 \cdot 10^{-6} f^2 + 0,0044 \cdot f + 0.12$$

équation III-3

avec f en kHz et les résistances r_{c1} et r_{c2} en m Ω

1.7.4. Influence des résistances de connexion sur R_1

Nous avons représenté sur la figure III-13 le calcul des résistances des conducteurs en fonction de la fréquence, en tenant compte des connexions (courbe en trait plein), et sans tenir compte des connexions (courbe en pointillés).

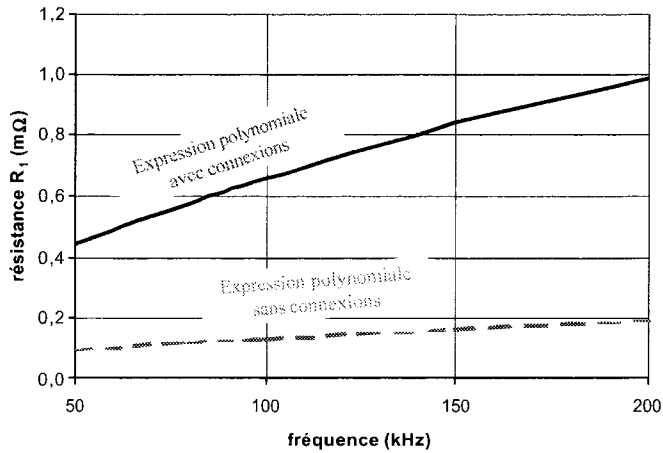


figure III-13 : Résistance R_1 calculée en fonction de la fréquence

Cette figure montre que les connexions sont à l'origine d'au moins 80% des pertes dans les conducteurs.

1.8. Mesure de R_1

La mesure de R_1 est obtenue à partir de l'essai en court-circuit décrit au Chapitre II §4.2. L'ensemble des résultats est présenté en Annexe 8. Nous avons tracé sur la figure III-14, les points mesurés de R_1 en fonction de la fréquence ainsi qu'une approximation polynomiale que nous avons choisie du second degré. L'ordonnée à l'origine de cette approximation provient du calcul des résistances en continu.

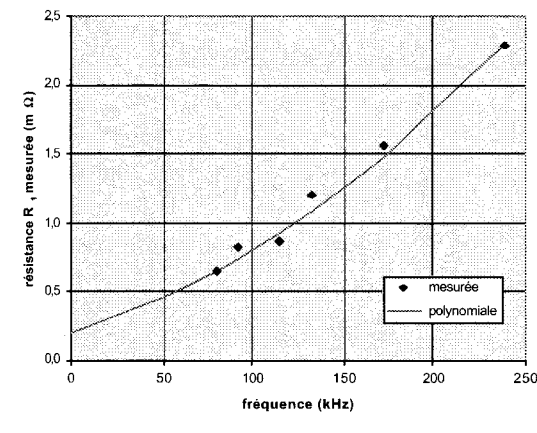


figure III-14 : Résistance R_1 mesurée, en fonction de la fréquence

Nous obtenons donc, pour une fréquence comprise entre 50 kHz et 200 kHz :

$$R_{l\text{ mesurée}} = 2 \cdot 10^{-5} f^2 + 4 \cdot 10^{-3} f + 0,2$$

équation III-4

avec f en kHz et $R_{l\text{ mesurée}}$ en $m\Omega$

Sur la figure III-15, nous comparons les résultats obtenus par les calculs et les mesures.

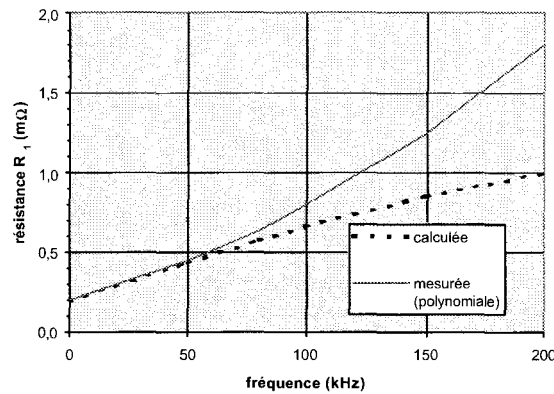


figure III-15 : Comparaison des résistances R_l calculées et mesurées

L'écart peut être expliqué en partie par le fait que la distribution de la densité de courant ne se situe pas exactement dans l'épaisseur de peau. De plus, des phénomènes négligés influencent notablement la valeur de la résistance des conducteurs lorsque la fréquence augmente.

Nous pensons que les causes peuvent être liées à des phénomènes en 3 dimensions d'une part, dont nous parlerons lors de l'étude du transformateur 3 MVA, et à des pertes supplémentaires en des points particuliers (soudures, résistances de contact, zones de concentration de courants) du transformateur d'autre part. Nous allons parler de ce dernier point dans ce qui suit.

1.9. Explication possible des pertes supplémentaires

Nous avons constaté qu'un écart important existait entre la valeur de R_l calculée et celle mesurée. Or, dans de nombreuses machines électriques, ces écarts sont le plus souvent attribués à

ce que l'on appelle les 'pertes supplémentaires'. Elles représentent généralement tout ce qui est difficilement quantifiable et sont formulées sur la base de formules empiriques.

Dans notre domaine, le problème est mis en valeur par le fait que la fréquence augmente. Nous avons cherché à visualiser ces pertes par thermographie infrarouge.

1.9.1. Précautions de mesure en thermographie infrarouge

Il est nécessaire, pour effectuer une mesure par thermographie infrarouge, que la surface sur laquelle on souhaite obtenir une cartographie de température ait une émissivité la plus constante possible et la plus proche de celle du corps noir. Dans le cas des conducteurs de cuivre, il est donc impératif d'enlever du champ de vision toute huile de refroidissement pour obtenir une image exploitable. De plus, les conducteurs seront recouverts d'un revêtement fin, d'émissivité proche de 1 (peinture par exemple). Afin d'empêcher toute diffusion thermique dans le cuivre, (qui est très bon conducteur de la chaleur), et pour éviter d'atteindre des températures qui détruiraient localement le conducteur, les essais doivent être effectués pendant un temps relativement court.

Sur la figure III-16, nous pouvons voir, après quelques secondes de fonctionnement, l'existence d'une zone de surchauffe locale dans la zone 'de rapprochement' des conducteurs d'entrée et de sortie.

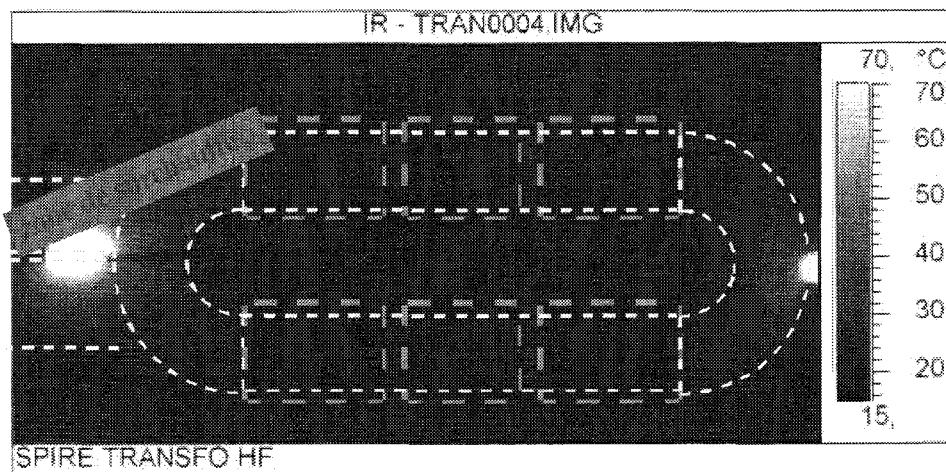


figure III-16 : Vue du transformateur par thermographie infrarouge

Cette zone est le siège de pertes supplémentaires qui peuvent expliquer la différence entre les valeurs calculées en 2 dimensions et les valeurs mesurées.

1.10. Détermination de L_1

Comme pour la détermination des résistances, les inductances de fuite des conducteurs peuvent être décomposées en un terme correspondant aux parties linéaires et courbes de la spire élémentaire et en deux termes correspondant aux connexions primaires et secondaires. Par similitude à l'équation III-2, l'expression de l'inductance L_1 calculée devient alors :

$$L_{1\text{calculée}} \approx \frac{l_{sp} + l_{hsp}}{6} + l_{c1} + \frac{l_{c2}}{4^2}$$

équation III-5

1.10.1. Inductances l_{sp} et l_{hsp}

Pour la partie linéaire, nous avons obtenu l'inductance de la façon suivante : nous avons calculé numériquement (en 2D) la puissance réactive totale à laquelle nous avons retranché la puissance réactive dans le circuit magnétique (inductance de magnétisation). L'inductance de fuite est alors déterminée sur la base de la relation :

$$Q = L\omega \cdot I^2$$

équation III-6

Nous avons regroupé dans le Tableau 18, pour différentes valeurs de la fréquence, le résultat de calcul du terme $\frac{l_{sp}}{6}$. Il correspond à l'inductance équivalente totale vue du primaire.

Fréquence (kHz)	Puissance réactive attribuée aux conducteurs linéaires (Var)	Courant primaire (A)	Inductance des conducteurs linéaires ($l_{sp}/6$) pour 560 mm (nH)
50	311	546	0,93
100	162	284	0,89
150	107	191	0,87
200	79	143	0,86

Tableau 18 : Inductance des conducteurs linéaires en fonction de la fréquence

Nous voyons que cette inductance ne varie quasiment pas et qu'elle vaut en moyenne 0,89nH.

Pour la partie courbe, nous avons fait l'hypothèse suivante : chaque conducteur génère le flux correspondant à une demi-spire circulaire seule, d'axe repéré X-X' sur la figure III-17.

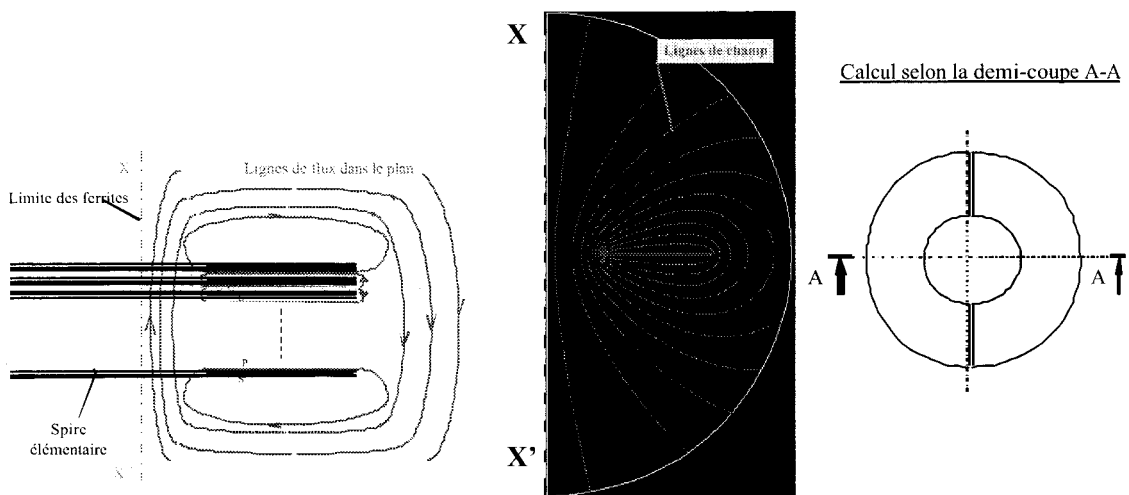


figure III-17 : Supposition de répartition du flux dans les têtes de bobine et géométrie modélisée

Nous avons déterminé pour différentes fréquences, la valeur de l'inductance dans la partie courbe d'une spire (voir Tableau 19).

Fréquence (kHz)	Courant (A)	Puissance réactive	Inductance
		Totale (VAr)	l_{hsp} (nH)
50	500	7911	100,7
100	500	15766	100,4
150	500	23603	100,2
200	500	31434	100,1

Tableau 19 : Inductance de la tête d'une spire élémentaire

Si nous ramenons l'inductance de chaque spire au primaire, nous obtenons le terme correspondant à $\frac{l_{hsp}}{6}$ soit une valeur d'environ 17 nH.

1.10.2. Inductance des connexions l_{c1} et l_{c2}

Nous avons déterminé ces inductances par la méthode des éléments finis, en utilisant la géométrie (voir §1.7.3) définie pour le calcul des résistances des conducteurs. Nous obtenons, à partir du calcul de la puissance réactive totale, une valeur de l'inductance constante entre 50 kHz et 200 kHz et qui vaut :

$$l_{c1} = l_{c2} = 8,1 \text{ nH}$$

Sur la base de l'équation III-5, la valeur calculée de L_1 est par conséquent quasiment constante en fonction de la fréquence et elle vaut 26 nH. Enfin, cette inductance a été déterminée à partir de la mesure de la puissance réactive lors de l'essai en court-circuit. Les résultats sont regroupés en Annexe 8. Nous constatons qu'elle reste quasiment constante et vaut 26 nH. On notera l'excellente concordance entre le modèle et l'expérience.

Nous retiendrons donc pour L_1 la valeur de 26 nH.

1.11. Détermination de C_1

Pour la détermination de C_1 , nous avons utilisé la même méthode que dans le cas des transformateurs coaxiaux (voir au Chapitre II §5.5). Nous calculons l'impédance Z_m à partir de l'essai à vide, que nous comparons au calcul qui tient compte des trois termes R_m , C_1 , L_m . Ce calcul a été effectué par programmation sous Matlab[®]. L'inductance L_m provient du calcul par éléments finis, la résistance R_m est la fonction polynomiale déterminée à partir des mesures et nous ajustons C_1 pour obtenir une impédance Z_m mesurée aussi proche que possible de l'impédance calculée.

Lorsque la fréquence varie entre 90 kHz et 180 kHz, nous trouvons globalement, pour $C_1=40$ nF, un écart inférieur à 15% entre l'impédance calculée et l'impédance mesurée.

Les résultats ont été regroupés dans le Tableau 20. Nous pouvons constater que la valeur de l'impédance diminue lorsque la fréquence augmente. Cela signifie que nous nous positionnons sur l'échelle des fréquences, dans la zone où le comportement du circuit résonant $L_m C_1$ est capacitif.

Fréquence (kHz)	Tension primaire U_1 (V)	Tension secondaire U_2 (V)	Courant primaire I_1 (A)	Impédance Z_m mesurée (Ω)	Impédance Z_m calculée (Ω)
41	454	1858	4,8	95,0	95,3
89	464	1891	7,5	61,7	70,2
91	436	1778	8,7	50,3	67,1
98	471	1909	9,1	51,9	58,2
105	447	1822	10,6	42,1	51,6
107	455	1864	10,2	44,8	49,9
1445	452	1846	16,3	27,7	31,9
180	439	1793	21,1	20,8	24,3

Tableau 20 : Impédance Z_m déterminée par les essais à vide et par calcul (R_m fonction de f , $L_m = 208 \mu\text{H}$, $C_1 = 40 \text{ nF}$)

Notre dipôle équivalent est constitué d'un circuit parallèle $R_m L_m C_1$ avec R_m fonction de f , L_m égale à $208 \mu\text{H}$ et $C_1 = 40 \text{ nF}$. Comme le montre la figure III-18, la résonance est obtenue pour $f_r = 55 \text{ kHz}$.

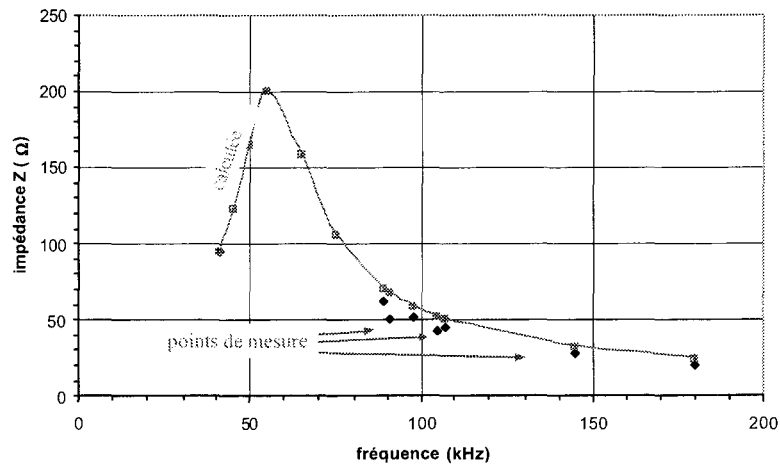


figure III-18 : Impédance Z_m , calculée et mesurée, en fonction de la fréquence

Dans la suite de notre étude, nous retiendrons pour C_1 une valeur de 40 nF .

1.12. Détermination de $C_{P/S}$

Nous avons déterminé $C_{P/S}$ par un calcul analytique, et par mesures expérimentales selon la méthode décrite au Chapitre II §4.4.

1.12.1. détermination de $C_{P/S}$ par calcul analytique

Pour cela, nous avons considéré que les deux enroulements, primaires et secondaires, sont constitués de plaques parallèles pour lesquelles l'expression de la capacité est donnée par :

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot S}{e}$$

équation III-7

avec

ϵ_r = permittivité relative du diélectrique
 ϵ_0 = permittivité du vide ($8,8510^{-12}$ ISO)
 S = surface commune entre les deux plaques
 e = distance entre les deux plaques

Entre deux spires élémentaires, dans l'huile ($\epsilon_r = 2,5$), nous trouvons donc une valeur de $C_{P/S}$ élém égale à 1,1 nF.

Le transformateur est constitué de 12 spires élémentaires secondaires encadrant les 11 spires élémentaires primaires : nous admettrons aisément que $C_{P/S} = (23 - 1) \times C_{P/S\text{élém}}$.

Dans ces conditions, nous trouvons $C_{P/S} = 24$ nF.

1.12.2. détermination de $C_{P/S}$ par mesures expérimentales

Les résultats de mesure sont regroupés en Annexe 10.

Nous avons représenté sur la figure III-19, l'évolution de $C_{P/S}$ pour une tension constante de 300V. Nous remarquons que la valeur de la capacité subit une très légère augmentation en fonction de la fréquence. De même, nous avons remarqué, d'après les relevés en annexes, que la valeur de $C_{P/S}$ augmentait en fonction de la tension.

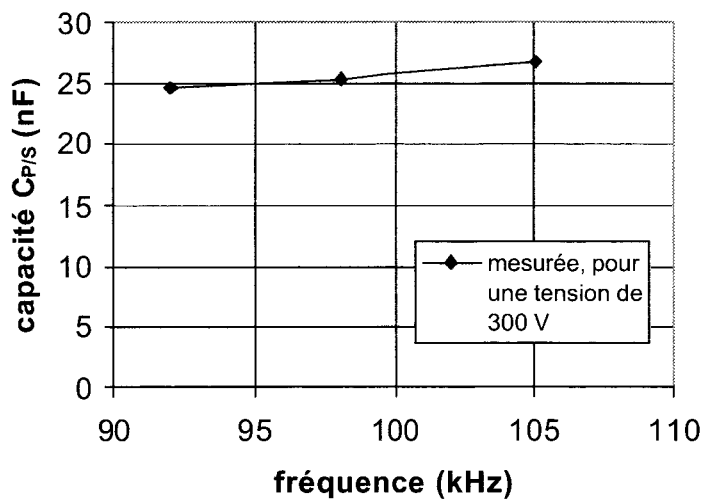


figure III-19 : $C_{P/S}$ en fonction de la fréquence, à tension constante

Finalement, nous retiendrons une valeur constante de $C_{P/S}$ égale à 25 nF. Cette valeur est très proche de celle obtenue par l'approche élémentaire proposée par le calcul analytique.

1.13. Modèle du transformateur 1,5 MVA – Essais en charge

A partir des résultats trouvés précédemment, nous pouvons établir le modèle représenté sur la figure III-20.

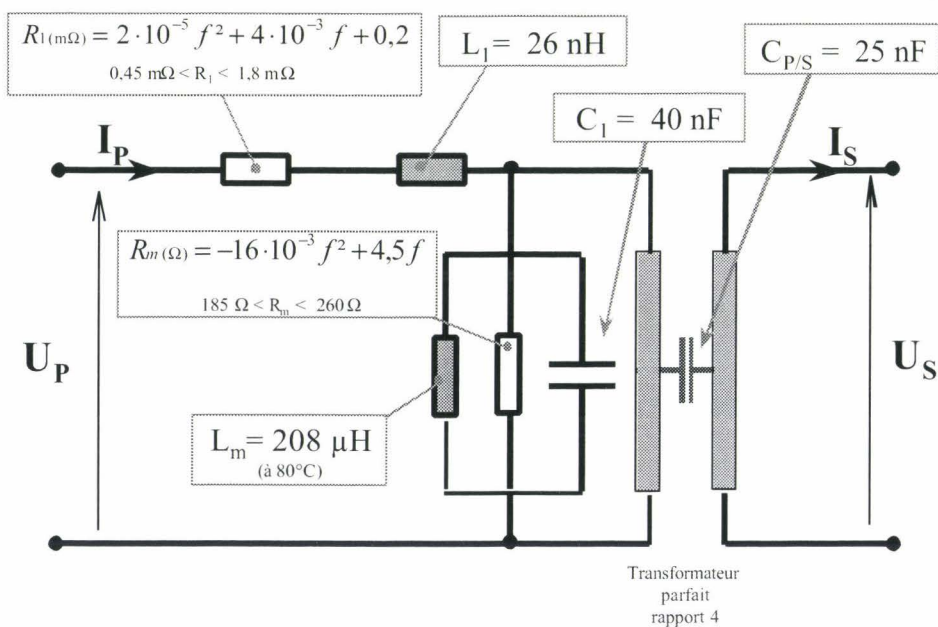


figure III-20 : Modèle du transformateur 'Planar' 1,5 MVA entre 50 kHz et 200 kHz

Connaissant les paramètres du schéma équivalent, nous pouvons entreprendre l'étude de différents points de fonctionnement.

Des calculs ont été effectués par programmation sous Matlab[®]. Les données d'entrée et de sortie du programme sont identiques à celles décrites au Chapitre II §6.2.

Le protocole de mesure est identique à celui utilisé pour les transformateurs coaxiaux. Les générateurs sont deux onduleurs de courant à transistors MOSFET de puissances respectives 50kW

et 300 kW. Nous pouvons voir sur la figure III-20, le transformateur en cours de test avec sa charge refroidie par eau, pouvant dissiper jusqu'à 250kW.

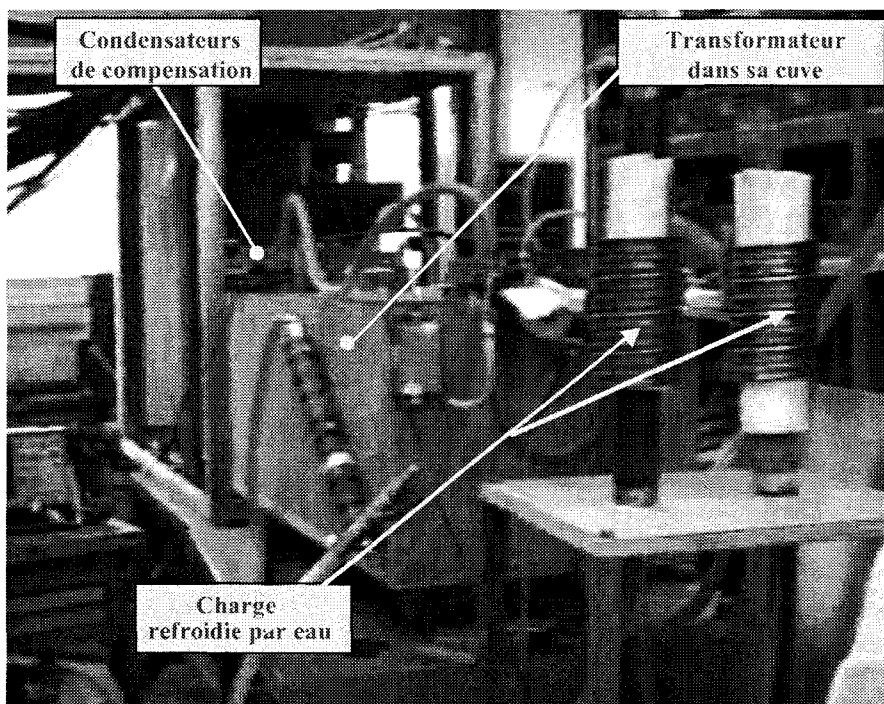


figure III-20 : Le transformateur 1,5 MVA pendant un essai en charge

Nous avons regroupé en Annexe 11 les résultats d'essais ainsi que ceux provenant des simulations par Matlab[®]. Au total, une quarantaine d'essais ont été effectués pour des fréquences comprises entre 66 kHz et 225 kHz et différentes charges. Pour chaque essai, outre les grandeurs électriques relevées, des mesures calorimétriques de pertes dans la cuve et dans les connexions permettent de déterminer le rendement du dispositif.

Les valeurs mesurées, et les valeurs calculées à partir du modèle ont été comparées pour U_2 , I_2 , P_2 , le rapport m et le rendement η . La valeur de I_1 , qui n'a pu être relevée par l'impossibilité d'insérer une sonde de mesure, a uniquement été déterminée par calcul.

La comparaison entre les deux méthodes donne, en pourcentage, un écart obtenu sur la base de la valeur mesurée : il est représenté pour tous les essais sur la figure III-33 en Annexe 11.

Nous voyons que les valeurs sont globalement inférieures à 5%, hormis pour la grandeur P_2 , qui dépend fortement de I_2 et pour laquelle l'écart peut atteindre 13%.

1.14. Rendement

Nous avons visualisé les valeurs du rendement pour l'ensemble des mesures de l'essai en charge. Son expression est précisée dans le Chapitre II §6.2. Nous voyons qu'il se situe globalement entre 0,90 et 0,98 dans la gamme de fréquence comprise entre 50 et 200 kHz.

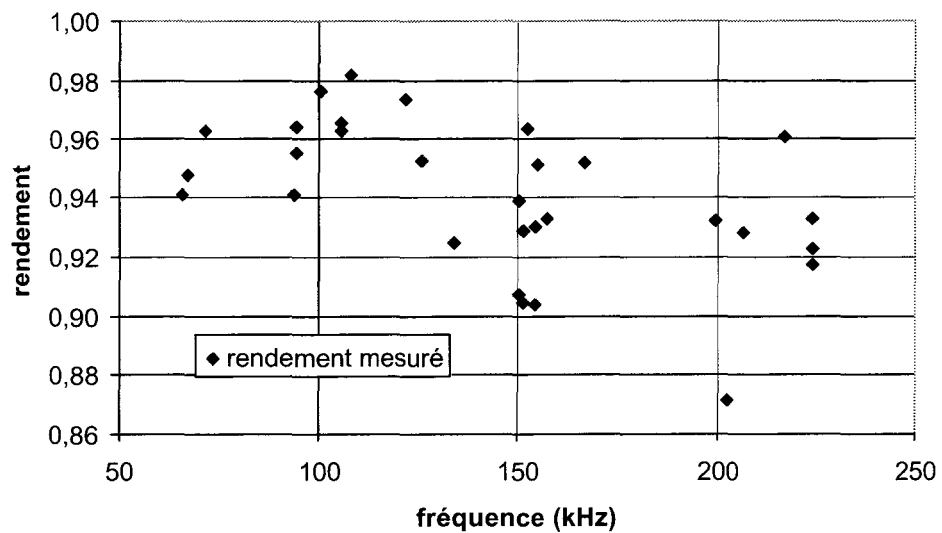


figure III-21 : Rendement mesuré en fonction de la fréquence

Ce résultat est excellent si l'on tient compte de la gamme de fréquence et des niveaux de courant qui ont été atteints.

En conclusion, nous avons montré qu'il est possible de réaliser un transformateur selon la technologie 'Planar', avec un bon rendement dans la gamme de fréquence comprise entre 50 kHz et 150 kHz. Par contre, nous pouvons tirer de cette étude quelques enseignements : les jeux de barres de connexion représentent à la fois une source de chute de tension et une zone de pertes importantes. De plus, nous avons constaté qu'il est difficile de maîtriser le trajet du courant dans les conducteurs, dans des zones comportant des singularités.

Sur cette base, nous avons entrepris de réaliser un nouveau transformateur comportant des connexions les plus courtes possibles, en traversées de cuve . Nous en avons profité pour passer à la réalisation d'un transformateur de puissance double.

2 LE TRANSFORMATEUR 3 MVA

Suite à la réalisation du transformateur 'Planar' de 1,5 MVA, un transformateur de puissance double a été réalisé (figure III-22). Le prototype se trouve au centre EDF des Renardières à Moret-sur-Loing. Il a été testé sur place, puisque l'installation de chauffage par induction de HEI à Lille est, pour cette gamme de fréquence, limitée à une puissance active de 50 kW.

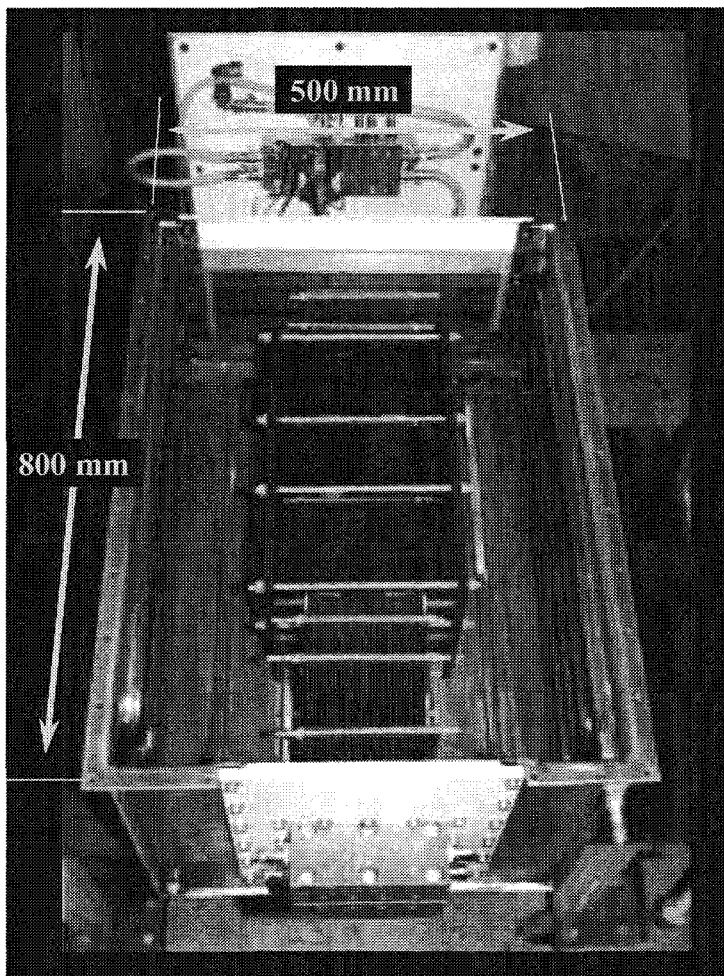


figure III-22 : Prototype du transformateur 3 MVA

La démarche utilisée pour passer du transformateur de 1,5 MVA au transformateur 3 MVA est présentée dans ce qui suit.

Il est nécessaire, dans un premier temps, d'augmenter la section des conducteurs. En effet, pour un même niveau de tension d'alimentation, l'impédance de la charge devra permettre l'absorption d'un courant double. Dans le cas d'un transformateur de type 'Planar', il suffit de multiplier par deux le nombre de spires élémentaires, dont l'association sera détaillée par la suite. Ceci aura pour conséquence de multiplier par deux le volume de conducteurs. Puisque nous sommes contraints de conserver la même largeur de spire, imposée par la géométrie des ferrites, cela se traduira par la multiplication par deux de la hauteur de conducteurs empilés.

Cette nouvelle configuration va déterminer la forme du circuit magnétique. Comme elle n'est pas malléable à souhait, on superposera 2 U de ferrite tête-bêche. Pour une autre configuration, il serait nécessaire d'étudier spécifiquement la réalisation du circuit magnétique par le fabricant de ferrites.

Pour terminer, il est nécessaire de prévoir le mode de connexion, à la source et à la charge, de l'ensemble conducteurs-circuit magnétique. Cette fonction est réalisée par des borniers isolés en traversée de cloison, ce qui créera une zone de non-recouvrement des spires primaires et secondaires. En effet, il faut pouvoir assurer mécaniquement la mise en série des spires qui créent le rapport de transformation (voir les plans de construction mécanique en [47]). Nous verrons que cette zone de non-recouvrement constituera une nouvelle source de pertes.

Par la suite, nous allons détailler la géométrie du transformateur. Puis nous déterminerons certains paramètres à partir d'essais et de calculs analytiques afin de constituer un modèle électrique. Il faut noter que ce transformateur n'a pas été modélisé en 2 dimensions, puisque nous obtiendrions des résultats similaires à ceux du transformateur 1,5 MVA pour la partie sous les ferrites. Par contre, nous effectuerons une investigation qualitative par la méthode des éléments finis en 3 dimensions, qui permettra de justifier, en partie, les différences rencontrées entre les essais et le calcul.

2.1. Structure et géométrie

La géométrie du transformateur est représentée sur l'extrait de plan (EDF-DRD) de la figure III-23.

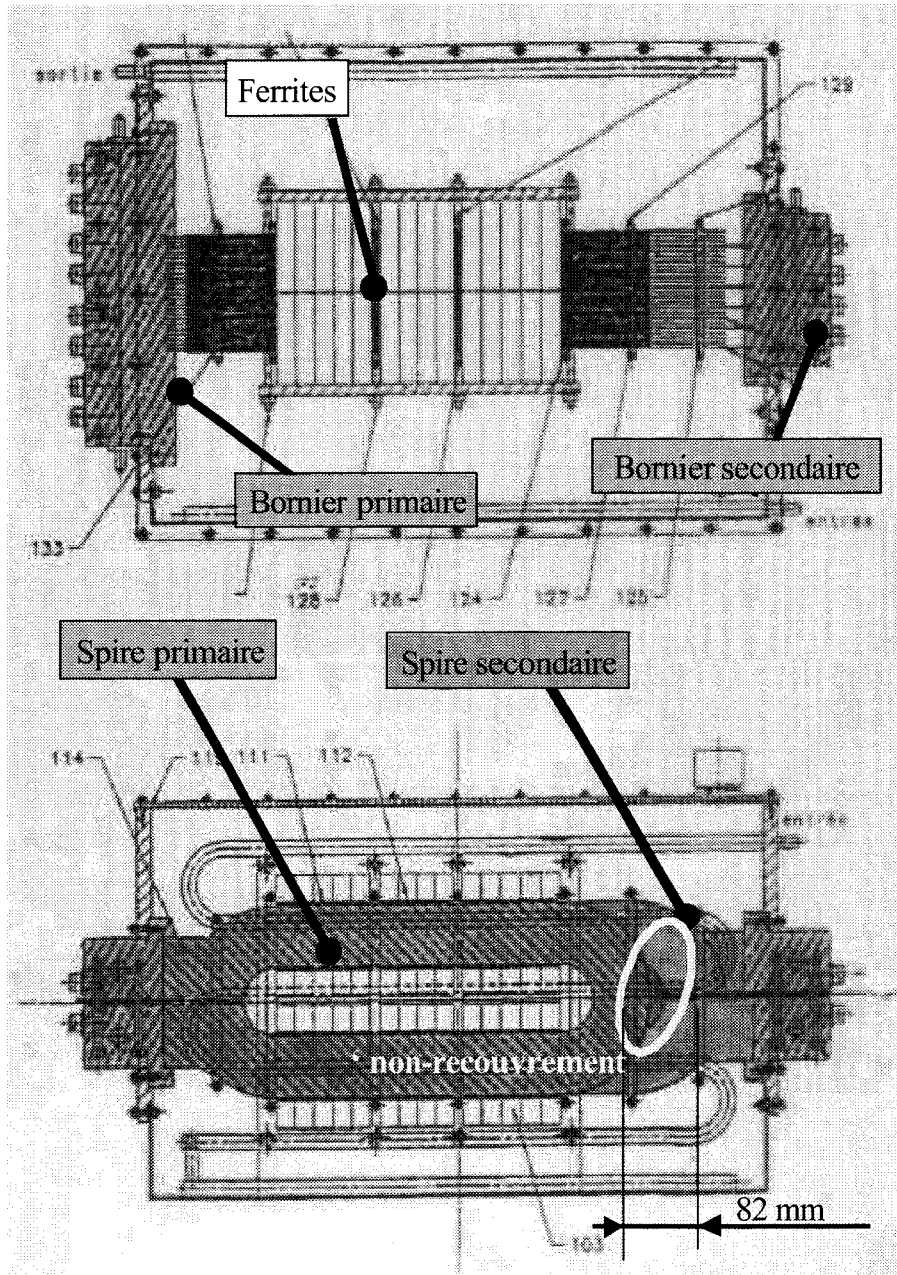


figure III-23 : Extrait de plan (©EDF-DRD)° du transformateur 'Planar' 3MVA

Le transformateur comporte 23 spires connectées en parallèle au primaire, tandis que le secondaire est constitué de 24 spires (6 groupes de 4 spires en série). Nous pouvons distinguer sur

la figure III-23, une zone que nous appellerons de 'non-recouvrement' (décalage d'une valeur de 82 mm) entre spires primaires et secondaires. Le circuit magnétique quant à lui, est composé de 2 colonnes comportant en totalité 56 éléments de ferrites. La section de passage du flux est donc semblable à celle du transformateur 1,5 MVA, puisque les niveaux de tension primaires et secondaires ont été conservés. Seul le trajet moyen d'une ligne de flux a été allongé par la hauteur des 2 U.

L'ensemble du transformateur est entièrement immergé dans l'huile. Le refroidissement est assuré par circulation d'eau dans des tubes de cuivre soudés sur la cuve [47]. Les matériaux utilisés restent identiques à ceux définis pour le transformateur 1,5 MVA : les ferrites sont de type B1 et les conducteurs sont en cuivre.

2.2. Détermination des paramètres

2.2.1. Détermination de l'inductance L_m

Nous avons vu que la MEF en 2D et un calcul analytique donnaient pour le transformateur 1,5MVA une valeur de L_m sensiblement équivalente. Nous utiliserons ici la méthode analytique, à l'aide des spécifications du fabricant de ferrite. La section de passage du flux est égale à 560 mm² et la longueur moyenne d'une ligne de flux est de 504 mm. Il faut déterminer, par un calcul analytique basé sur les caractéristiques du U seul, une valeur de A_L correspondant à l'association des deux U pour le matériau 'B1'. Après calcul, on obtient $A_L = 4730$ nH et nous obtenons une valeur de L_m égale à 132 μ H à la température de 80°C.

2.2.2. Essai à vide

Les essais à vide (Annexe 12) permettent de déterminer la résistance équivalente des pertes dans le circuit magnétique et la capacité C_1 . Pour la plage de fréquence étudiée, nous avons trouvé une résistance R_m que nous supposons constante et égale à 223 Ω . De la même façon que pour le

transformateur 1,5 MVA, nous avons mesuré l'impédance équivalente Z_m ($L_m // C_1 // R_m$). Par son calcul avec Matlab®, nous avons trouvé une valeur de C_1 égale à 100 nF. On peut noter que cette impédance est capacitive entre 75 kHz et 200 kHz.

2.2.3. Capacité primaire-secondaire $C_{P/S}$

Par la méthode de mesure décrite au Chapitre II §4.4, nous trouvons que la capacité primaire-secondaire $C_{P/S}$ vaut en moyenne 70 nF. Il faut toutefois noter que cette valeur varie entre 50 nF et 60 nF en fonction de la fréquence, et passe par un maximum à 80 nF [47].

2.2.4. Essai en court-circuit

Pour terminer, les essais en court-circuit (Annexe 13) nous permettent d'estimer les valeurs de L_1 et de R_1 . Nous voyons que l'inductance L_1 reste constante avec la fréquence et qu'elle vaut environ 20 nH. En ce qui concerne les résistances dans les conducteurs, nous pouvons observer qu'elles ne dépendent pas uniquement de l'effet de peau. Nous avons effectué, pour trois intervalles de courant primaire (0 à 500 A, 500A à 1000A et 1000A à 1800A) la mesure de R_1 (figure III-24).

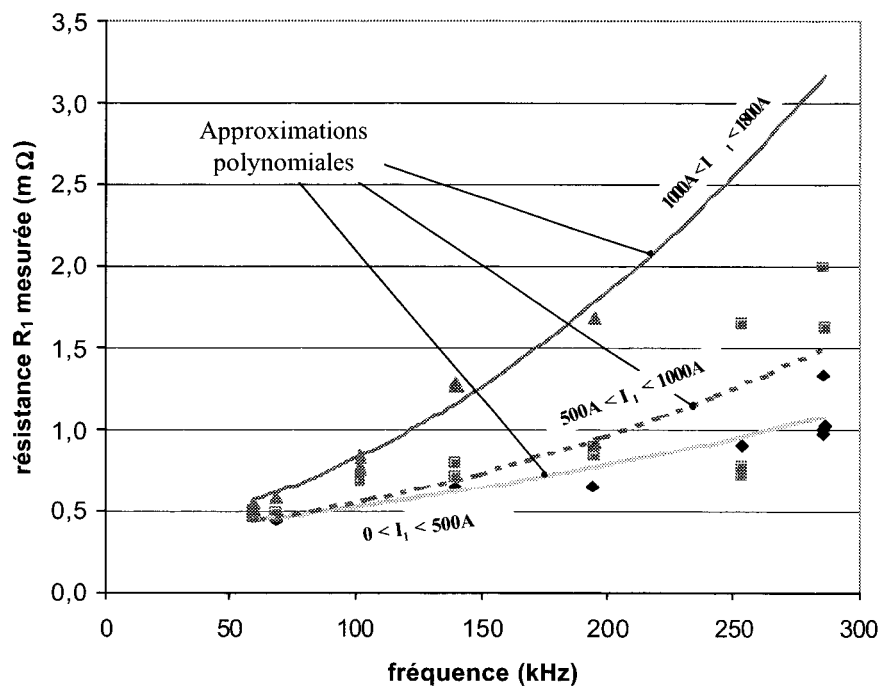


figure III-24 : Résistance R_1 mesurée, en fonction de la fréquence et du courant primaire

Nous constatons que cette résistance augmente avec le courant débité, à fréquence constante, et que pour un niveau de courant donné, elle subit la même évolution que pour le transformateur 1,5 MVA. L'identification polynomiale n'a pas été effectuée en fonction du niveau de courant mais nous proposerons sur la figure III-28, un schéma électrique équivalent basé sur les cette représentation graphique de R_1 .

A partir des ces constatations, nous avons cherché à déterminer l'origine de ce phénomène en combinant des mesures en thermographie infrarouge avec des calculs par éléments finis en 3D.

2.3. Origine des pertes supplémentaires

Comme pour le transformateur 1,5MVA, nous avons recherché des points où la densité de courant est plus importante. La méthode de mesure est identique à celle présentée dans ce chapitre au paragraphe 1.9.1. Nous avons repéré des arêtes surchauffées dans la zone de 'non-recouvrement' des spires entre le primaire et le secondaire.

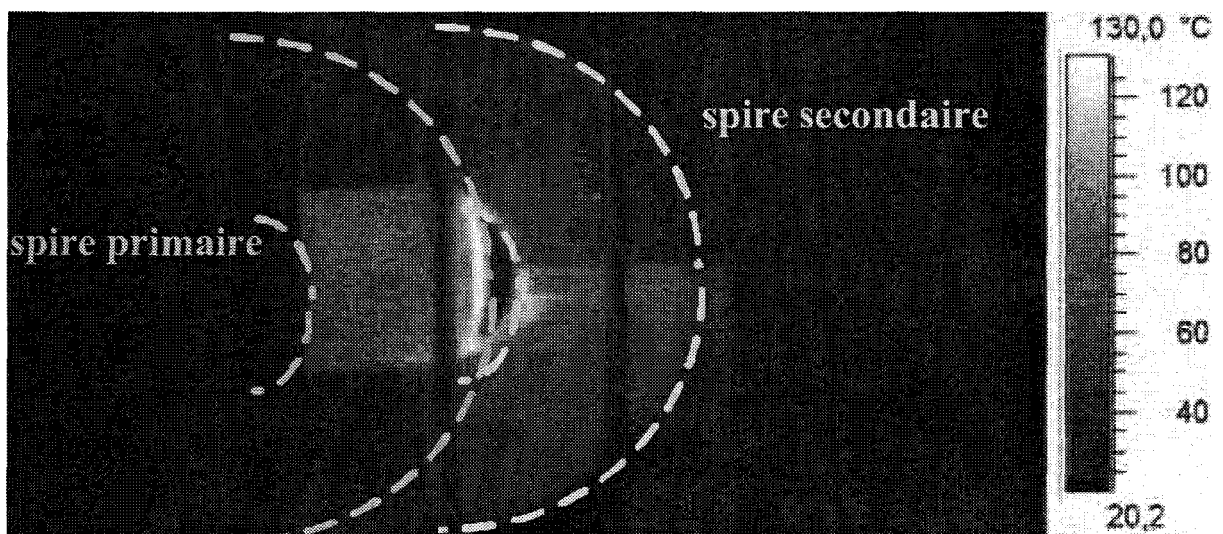


figure III-25 : Visualisation par thermographie infrarouge des pertes supplémentaires à un instant donné

Nous allons maintenant essayer de mettre en évidence ces phénomènes au moyen de calculs par éléments finis en 3 dimensions.

2.3.1. Modélisation par éléments finis en 3D

Les calculs ont été effectués avec le logiciel Flux3d[®] et avec le logiciel Ansys [58] [66] [67]. Nous ne décrivons ici que 2 méthodes utilisées dans les résolutions par Flux3d[®] à savoir:

- En basse fréquence, la formulation en potentiel vecteur magnétique A et en potentiel scalaire électrique V , sur la base de la géométrie réelle,
- A 200 kHz, la formulation en potentiel vecteur magnétique A et en potentiel scalaire électrique V , en "régions surfaciques", sur la base de conducteurs de faible épaisseur.

La première méthode présente l'avantage d'assurer une convergence de la résolution pour tous les cas de géométrie, sans aucune contrainte à l'interface entre isolant et conducteur. L'inconvénient est qu'elle est coûteuse en taille mémoire et que la résolution peut par conséquent être très longue. Pour limiter le maillage, étroitement lié à l'épaisseur de peau, des calculs ont été effectués pour deux valeurs de fréquence de 50 Hz et 1 kHz afin de mettre en évidence le phénomène. Nous avons représenté sur la figure III-26 la géométrie et le maillage utilisés ainsi que la représentation des isovalues de la densité de courant.

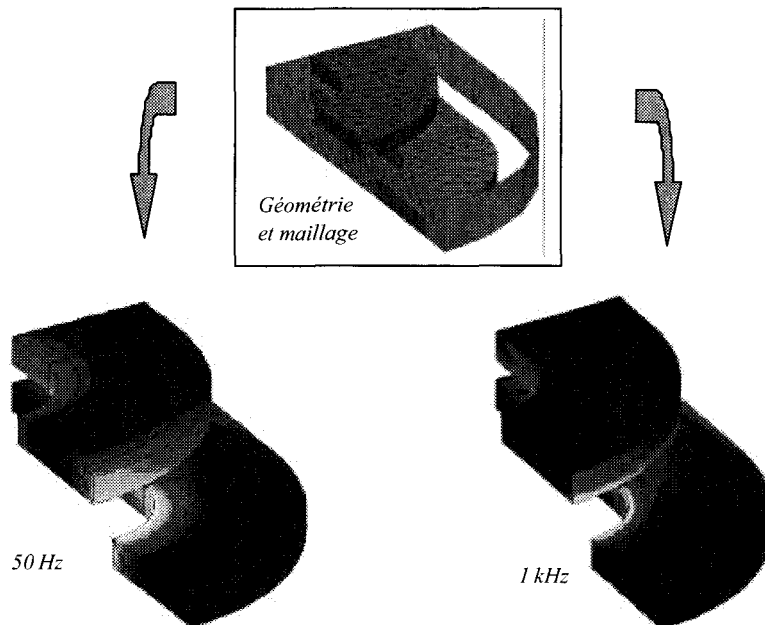
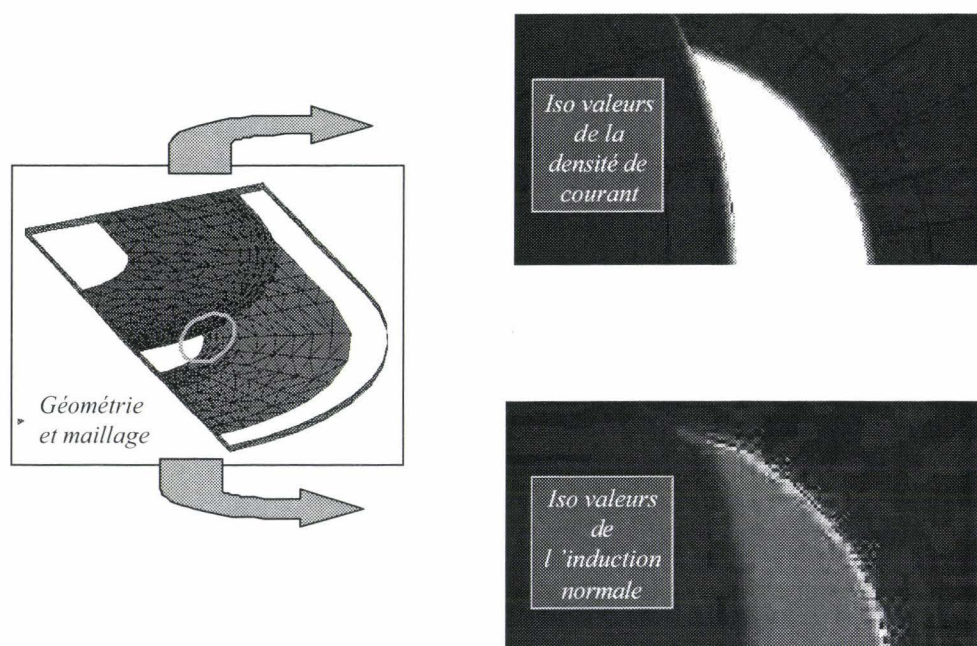


figure III-26 : Calcul par la M.E.F. basé sur la méthode AV-A en régions volumiques à 50 Hz et à 1 kHz

Il est important de noter que nous retrouvons bien les concentrations de courant dans la zone de surchauffe de la figure III-25.

Pour réduire les temps de calcul, la deuxième méthode utilise comme géométrie des conducteurs d'épaisseur réduite par rapport à la réalité. Ceci nous permet d'obtenir des résultats à la fréquence de 200 kHz. Sur la figure III-27, nous pouvons voir la géométrie et le maillage utilisés, ainsi que la représentation des isovalues de la densité de courant et de l'induction normale. Comme précédemment, on retrouve que les densités de courant se situent dans la zone d'extrémité.



*figure III-27 : Calcul par la M.E.F. basé sur la méthode AV-A en régions surfaciques $T\Phi$ -
 $\Phi_{réduit}$ à 200 kHz*

Ces données permettent d'expliquer l'augmentation de la résistance équivalente du conducteur puisque sa section apparente diminue.

Pour effectuer une étude quantitative, il serait nécessaire de modéliser et d'associer la partie courbe et la partie linéaire des deux spires ce qui augmenterait le temps de calcul. Une autre

approche consisterait à faire intervenir la modélisation en 2D pour la partie linéaire et la modélisation en 3D pour la partie courbe.

Nous voyons par cette approche, que la modélisation par éléments finis en 3 dimensions est un bon outil pour mettre en évidence des phénomènes que les procédures d'essais ne peuvent dévoiler que de façon globale. Cet outil est encore très difficile à exploiter car les temps de calcul deviennent énormes dans la gamme de fréquence considérée.

2.4. Essais en charge

Par les essais en charge, nous montrons (Tableau 21) que ce transformateur permet d'atteindre un niveau de puissance de 290 kW (à 140 kHz et pour une valeur de $\tan \phi$ de 7). Malgré un courant élevé (plus de 6000A), les pertes Joule représentent au maximum 6% de la puissance transmise et en moyenne sur l'ensemble des essais, elles ne représentent que 3% ce qui est minime. Ces essais montrent également que le rapport de transformation se situe entre 3 et 3,8 pour une fréquence comprise entre 60 kHz et 160 kHz.

f (kHz)	U ₁ (V)	I ₁ (estimé) (A)	S ₁ (MVA)	U ₂ (V)	I ₂ (A)	P ₂ (kW)	tan ϕ charge	Pertes totales (W)	Rendement %	M
66	430	3 080	1,3	1 540	770	100	12	3 000	97,1%	3,6
78	293	2 614	0,8	1 040	653	66	8	2 358	96,6%	3,6
78	427	3 232	1,4	1 541	808	187	7	4 778	97,5%	3,6
119	414	5 214	2,2	1 356	1 303	148	12	10 126	93,6%	3,3
121	430	2 176	0,9	1 530	544	72	12	1 157	98,4%	3,6
126	428	2 451	1,0	1 454	613	236	4	1 807	99,2%	3,4
129	407	5 549	2,3	1 288	1 387	270	7	14 511	94,9%	3,2
140	410	6 280	2,6	1 210	1 570	290	7	18 168	94,1%	3,0
143	424	2 508	1,1	1 590	627	66	11	1 736	97,4%	3,8
157	420	2 760	1,2	1 545	690	160	7	1 969	98,8%	3,7
157	407	5 584	2,3	1 197	1 396	255	7	16 848	93,8%	2,9

Tableau 21 : Résumé des essais en charge du transformateur 'Planar' 3MVA

La puissance apparente maximale est de 2,6 MVA au primaire. Ramenée à un niveau de tension standard de 500V, cela permettrait de passer la barre des 3MVA.

Bien sûr, ces conditions dépendent beaucoup de la fréquence et du niveau de courant et nous voyons à titre d'exemple, qu'à la fréquence maximale d'essai de 157 kHz, le rendement vaut environ 94% pour une puissance sur la charge de 255kW, et qu'il avoisine les 99% à 160 kW.

A partir des différents essais et de quelques calculs analytiques, nous avons pu obtenir un modèle simplifié du transformateur que nous avons représenté sur la figure III-28. L'ensemble des résultats des essais en charge se trouvent en Annexe 14.

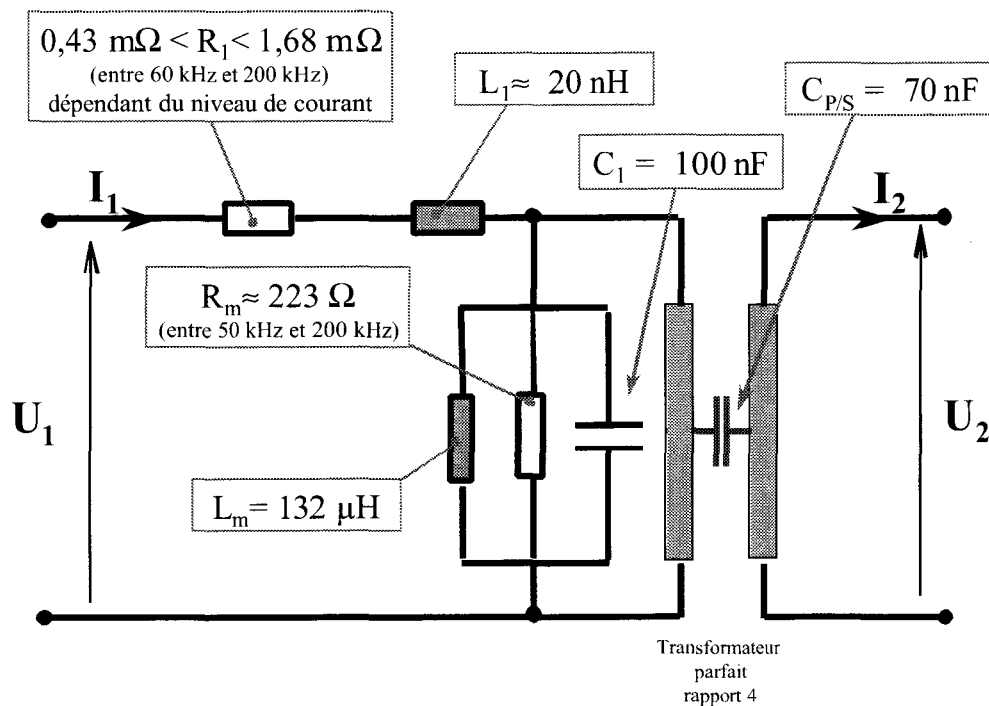


figure III-28 : Modèle du transformateur 'Planar' 3MVA de 50 kHz à 200 kHz

Nous avons vérifié la cohérence des résultats par la détermination des paramètres avec le logiciel Matlab[®]. Les résultats ont également été reportés en Annexe 14.

Sur la figure III-29, nous avons représenté l'écart en pourcentage pour I_1 , U_2 , I_2 , P_2 , le rendement et m , existant entre les valeurs mesurées et les valeurs calculées à partir du modèle.

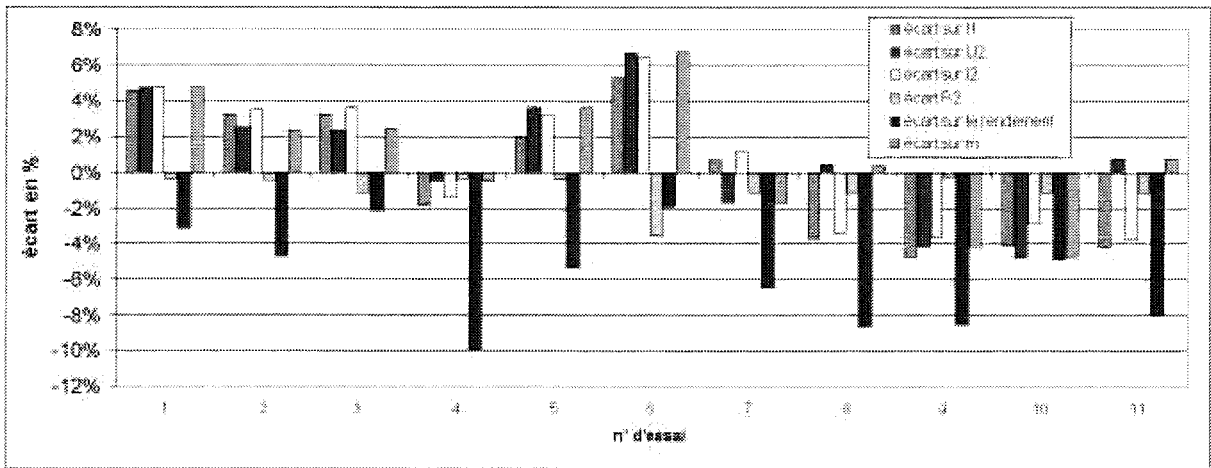


figure III-29 : Ecart entre les valeurs mesurées et les valeurs calculées, sur la base de la valeur mesurée

Nous voyons que cet écart reste globalement inférieur à 10% ce qui est tout à fait acceptable si l'on tient compte des erreurs de mesure, notamment lorsque la valeur du $\text{tg}\phi$ est élevée ou que le courant consommé est important. On déduit de ces résultats que le modèle proposé est tout à fait acceptable.

2.5. Conclusion

Par la réalisation d'un nouveau prototype en technologie 'Planar', nous avons réussi à atteindre d'excellentes performances. Elles peuvent être résumées de la façon suivante :

- Transformateur élévateur de tension de rapport 4, 500V/2kV
- Fréquence d'utilisation : entre 50 kHz et 150 kHz
- Puissance 3MVA sous 500V, 6000A au primaire
- Rendement dépendant de la fréquence et de la valeur du $\text{tg}\phi$ de la charge, pouvant atteindre 98% et dans la plupart des cas supérieur à 95%
- Chute du rapport de transformation en charge inférieur à 25%

Si l'on compare ce modèle de transformateur par rapport à celui de la figure III-20, nous voyons tout d'abord que la résistance des conducteurs, regroupée dans le paramètre R_1 , reste du

même ordre de grandeur que celle du transformateur Planar 1,5 MVA entre 50 kHz et 200 kHz, bien que le volume de cuivre ait quasiment doublé : ceci montre donc une amélioration par rapport au prototype précédent. L'inductance L_1 a, quant à elle, diminué d'environ 20% et garantit toujours le rapport de transformation dans une fourchette acceptable. Par l'augmentation de la longueur moyenne d'une ligne de flux due à la modification des circuits magnétiques, nous constatons que l'inductance de magnétisation L_m a également diminué. Cette variation n'a cependant pas une influence importante sur le comportement global du transformateur car le courant dérivé par cette inductance est faible en regard du courant total absorbé.

Le modèle qui a été proposé peut certainement être affiné à partir de modélisations en 3 dimensions, notamment de façon quantitative.

CONCLUSION GENERALE

Nous avons montré par cette étude qu'il est possible de réaliser des transformateurs de forte puissance dans la gamme de fréquence comprise entre 50 kHz et 300 kHz.

Dans le premier chapitre, nous avons fait le point sur les différentes technologies disponibles pour la réalisation de tels transformateurs. Il ressort que les ferrites sont les composants les mieux adaptés pour la partie circuit magnétique bien que leur mise en œuvre soit encore délicate au niveau de la géométrie. Pour les conducteurs, la tendance est d'utiliser des feuilles de cuivre, soit enroulées (transformateurs coaxiaux) soit planes (transformateurs 'Planar'). Le refroidissement de ces conducteurs doit être assuré par circulation d'un fluide pour cette gamme de puissance. Enfin, les matériaux isolants et leur forme déterminent la rigidité mécanique de l'ensemble. L'optimisation de ces différents éléments permettrait de gagner en compacité.

Dans le second chapitre, nous déterminons les caractéristiques des transformateurs coaxiaux étudiés. Nous montrons que cette technologie s'adaptera particulièrement à la réalisation de transformateurs en haute fréquence, pour un rapport de transformation unitaire (transformateurs d'isolement). Par couplage, il est possible d'obtenir un rapport de transformation différent de 1, au détriment du rendement et de la chute de tension qui en résulte.

Le troisième chapitre permet de montrer qu'il est possible d'atteindre une puissance importante (3MVA) avec d'excellents rendements, au moyen de la technologie Planar. Le point délicat pour augmenter la tension d'alimentation reste le problème des concentrations de courant qui, à plus forte puissance, pourraient engendrer des surchauffes telles que l'isolant serait localement détruit. Cependant, pour les conditions fixées par le cahier des charges, le prototype réalisé fonctionne parfaitement bien.

Cette étude nous a amené à penser autrement la réalisation des bobinages et des circuits magnétiques. L'influence de la forme des conducteurs actifs, et de connexion est primordiale dans la conception si l'on veut obtenir de bons rendements. En ce qui concerne le refroidissement, on peut

imaginer de l'améliorer par l'étude d'une circulation forcée adaptée, dans le but de limiter le poids de cuivre. Pour la partie magnétique, il serait intéressant que les fabricants de ferrite puissent développer le marché des ferrites basse fréquence pour la réalisation de circuits adaptés à ce type de configuration. Ceci permettrait de gagner en poids puisque nous avons vu par la méthode des éléments finis que les ferrites étaient sous-utilisées. A l'heure actuelle, les circuits magnétiques destinés aux transformateurs concernent de petits transformateurs et on peut imaginer, si ce type d'étude suscite de nouveaux projets, que les fabricants s'attachent à prendre en compte les impératifs de construction de ces nouvelles configurations.

L'objectif de cette étude concernait le domaine du chauffage par induction. Il est aujourd'hui possible d'envisager d'autres applications comme par exemple la conversion d'énergie dans les installations embarquées, pour lesquelles les paramètres poids, dimensions et rendement doivent être optimisés.

Une opération de construction et de commercialisation du transformateur 'Planar' a été confiée, dans le cadre d'un contrat équipementier avec EDF, à la société Boige et Vignal de Vaulx-en-Velin.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. Michaud "Etude du comportement d'une torche à plasma inductif de forte puissance (350 kW) alimentée par un générateur à transistor" Thèse de doctorat de l'Université F. Rabelais – Tours, 1994
- [2] PHILIPS Electronics N.V "Soft ferrites Datasheets" CD ROM, 1998
- [3] J.L. Coulomb, J.C. Sabonnadière "CAO en électrotechnique" Editions HERMES , 1985
- [4] M. Delage, C. Ramiarinjaona, J.F.Rialland, J. Bigot "Caractéristiques générales des matériaux ferromagnétiques en vue de leurs applications en électronique de puissance" Electronique de puissance du futur-ENS de Cachan, pp 131-136, 1994
- [5] C. Delforge "Modélisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle par réseaux de perméances" Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1995
- [6] P. Beuzelin "Ferrites doux" Les Techniques de l'Ingénieur E 1760, 1987
- [7] H. Debruyne "Modélisation du phénomène d'hystérésis dans les matériaux ferromagnétiques" DEA de génie électrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1995
- [8] G. Dhatt, G.Touzot, "Une présentation de la méthode des éléments finis" Edition MALOINE, 1984
- [9] D. van der Linde, C.A.M. Boon, J.B. Klassens, "Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 38, n°2, pp 135-141, 1991
- [10] Z. Azzouz, L. Pierrat, A. Foggia, G. Meunier "Détermination des paramètres du schéma équivalent discrétisé des enroulements d'un transformateur" Journal de Physique III, pp 455-467, 1993
- [11] M. S. Rauls, D.W. Novotny, D. M. Divan, "Design considerations for high frequency Co-axial winding power transformers" IEEE 0-7803-0453-5/91\$1.00©, pp 946-952, 1991
- [12] M. H. Kheraluwala, D. W. Novotny, D. M. Divan, "Design considerations for high power high frequency transformers" IEEE-PESC90 Record, pp 734-742, 1990
- [13] M. H. Kheraluwala, D. W. Novotny, D. M. Divan "Coaxially Wound Transformers for High-Power High-Frequency Applications" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 7 n°1 pp 54-62, 1992
- [14] P. Beuzelin, P. Gaudry "Circuits et matériaux ferrite pour alimentations à découpage" Revue Electronique de puissance n° 15, pp 34-42, 1986
- [15] J. P. Keradec, B. Cogitore, E. Laveuve, M. Bensoam, "Des schémas équivalents pour les circuits couplés multi-enroulements" Journal de Physique III, pp 751-773, 1994
- [16] J. P. Keradec, B. Cogitore, E. Laveuve "Des circuits à constantes localisées pour représenter les transformateurs haute fréquence" Revue Générale de l'Electricité n°5, pp. 36-47, 1992
- [17] G. Tanneau, C. Kiény "Modélisation tridimensionnelle pour le calcul des pertes dans les transformateurs" Journées d'études SEE 'Modélisation numérique 3D dans les systèmes électromagnétiques' pp 141-147, 1991

- [18] S. Tabaga "Modélisation du comportement fréquentiel du transformateur - Détermination des paramètres du schéma équivalent par la méthode des éléments finis en géométrie 2D et 3D" Thèse de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1995
- [19] Z.E. Azzouz "Modélisation 3D d'un transformateur de puissance - Etude de son comportement à haute fréquence" Thèse de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992
- [20] B. Michaud, J. Nuns "Le transformateur haute fréquence destiné au chauffage par induction" note Edf/Cirtem - HE-26/96/010, 1996
- [21] P. Gaudry, J.J. Putigny, Thomson LCC Ferrites "Ferrites en conversion d'énergie" Revue Electronique de puissance n°32, pp 54-60, 1989
- [22] P. Gaudry, Thomson LCC "Les pertes 'fer' dans les ferrites" Revue Electronique de puissance n° 7, pp 72-75, 1984
- [23] H. Pradenc "Supraconductivité et courant alternatif" Revue REE n°1, pp 94-96, 1995
- [24] P. Brissonneau "Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique" Editions Hermès, 1997
- [25] J. Nuns, J.L. Peureux, EDF-DER, "Chauffage par induction : principes et critères de choix des convertisseurs de fréquence" revue REE n° 4, pp 82-95, 1995
- [26] Les Techniques de l'Ingénieur "Les technologies à l'aube du 21^{ème} siècle - Génie Electrique" Revue 'Instantanés techniques' n°2, pp 45-53, 1996
- [27] Allied Signal, R. Hasegawa "Metglas Magnetic alloys" documentation technique, 1996
- [28] P. Ballofet "Amorphous Metals - Alloys and Applications - VITROVAC 6030 F - VITROPERM 500 F" documentation technique, 1998
- [29] X. Yang, J. Nuns "Perturbations HF générées par les installations de chauffage par induction. Cas typique : l'onduleur de courant à thyristors" Note Edf-Der HE-26/93/001, 1993
- [30] EDF "Des liaisons de transport 400 kV par câbles à isolation gazeuze" EDF - Etudes et Recherches, journal 'Faits marquants', pp 60-61, 1993
- [31] D.Ollivier, J. Nuns "Perturbations conduites et rayonnées générées par les installations de chauffage par induction" note EDF-DER HR 22/2444 HE 16/W 3037, 1990
- [32] J. Nuns, X. Yang "Perturbations électriques générées par les installations de chauffage par induction : constats, études et solutions" revue REE n°10, pp 26-31, 1997
- [33] B. Carsten "Switchmode magnetic design" Seminar notes 1 & 2, PCIM'98, 1998
- [34] R.P. Bouchard, G. Olivier "Circuits et machines électriques" - Editions de l'Ecole Polytechnique de Montréal, 1995
- [35] M. Orfeuil "Electrothermie Industrielle" Ed. Dunod, 1981
- [36] Doppee – EDF "Induction - Conduction électrique dans l'industrie" Ed. Electra, 1996
- [37] EDF - Novelect " Les applications innovantes de l'induction dans l'industrie" Guides de l'innovation, 1992
- [38] S. Ben-Yaakov "The benefits of Planar Magnetics in HF Power Conversion" Dpt of Electrical and Computer Engineering - Ben-Gurion University of the Negev – Israël, 1995

- [39] Payton Group "AC to DC High Dielectric Isolation Planar Transformer for Commercial, Industrial & military Applications" documentation technique, 1995
- [40] M. Coevoet "Le chauffage par induction – Principe et dimensionnement des inducteurs" note EDF HE 122 NS 2366, 1983
- [41] R. Lebourgeois "Les ferrites faibles pertes pour l'électronique de puissance" THOMSON-CSF, 1997
- [42] F. Delincé "Modélisation des régimes transitoires dans les systèmes comportant des matériaux magnétiques non linéaires et hystériques" Thèse de docteur en Sciences Appliquées, Liège, 1994
- [43] F. Alves, Y. Bernard, F. Bouillault, J.P. Chabrierie, S. Clenet, M. Feliachi, A. Lebouc, J.P. Masson, E. Mendes, G. Meunier, A. Nourdine, Y. Ouled Amor, F. Piriou "Caractérisation et modélisation du phénomène d'hystérésis pour une implantation dans un code de calcul par éléments finis" recueil de communications des journées SDSE à Villeurbanne, pp 23-28, 2000
- [44] THOMSON-CSF Passive components "Soft ferrites" catalogue, 1998
- [45] G. Séguier, F. Notelet "Electrotechnique industrielle" Editions Lavoisier Tec et Doc, 1994
- [46] F. Labrique, G. Séguier, R. Bausière "Les convertisseurs de l'électronique de puissance vol. 4 : la conversion continu-alternatif" Editions Lavoisier Tec et Doc, 1995
- [47] J. Nuns, P. Geraldo, S. Legac, P. Guelle "Etude, réalisation et essais d'un transformateur hautes fréquences de 3 MVA, destiné au chauffage par induction" note EDF HE-26/98/016, 1998
- [48] J. Parent "Les principes généraux du chauffage par induction" Bulletin Scientifique de l'A.I.M. n°1, 1966
- [49] M. Hecquet "Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques - Application à l'alternateur automobile" Thèse de Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE, 1995
- [50] Philips Components "Design of Planar Power Transformers" Application Note - Philips Magnetic Products, 1997
- [51] M. Coevoet "Calcul des coefficients de transfert de puissance active et réactive dans les tubes en chauffage par induction" note EDF HE 122 NS 2255, 1983
- [52] D. Sadarnac, A. D'Almeida "Les pertes cuivre en fréquence élevée" Electronique de puissance du futur - 1990
- [53] W. Long "Contribution à la modélisation de systèmes électromagnétiques à l'aide du couplage des équations des circuits magnétique et électrique" Thèse de Doctorat de l'Université Paris VI, 1990
- [54] J.L. Ranson "Influence des capacités parasites du transformateur et des interrupteurs dans les convertisseurs continu-continu isolés : application au montage Forward" Thèse de Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE, 1999
- [55] O. Moreau, R. Michel, Y. Guillot "Overvoltages computation in a power transformer connected to the power system" Electrimacs'96, vol. 1, pp 47-52, 1996
- [56] O. Moreau, Y. Guillot, "SUMER : A software for overvoltage surge computation inside transformers" ICEM 1998

- [57] J. Roudet, J.L. Schanen, E. Clavel "Importance des interconnexions en électronique de puissance – Modélisation et caractérisation expérimentale" Revue Internationale de Génie Electrique, vol 2. n°1, pp 55-82, 1999
- [58] V. Fireteanu, L. Melcescu "Simulations magnétodynamiques 3D du transformateur HF 3MVA" Rapport d'activité, 1999
- [59] M. Gillot, J. Nuns "Etude et réalisation d'un transformateur adaptateur d'impédance pour installation de chauffage par induction à 200 kHz/2MVA" recueil de communications CFE - L'induction dans les procédés industriels, vol. 1, pp 255-261, 1997
- [60] M. Gillot, J. Nuns "Impedance adapter transformer – 300 kHz/2MVA for induction heating generators" recueil de communications EPE'97, vol.1, pp 1061-1065, 1997
- [61] J. Nuns, S. Legac "M. Gillot "High frequency transformers for induction heating" recueil de communications Induction Heating Seminar'98, pp 35-45, 1998
- [62] M. Gillot, J. Nuns, R. Bausière, F. Piriou, R. Boige "High frequency and high power impedance adapter transformer for induction heating converters" recueil de communications PCIM'98, vol. 38 pp 715-723, 1998
- [63] M. Gillot, J. Nuns, R. Bausière, F. Piriou "Transformateur adaptateur d'impédance haute fréquence de forte puissance pour installation de chauffage par induction" recueil de communications 'Procédés à induction électromagnétique', pp C12-1 à C12-8, 1998
- [64] M. Gillot, J. Nuns "Transformateur adaptateur d'impédance hautes fréquences de 3MVA destiné au chauffage par induction" communication Club Induction SEE, 1999
- [65] J.Nuns, S.Legac, M.Gillot "Transformateurs hautes fréquences destinés au chauffage par induction" note EDF-DER n° HE-26/97/016, 1997
- [66] L. Melcescu, M. Gillot, J. Nuns, V. Fireteanu "Numerical Models for Current Density Evaluation in High Frequency Transformer for Induction Heating" Optim2000, 11 et 12 mai 2000 (communication acceptée)
- [67] J. Nuns, J.C. Vannier, B. Bonafos "Les transformateurs et inductances de l'électronique de puissance - Etude magnétique du transformateur de puissance à 200 kHz" Club SEE Gif-sur-Yvette 1998
- [68] J. Nuns, S. Legac, M. Gillot "Etude, réalisation et essais d'un transformateur hautes fréquences de 3MVA destiné au chauffage par induction" Optim2000, 11 et 12 mai 2000 (communication acceptée)

ANNEXES

Annexe 1. Exemple de détermination de l'impédance d'une charge R-L en chauffage par induction

Prenons l'exemple du cas de chauffage d'une tôle au défilé par un inducteur de type solénoïde à section rectangulaire. La tôle en acier magnétique défile à une vitesse de 5 m/mn. Elle fait 1m de large et 0,8 mm d'épaisseur. On souhaite en élever la température de 20°C à 700°C, juste avant le point de Curie (760°C). Le débattement nécessaire au bon fonctionnement est de 100 mm de chaque côté de la tôle.

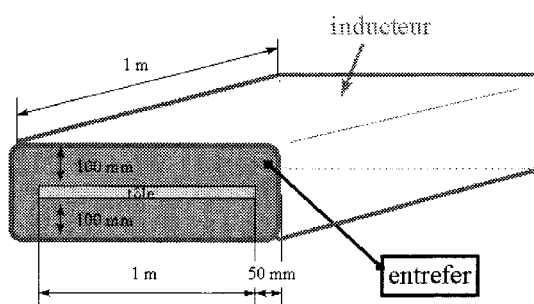


Figure III-30 :Section de la tôle et de son inducteur

Commençons par déterminer la puissance active nécessaire dans la tôle P_t :

Equation 1

$$P_t = \frac{\Delta m}{\Delta t} \cdot C_p \cdot \Delta \theta$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta m}{\Delta t} &= 1\text{ m} \times 1\text{ m} \times 0,8 \cdot 10^{-3}\text{ m} \times \frac{5\text{ m/mn}}{60} \times 7800\text{ kg/m}^3 \\ &= 2,1\text{ kg/s} \\ C_p &= 500\text{ J/kg} \\ \Delta \theta &= 680^\circ\text{C} \end{aligned}$$

$$\text{soit } P_t = 143\text{ kW}$$

L'expression de la puissance active transmise à une pièce en chauffage par induction est de la forme [40] :

Equation 2

$$P_c = \rho_c \frac{H^2}{\delta_c} \cdot F \cdot S_c$$

avec δ_c = épaisseur de peau dans la pièce
 ρ_c = résistivité (moyenne) de la pièce
 H = champ magnétique
 F = facteur de transfert de la puissance active
 S_c = surface extérieure de la pièce soumise au champ H

Détermination de δ

Equation 3

$$\delta = \text{épaisseur de peau} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}$$

dans la pièce (tôle)

dans l'inducteur

$$\rho = 50 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

$$f = \text{fréquence} = 200 \text{ kHz}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ S.I.}$$

$$\mu_r = \text{perméabilité relative dans l'acier} \approx 100$$

$$\rho = 2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

$$f = \text{fréquence} = 200 \text{ kHz}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ S.I.}$$

$$\mu_r = \text{perméabilité relative dans le cuivre} = 1$$

$$\text{soit } \delta_c = 0,08 \text{ mm}$$

$$\text{soit } \delta_l = 0,16 \text{ mm}$$

Détermination des facteurs de transfert de puissance active F et réactive G

F et G sont déterminés à partir des courbes de la figure I-2 dans le chapitre 1.

Nous sommes dans le cas où $\frac{a}{p} = 10$

avec a = épaisseur de la tôle = 0,8 mm
 δ_c = épaisseur de peau dans la tôle = 0,08 mm

$$\text{soit } \boxed{F \approx 1 \text{ et } G \approx 1}$$

Détermination de H

d'après l'Equation 2, nous avons

$$H = \sqrt{\frac{\delta_c \cdot P_c}{\rho_c \cdot F \cdot S_c}}$$

avec

- δ_c = épaisseur de peau dans la tôle = 0,08 mm
- P_c = puissance active à injecter dans la tôle = 143 kW
- ρ_c = $50 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ en moyenne d'après la température
- F = facteur de transfert de puissance active = 1
- S_c = surface soumise au champ $H = 1m \times 1m \times 2$ faces

$$H = 3382 \text{ A/m}$$

Détermination du courant I dans l'inducteur

Hypothèse : inducteur long et solénoïde

Equation 4

$$I = \frac{H \cdot L}{N}$$

avec

- H = champ magnétique = 3382 A/m
- L = longueur de l'inducteur = 1m
- N = nombre de spires de l'inducteur = 1

$$I = 3382 \text{ A}$$

Détermination de la puissance réactive dans la tôle

L'expression de la puissance réactive transmise à une pièce en chauffage par induction est de la forme [40] :

Equation 5

$$Q_c = \rho_c \frac{H^2}{\delta_c} \cdot G \cdot S_c$$

avec

- δ_c = épaisseur de peau dans la pièce = 0,08 mm
- ρ_c = résistivité (moyenne) de la pièce = $50 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$
- H = champ magnétique = 3382 A/m
- F = facteur de transfert de la puissance réactive = 1
- S_c = surface ext. de la pièce soumise au champ $H = 1m \times 1m \times 2$ faces

soit $Q_c = 143 \text{ kVAr}$

Détermination de la puissance active dans l'inducteur

L'expression de la puissance active perdue dans l'inducteur est de la forme [40] :

Equation 6

$$P_l = \rho_l \frac{H^2}{\delta_l \cdot k_l} \cdot S_l$$

avec δ_l = épaisseur de peau dans l'inducteur = 0,16 mm
 ρ_l = résistivité de l'inducteur (cuivre) = $2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$
 H = champ magnétique = 3382 A/m
 S_l = surface ext. de l'inducteur = $[1m \times 1m \times 2] + [0,2 \times 1m \times 2] = 2,4 m^2$
 K_l = coefficient de remplissage des spires = 0,8

soit $P_l = 4,3 \text{ kW}$

Détermination de la puissance réactive dans l'inducteur

En pratique, on suppose [40] que :

Equation 7

$$Q_l \approx P_l$$

soit $Q_l = 4,3 \text{ kVAr}$

Détermination de la puissance réactive dans l'entrefer

L'expression de la puissance réactive dans l'entrefer est de la forme [40] :

Equation 8

$$Q_{\text{entrefer}} = 2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot H^2 \cdot \vartheta_e$$

f = fréquence = 200 kHz

μ_0 = $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ S.I.}$

H = champ magnétique = 3382 A/m

ϑ_e = volume de l'entrefer = $0,2 m \times 1,1 m \times 1 m = 0,22 m^3$

soit $Q_{\text{entrefer}} = 3900 \text{ kVAr}$

Inductance équivalente des puissances réactives

Equation 9

$$\sum \text{puissances réactives} = L_{\text{charge}} \cdot \omega \cdot I^2$$

$$\left| \begin{array}{l} \sum \text{puissances réactives} = Q_C + Q_I + Q_{\text{entrefer}} = 143 + 4,3 + 3900 \approx 4000 \text{ kVAR} \\ ? = 2p \cdot f \\ I = \text{courant} = 3382 \text{ A} \end{array} \right.$$

soit $L_{\text{charge}} = 0,28 \mu\text{H}$

ce qui correspond à une impédance de $0,35 \Omega$ à la fréquence de 200 kHz.

Remarque

Il n'est pas tenu compte des conducteurs d'alimentation de l'inducteur qui peuvent représenter une inductance non négligeable.

Résistance équivalente correspondant à la puissance active

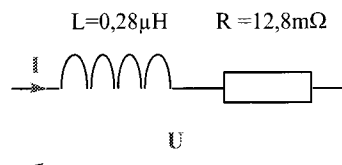
Equation 10

$$\sum \text{puissances actives} = R \cdot I^2$$

$$\left| \begin{array}{l} \sum \text{puissances actives} = P_C + P_I = 143 + 4,3 \approx 147 \text{ kW} \\ I = \text{courant} = 3382 \text{ A} \end{array} \right.$$

soit $R = 12,8 \text{ m}\Omega$

Finalement, nous obtenons le schéma équivalent de la charge (inducteur + pièce) suivant :



Annexe 2. Calcul de l'impédance d'une charge R-L // C

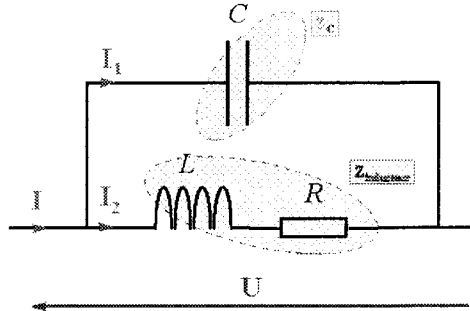


figure III-31 : Circuit oscillant de type parallèle

$$\underline{Z}_{eq} = \frac{\frac{1}{j \cdot C\omega} \cdot (R + L\omega \cdot j)}{\frac{1}{j \cdot C\omega} + R + L\omega \cdot j} = \frac{\frac{L}{C} - \frac{R}{C\omega} \cdot j}{R + (L\omega - \frac{1}{C\omega}) \cdot j} = \frac{\left(\frac{L}{C} - \frac{R}{C\omega} \cdot j\right) \cdot \left(R + (L\omega - \frac{1}{C\omega}) \cdot j\right)}{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}$$

$$= \frac{\frac{RL}{C} + \frac{R}{(C\omega)^2} - \frac{RL}{C}}{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2} + \frac{\frac{L}{C^2\omega} - \frac{R^2}{C\omega} - \frac{L^2\omega}{C}}{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2} \cdot j$$

$$\underline{Z}_{eq} = \frac{R}{R^2 C^2 \omega^2 + (LC\omega^2 - 1)^2} + \frac{\omega \cdot (L - R^2 C - L^2 C \omega^2)}{R^2 C^2 \omega^2 + (LC\omega^2 - 1)^2} \cdot j$$

Par définition, il y a résonance lorsque le dipôle se comporte comme une impédance réelle, c'est à dire que la partie imaginaire est égale à zéro :

soit

$$\text{Im}(\underline{Z}_{eq}) = 0 \Leftrightarrow \frac{\omega_0 \cdot (L - R^2 C - L^2 C \omega_0^2)}{R^2 C^2 \omega_0^2 + (LC\omega_0^2 - 1)^2} \cdot j = 0 \Leftrightarrow L - R^2 C - L^2 C \omega_0^2 = 0$$

$$\text{d'où } \omega_0^2 = \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2} = \frac{1}{LC} \cdot \left(1 - \frac{R^2 C}{L}\right)$$

$$\text{et } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{L}}$$

A la résonance, la fréquence est égale à $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 - \frac{R^2C}{L}}$,

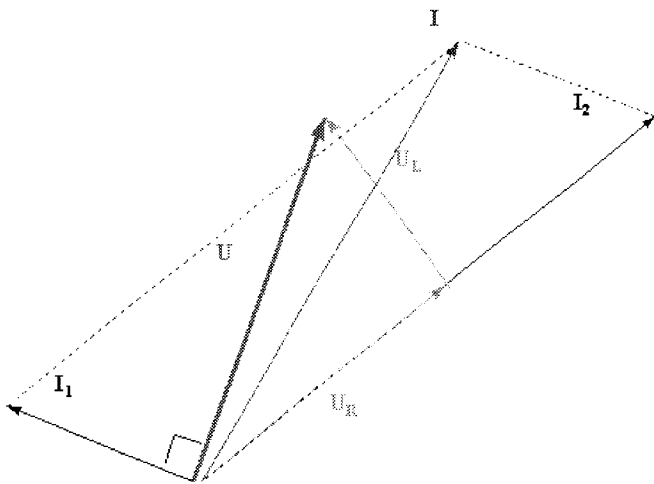
et l'impédance équivalente passe par un maximum et vaut,

$$\underline{Z}_{eq}(\omega_0) = \frac{R}{R^2C^2\omega_0^2 + (LC\omega_0^2 - 1)^2}$$

$$\text{et } \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \cdot \left(1 - \frac{R^2C}{L}\right)$$

$$\boxed{\underline{Z}_{eq}(\omega_0) = \frac{L}{RC}}$$

Le diagramme de Fresnel d'un tel circuit est représenté ci-dessous ainsi que les relations complexes associées.



$$\begin{aligned} \underline{I} &= \underline{I}_1 + \underline{I}_2 \\ \underline{U} &= \underline{U}_R + \underline{U}_L = \underline{U}_C \\ \underline{U}_R &= R \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_L &= j \cdot L\omega \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_C &= \frac{1}{j \cdot C\omega} \cdot \underline{I}_2 \end{aligned}$$

figure III-32 : Diagramme de Fresnel du circuit oscillant parallèle

Annexe 3. Essai en court-circuit du transformateur 'B1'

f (kHz)	U_1 (V)	I_1 (A)	P_1 (W)	$Z_1 = U_1/I_1$ (m Ω)	$R_1 = P_1/I_1^2$ (m Ω)	$L_1 \cdot \omega$ (m Ω)	L_1 (nH)
46	39	1 111	3 135	35	2,5	35,4	123
77	46	789	1 940	58	3,1	58,2	120
90	46	681	1 768	68	3,8	68,0	120
107	47	567	1 446	84	4,5	83,4	124
158	46	392	736	117	4,8	117,2	118

Tableau 22 : Transformateur 'B1'-Alimentation par le tube externe

f (kHz)	U_1 (V)	I_1 (A)	P_1 (W)	$Z_1 = U_1/I_1$ (m Ω)	$R_1 = P_1/I_1^2$ (m Ω)	$L_1 \cdot \omega$ (m Ω)	L_1 (nH)
46	43	1 315	4 035	33	2,3	32,8	114
77	43	794	1 870	54	3,0	54,1	112
86	42	691	1 520	60	3,2	60,3	111
107	44	591	1 418	74	4,1	74,4	111
158	43	407	720	105	4,3	104,8	106

Tableau 23 : Transformateur 'B1' - Alimentation par le tube interne

Annexe 4. Essai en court-circuit du transformateur 'B2'

f (kHz)	U _p (V)	I _p (A)	P (W)	R ₁ (mΩ)	Q (VAr)	L ₁ (nH)
189	67,5	703	2 275	4,61	47 336	81
202	72,0	700	2 650	5,42	50 301	81
218	77,5	703	2 750	5,57	54 360	81
237	83,3	702	2 975	6,05	58 366	79
265	94,1	703	3 425	6,94	66 009	80
299	105,5	699	3 700	7,57	73 666	80

Tableau 24 : Transformateur 'B2' - courant 700 A

f (kHz)	U _p (V)	I _p (A)	P (W)	R ₁ (mΩ)	Q (Var)	L ₁ (nH)
189	47,9	501	1 125	4,49	23 933	80
202	51,3	501	1 350	5,38	25 641	80
217	55,6	504	1 375	5,42	27 936	81
237	59,9	500	1 475	5,90	29 904	80
265	66,4	496	1 700	6,91	32 890	80
299	76,4	505	1 900	7,45	38 520	80

Tableau 25 : Transformateur 'B2' - courant 500 A

f (kHz)	U _p (V)	I _p (A)	P (W)	R ₁ (mΩ)	Q (VAr)	L ₁ (nH)
189	28,9	301	400	4,41	8 696	81
202	30,7	301	500	5,54	9 218	81
217	33,0	300	475	5,30	9 857	81
237	35,8	300	525	5,85	10 718	80
264	40,4	303	650	7,10	12 204	80
298	44,8	297	650	7,37	13 290	80

Tableau 26 : Transformateur 'B2' - courant 300 A

Annexe 5. Mesure de $C_{P/S}$ pour le transformateur 'B2'

f (kHz)	U (V)	I (mA)	C (pF)
146	203	86	462
146	303	129	461
146	400	171	465
165	204	100	472
165	300	146	473
165	400	196	475
187	399	219	467
188	202	111	466
188	303	167	468
203	202	123	475
204	301	183	474
204	406	247	475
220	402	261	469

f (kHz)	U (V)	I (mA)	C (pF)
220	303	197	469
220	202	130	466
260	202	185	560
260	300	278	567
260	403	375	569
299	205	186	482
300	297	272	486
300	483	443	487
300	401	370	490
381	189	211	466
381	202	226	467
382	300	340	472
383	403	458	473

*Tableau 27 : Transformateur 'B2'
- Mesure de $C_{P/S}$*

f (kHz)	U1 (V)	U2 (V)	U2 (V) Matlab	I1 (A) Matlab	I2 (A)	I2 (A) Matlab	P (kW)	P (kW) Matlab	p puissance apparente secondaire S (VA _r)	resistance de charge (Ω)	Inductance de charge (μH)	tg φ	m	m Matlab	η	η Matlab
60	343	307	309	808	805	804	49,0	49,2	246 894	0,076	1,0	5	0,90	0,90	0,96	0,96
73	463	422	424	772	752	768	20,6	21,2	317 494	0,036	1,2	15	0,91	0,91	0,91	0,91
74	464	421	425	761	776	757	37,3	35,5	326 463	0,062	1,2	9	0,91	0,92	0,95	0,94
80	438	392	395	777	791	774	55,2	52,7	309 912	0,088	1,0	6	0,89	0,90	0,96	0,96
82	460	421	421	683	664	679	18,1	18,9	279 345	0,041	1,2	15	0,91	0,92	0,91	0,91
84	467	420	424	729	692	726	33,3	36,9	290 640	0,070	1,1	9	0,90	0,91	0,94	0,95
90	463	414	417	731	747	723	53,6	50,8	309 200	0,096	1,0	6	0,89	0,90	0,96	0,96
103	461	420	422	550	544	543	13,0	13,2	228 643	0,044	1,2	18	0,91	0,92	0,90	0,90
104	448	421	407	565	565	563	26,3	26,3	237 655	0,083	1,1	9	0,94	0,91	0,94	0,95
112	467	415	416	651	618	648	40,7	45,0	256 655	0,107	0,9	6	0,89	0,83	0,95	0,96
115	416	371	372	558	578	556	53,0	49,1	214 149	0,159	0,9	4	0,89	0,89	0,97	0,97
150	469	425	429	381	378	379	8,5	8,5	160 574	0,059	1,2	19	0,90	0,92	0,88	0,89
152	467	424	424	404	387	402	15,6	16,3	164 011	0,104	1,1	10	0,91	0,91	0,93	0,94
165	463	416	413	439	422	437	25,1	27,0	175 554	0,141	0,9	7	0,90	0,89	0,95	0,96
172	453	406	399	453	443	451	37,8	39,2	179 858	0,193	0,8	5	0,90	0,88	0,96	0,97

Annexe 7. Essais en charge du transformateur 'B2'.

η Matlab	η mesuré	Perles courants mesurés (W)	Perles core mesurées (W)	m Matlab	m	tan ϕ	inductance de charge (uH)	résistance de charge (Ω)	p puissance apparente secondaire S (VA)	P (W) Matlab	a (A)	I2 (A) Matlab	I1 (A) Matlab	U2 (V) Matlab	U1 (V)	f (kHz)
0,94	0,95	1967	499	0,27	0,27	6,8	0,520	0,071	339 198	49 017	49 120	831	833	406	407	468
0,94	0,95	389	227	0,87	0,87	7,3	0,510	0,064	118 136	15 433	16 080	491	501	232	236	268
0,95	0,97	137	28	0,87	0,87	6,4	0,526	0,075	43 855	6 638	6 760	297	301	144	146	166
0,94	0,96	1070	142	0,87	0,87	7,6	0,542	0,096	244 570	31 755	31 880	575	576	425	425	487
0,94	0,96	1296	259	0,86	0,86	6,9	0,501	0,101	251 323	35 672	35 840	594	596	420	421	486
0,85	0,90	1655	303	0,82	0,82	15,3	0,374	0,039	269 205	17 465	17 520	669	671	400	401	486
0,85	0,90	2128	477	0,79	0,79	12,5	0,307	0,042	289 488	22 192	23 000	727	740	384	391	484
0,87	0,92	886	121	0,79	0,79	11,0	0,306	0,047	132 977	12 154	12 000	509	506	264	263	333
0,83	0,90	2367	507	0,75	0,75	11,6	0,240	0,039	313 615	25 904	27 000	815	837	364	375	485
0,83	0,91	1593	231	0,75	0,75	11,5	0,242	0,039	219 730	18 050	19 000	680	700	305	314	406
0,84	0,92	767	56	0,75	0,75	11,0	0,235	0,039	110 898	9 686	10 000	498	505	216	220	290
0,90	0,93	1107	261	0,88	0,88	13,2	0,615	0,062	224 679	17 070	17 000	524	524	429	429	485
0,93	0,95	1147	190	0,88	0,88	9,5	0,583	0,084	228 372	23 944	24 000	534	535	425	427	483
0,88	0,94	1660	280	0,77	0,77	9,1	0,271	0,053	237 348	24 738	26 000	683	699	332	340	430

Annexe 8. Essais en court-circuit du transformateur Planar 1,5 MVA

fréquence (kHz)	tension primaire U1 (V)	courant primaire estimé (4 x I2) (A)	puissance active au primaire P1 (kW)	R1 mesurée (mΩ)	R1 polynomiale basée sur la mesure (mΩ)	puissance réactive secondaire Q2 (MVAR)	L1 mesurée (nH)	L1 approchée (nH)
0					0,20			26
50					0,45			26
80	11	815	0,4	0,64	0,65	0,009	26,8	26
92	14	927	0,7	0,82	0,74	0,013	26,1	26
115	22	1179	1,2	0,86	0,92	0,026	25,8	26
133	30	1378	2,3	1,21	1,09	0,041	26,0	26
172	50	1812	5,1	1,56	1,48	0,090	25,5	26
239	50	1291	3,8	2,29	2,30	0,064	25,7	26

Annexe 9. Essais à vide du transformateur Planar 1,5 MVA

fréquence (kHz)	tension primaire U1 (V)	tension secondaire U2 (V)	courant primaire I1 (A)	puissance active au primaire P1 (W)	puissance P1 calculée à partir de la fonction approchée de Rm	Rm mesurée (Ω)	fonction approchée de Rm (Ω)	puissance apprente S1 (VA)	impédance Z (Rm/Lm//C1) mesurée (Ω)	impédance Z (Rm/Lm//C1) calculée (Ω)	erreur entre valeurs mesurée et calculées (sur la base de la valeur calculée)
41	454	1858	4,8	1222	1308	169	158	2 170	95,0	95,3	0,3%
45										122,2	
50										165,1	
55										199,1	
65										156,9	
75										104,8	
89	464	1891	7,5		786		274	3 489	61,7	70,2	12,1%
91	436	1778	8,7		686		277	3 776	50,3	67,1	25,0%
98	471	1909	9,1		772		287	4 277	51,9	58,2	10,9%
105	447	1822	10,6		675		296	4 747	42,1	51,6	18,4%
107	455	1864	10,2	700	694	296	298	4 623	44,8	49,9	10,3%
145	452	1846	16,3	645	646	317	316	7 372	27,7	31,9	13,2%
180	439	1793	21,1	645	661	299	292	9 272	20,8	24,3	14,5%

Annexe 10. Mesure de $C_{P/S}$ pour le transformateur Planar 1,5 MVA

Fréquence (kHz)	tension aux bornes de $C_{P/S}$ (V)	courant dans $C_{P/S}$ (A)	$C_{P/S}$ (nF)
91	161	2,3	24,4
92	303	4,3	24,7
91	302	4,3	25,0
97	94	1,4	25,1
98	147	2,2	25,0
98	215	4,0	30,1
98	318	5,0	25,3
105	55	1,0	26,2
105	112	2,0	26,8
105	200	3,6	27,1
105	253	4,6	27,4
105	300	5,3	26,8
105	346	6,3	27,5
105	404	7,5	27,9
105	421	7,8	27,9

n° d'essai	fréquence (kHz)	U1 (V)	Puissance app. S1 (MVA)	courant I1 estimé (4 x I2) en A	I1 (A) Matlab	erreur relative sur I1	U2 (V)	U2 (V) Matlab	I2 (A)	I2 (A) Matlab	puissance active sur la charge P2 (kW)	P2 (kW) Matlab	résistance de charge Rc (C)	inductance de charge Lc (µH)	tan φ	rapport de transformation mesuré	rapport de transformation Matlab	rendement mesuré	rendement Matlab	puissance app. secondaire S2 (MVA)	Pertes cuve (W)	Pertes Jeu barres (W)	résistances de connexion Rcl = Rc2 (mC)
21	134	459	0,6	1 410	1441	2,2%	1677	1715	352	363	25	26,4	0,20	5,6	23,4	3,66	3,74	0,92	0,90	0,6	437	1 614	2,6
22	151	285	0,5	1 713	1763	2,9%	957	973	428	443	47	51,0	0,26	2,3	8,6	3,36	3,41	0,94	0,93	0,4	526	2 540	2,8
23	151	464	1,0	2 252	2286	1,5%	1614	1639	563	575	50	52,9	0,16	3,0	18,1	3,48	3,53	0,90	0,88	0,9	935,8	4 363	2,8
24	152	466	0,6	1 275	1245	-2,4%	1750	1745	319	315	20	19,8	0,20	5,8	27,9	3,76	3,74	0,93	0,89	0,6	176	1 362	2,7
25	153	404	0,6	1 419	1384	-2,5%	1487	1483	355	349	50	48,7	0,40	4,4	10,4	3,89	3,67	0,96	0,94	0,5	293	1 609	2,6
26	154	385	0,8	2 035	1915	-5,9%	1445	1355	509	481	52	46,4	0,20	2,9	14,2	3,75	3,52	0,90	0,90	0,7	1558	3 945	3,0
27	154	395	0,8	1 964	1964	0,0%	1364	1390	491	494	53	53,6	0,22	2,9	12,6	3,46	3,52	0,93	0,91	0,7	722	3 264	2,7
28	155	468	0,6	1 317	1287	-2,3%	1761	1747	329	325	38	37,1	0,35	5,5	15,2	3,76	3,73	0,95	0,93	0,6	383	1 579	2,9
29	157	353	0,4	1 266	1177	-7,1%	1367	1296	317	297	46	40,6	0,46	4,4	9,4	3,87	3,67	#####	0,95	0,4	non	non	
30	158	379	0,8	2 049	1951	-4,8%	1398	1322	512	490	76	69,8	0,29	2,7	9,3	3,69	3,49	0,93	0,93	0,7	1260	4 210	3,2
31	167	367	0,8	2 160	2042	-5,4%	1337	1254	540	513	110	100,2	0,38	2,3	6,5	3,64	3,42	#####	0,94	0,7	non	non	
32	167	367	0,8	2 160	2042	-5,4%	1337	1254	540	513	110	100,2	0,38	2,3	6,5	3,64	3,42	0,95	0,94	0,7	1668	3 963	2,7
33	200	402	0,7	1 833	1876	2,4%	1344	1372	458	473	50	53,7	0,24	2,3	12,3	3,34	3,41	0,93	0,89	0,6	418	3 218	3,1
34	203	475	0,8	1 696	1734	2,2%	1610	1679	424	438	27	28,8	0,15	3,0	25,3	3,39	3,53	0,87	0,82	0,7	836	3 140	3,5
35	207	472	0,8	1 724	1793	4,0%	1585	1654	431	453	44	49,3	0,24	2,8	15,5	3,36	3,51	0,93	0,88	0,7	481	2 937	3,2
36	217	438	0,5	1 139	1117	-1,9%	1609	1600	285	284	51	50,9	0,63	4,1	8,9	3,67	3,65	0,96	0,94	0,5	540	1 526	3,8
37	224	438	0,8	1 784	1822	2,2%	1463	1495	446	460	49	53,0	0,25	2,3	13,3	3,34	3,41	0,92	0,87	0,7	679	3 428	3,4
38	225	449	0,8	1 796	1859	3,5%	1465	1533	449	470	54	59,2	0,27	2,3	12,1	3,26	3,41	0,93	0,88	0,7	523	3 377	3,3
39	225	450	0,8	1 800	1865	3,6%	1469	1536	450	471	46	50,4	0,23	2,3	14,3	3,26	3,41	0,92	0,86	0,7	700	3 449	3,4

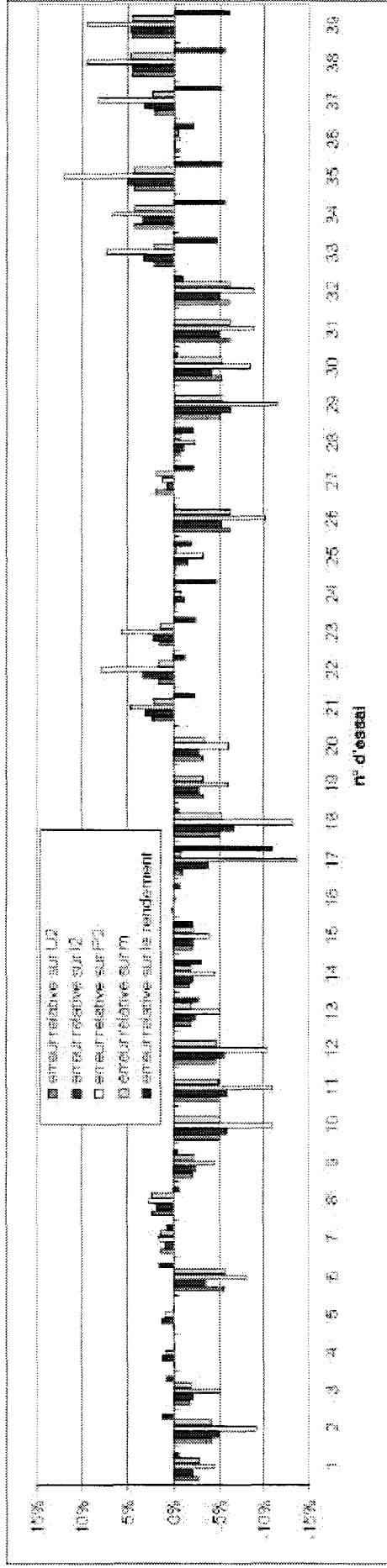


figure III-33 : Ecart sur différents paramètres, entre les valeurs mesurées et les valeurs calculées (modèle)

Annexe 12. Essais à vide du transformateur 3 MVA

fréquence (kHz)	tension primaire U1 (V)	tension secondaire U2 (V)	courant primaire I1 (A)	puissance active au primaire P1 (W)	calculées à partir de la fonction approchée de Rm	Rm mesurée (Ω)	fonction approchée de Rm (Ω)	puissance apparente primaire S1 (VA)	impédance Z (Rm/Lm/C1) mesurée (Ω)	impédance Z calculée (Rm/Lm/C1) (Ω)	erreur entre valeurs mesurées et calculées (sur la base de la valeur calculée)
64	112	440	0,6	62	57	203	223	67	189,1	172,4	-9,7%
64	187	744	1,4	185	156	189	223	259	134,2		
64	292	1 139	2,7	619	382	138	223	788	108,1		
64	386	1 509	4,0	1 142	667	130	223	1 542	96,4		
70	130	517	1,2	85	75	199	223	158	106,2	115,5	8,0%
70	202	806	2,3	249	184	165	223	457	89,6		
70	313	1 220	4,0	673	440	146	223	1 254	78,4		
70	380	1 482	5,2	1 042	648	139	223	1 958	73,8		
73	118	467	1,3	48	62	286	223	155	89,0		
74	204	813	2,7	140	187	298	223	560	74,6		
74	316	1 226	4,6	327	447	305	223	1 452	68,6		
74	379	1 478	5,9	480	643	299	223	2 238	64,1		
88	456	1 859	10,9	1 280	933	163	223	4 973	41,9		
88	102	414	1,9	42	46	248	223	191	54,0		
88	201	832	4,3	201	181	200	223	853	47,2		
88	402	1 636	9,5	973	724	166	223	3 817	42,3		
88	302	1 228	6,8	522	410	175	223	2 053	44,5	56,1	20,6%
103	106	412	3,0	40	51	284	223	314	36,1		
103	203	791	6,0	171	184	240	223	1 211	33,9		
103	318	1 293	9,8	550	455	184	223	3 117	32,5		
103	414	1 675	13,1	980	768	175	223	5 433	31,5		
103	465	1 881	14,9	1 250	970	173	223	6 936	31,2		
121	412	1 667	17,5	900	761	189	223	7 206	23,6	30,4	22,5%
121	457	1 852	19,6	1 130	938	185	223	8 963	23,3		
121	323	1 323	13,5	536	468	195	223	4 368	23,9		
121	210	860	8,5	201	197	219	223	1 784	24,6		
121	110	444	4,3	49	54	245	223	466	25,8		
173	113	443	7,9	40	57	318	223	887	14,4	18,5	22,4%
173	222	915	15,8	236	220	208	223	3 492	14,1		
174	353	1 420	24,3	670	557	185	223	8 548	14,5		
174	404	1 628	28,1	890	733	184	223	11 374	14,4		
174	504	2 022	35,1	1 430	1137	177	223	17 683	14,3		
195	162	683	13,1	53	118	498	223	2 131	12,4		
195	216	903	17,5	180	208	258	223	3 765	12,3		
195	309	1 268	25,1	300	427	317	223	7 730	12,3		
195	406	1 666	33,3	600	738	274	223	13 510	12,2		
195	485	1 987	39,9	840	1054	280	223	19 334	12,2	16,0	23,9%

Annexe 13. Essais en court-circuit du transformateur 3 MVA

fréquence (kHz)	tension primaire U1 (V)	courant primaire I1 (A)	puissance active au primaire P1 (W)	R1 mesurée de 0 à 500 A (mΩ)	R1 mesurée de 500A à 1000 A (mΩ)	R1 mesurée de 1000A à 1800 A (mΩ)	puissance réactive primaire Q1 (kVAr)	L1 mesurée (nH)	L1 approchée (nH)
60	3,6	480	109	0,47			1,7	20,0	20
60	4,5	604	180		0,49		2,7	20,0	20
60	5,4	717	248		0,48		3,8	20,0	20
60	8,5	1 145	720			0,55	9,6	19,6	20
60	6,0	805	290		0,45		4,8	19,8	20
60	7,0	917	390		0,46		6,4	20,2	20
69	2,1	240	25	0,43			0,5	20,0	20
69	4,1	473	102	0,46			1,9	20,2	20
69	3,3	379	66	0,46			1,2	20,1	20
69	6,2	727	238		0,45		4,5	19,7	20
69	5,2	603	168		0,46		3,1	19,8	20
69	7,4	849	350		0,49		6,2	20,1	20
69	8,6	1 009	590			0,58	8,6	19,7	20
102	6,3	518	180		0,67		3,3	19,1	20
102	10,6	874	530		0,69		9,3	19,0	20
102	12,3	1 034	880			0,82	12,7	18,5	20
102	13,3	1 122	1 060			0,84	14,9	18,5	20
102	18,2	1 545	1 800			0,75	28,1	18,4	20
102	19,5	1 660	2 120			0,77	32,3	18,3	20
102	20,7	1 775	2 430			0,77	36,7	18,2	20
140	6,3	377	90	0,63			2,4	18,9	20
140	11,0	662	310		0,71		7,3	18,8	20
140	15,8	947	710		0,79		14,9	18,9	20
140	20,8	1 229	1 900			1,26	25,5	19,1	20
140	25,5	1 451	2 700			1,28	37,0	19,9	20
141	19,7	1 162	1 700			1,26	22,8	19,1	20
195	5,8	245	39	0,65			1,4	19,4	20
195	8,4	352	111	0,90			2,9	19,4	20
195	12,6	546	250		0,84		6,9	18,8	20
196	17,8	772	530		0,89		13,7	18,8	20
196	25,5	1 090	2 000			1,68	27,7	19,0	20
253	11,0	364	120	0,91			4,0	18,9	20
253	17,8	596	270		0,76		10,6	18,7	20
253	16,0	535	220		0,77		8,6	18,8	20
253	22,3	739	900		1,65		16,4	18,9	20
253	25,8	855	1 200		1,64		22,0	18,9	20
254	20,2	677	330		0,72		13,7	18,7	20
286	6,9	202	54	1,33			1,4	19,0	20
286	11,2	324	102	0,97			3,6	19,2	20
286	13,6	400	160	1,00			5,4	18,9	20
287	25,4	743	1 100		1,99		18,8	18,9	20
287	15,7	464	220	1,02			7,3	18,8	20
287	22,5	638	660		1,62		14,4	19,6	20

Annexe 14. Essais en charge du transformateur 3MVA

n° d'essai	fréquence (kHz)	U1 (V)	I1 (estimé) (A)	I1 (Matlab) (A)	S1 (MVA)	U2 (V)	U2 (Matlab) (V)	I2 (A)	I2 (Matlab) (A)	puissance active charge P2 (kW)	P2 (Matlab) (kW)	S2 (MVA)	R charge (Ω)	L charge (μ H)	tan ϕ charge	rendement	rendement (Matlab)	m	m (Matlab)
1	66	430	3 080	3 220	1,3	1 540	1 613	770	807	100	110	1,2	0,169	4,8	12	0,97	0,94	3,6	3,8
2	78	293	2 614	2 697	0,8	1 040	1 066	653	676	66	71	0,7	0,155	3,2	8	0,97	0,92	3,6	3,6
3	78	427	3 232	3 335	1,4	1 541	1 577	808	837	187	200	1,2	0,286	3,8	7	0,98	0,95	3,6	3,7
4	119	414	5 214	5 117	2,2	1 356	1 349	1 303	1 285	148	144	1,8	0,087	1,4	12	0,94	0,84	3,3	3,3
5	121	430	2 176	2 219	0,9	1 530	1 535	544	561	72	77	0,8	0,243	3,7	12	0,98	0,93	3,6	3,7
6	126	428	2 451	2 581	1,0	1 454	1 551	613	652	236	267	0,9	0,628	2,9	4	0,99	0,97	3,4	3,6
7	129	407	5 549	5 588	2,3	1 288	1 266	1 387	1 403	270	275	1,8	0,140	1,1	7	0,95	0,89	3,2	3,1
8	140	410	6 280	6 046	2,6	1 210	1 215	1 570	1 517	290	272	1,9	0,118	0,9	7	0,94	0,86	3,0	3,0
9	143	424	2 508	2 387	1,1	1 590	1 524	627	604	66	61	1,0	0,168	2,8	11	0,97	0,89	3,8	3,6
10	157	420	2 760	2 647	1,2	1 545	1 471	690	670	160	151	1,1	0,336	2,2	7	0,99	0,94	3,7	3,5
11	157	407	5 584	5 349	2,3	1 197	1 206	1 396	1 344	255	237	1,7	0,131	0,9	7	0,94	0,86	2,9	3,0

Annexe 15. Caractéristiques des ferrites en matériau B1

• APPLICATION

B1 is a low/medium loss power material designed for low frequency applications (black and white or color TV transformers/flyback transformers).

Losses have been optimized in medium temperature range, 50 to 80°C.

• MAIN CHARACTERISTICS

μ_i 25°C : 2 500 ± 25 %

\hat{B} at 400 A/m 25°C : 450 mT

100°C : 340 mT

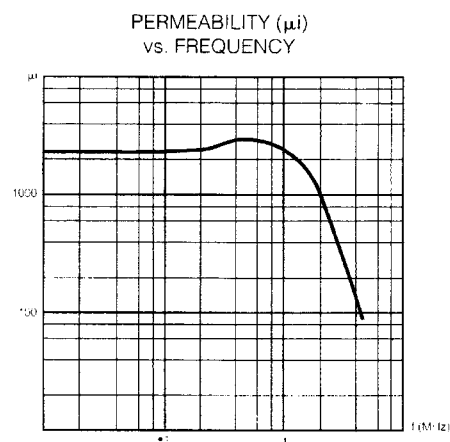
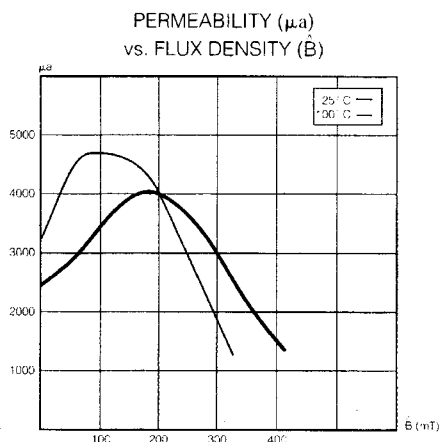
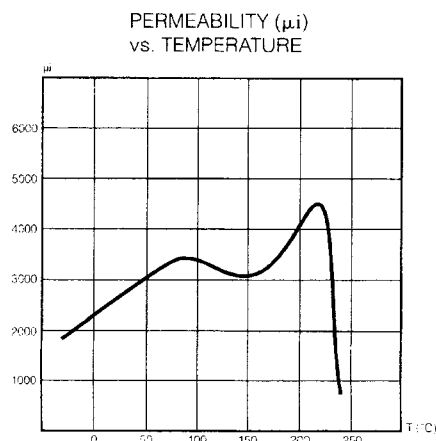
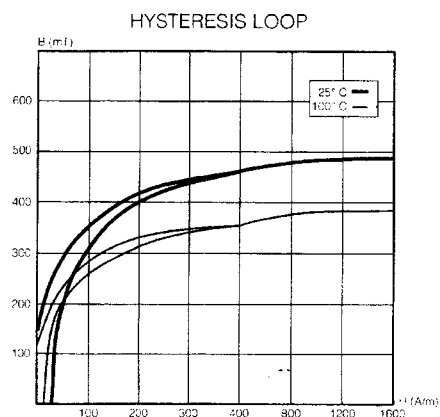
Losses P_L 200 mT, 100°C, 16 kHz : < 100 mW/cm³

25 kHz : < 180 mW/cm³

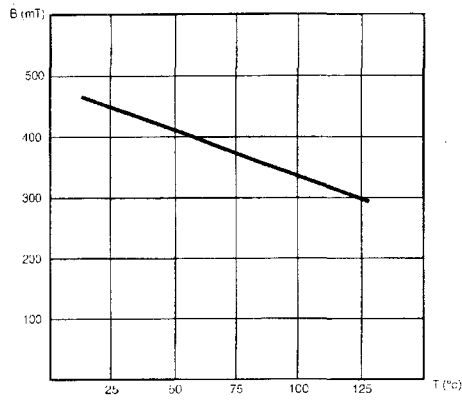
Curie temperature : > 200°C

• AVAILABLE CORE SHAPES

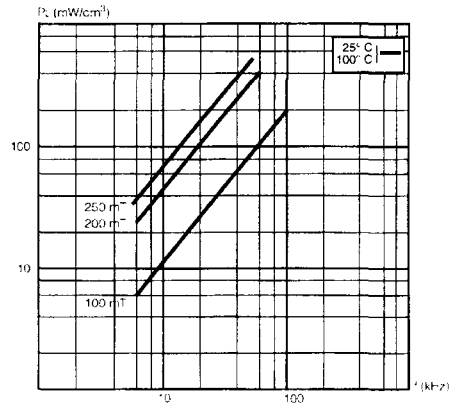
E, U, FM cores, large toroids.



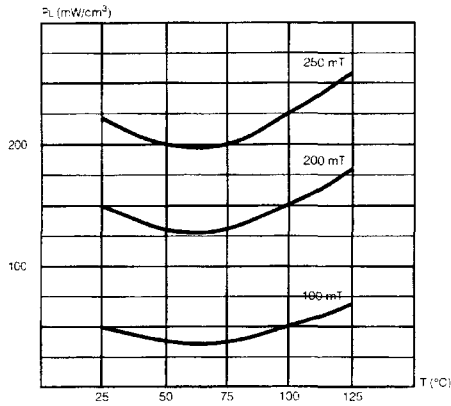
FLUX DENSITY (\hat{B}) at 400 A/m
vs. TEMPERATURE



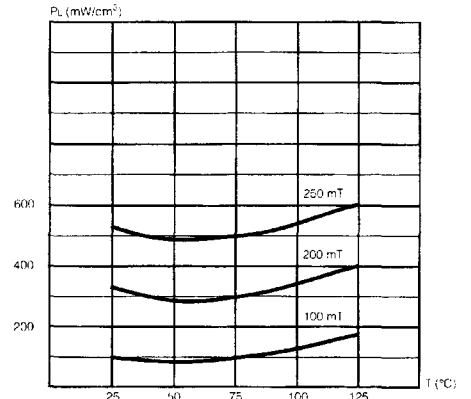
POWER LOSSES (P_L)
vs FREQUENCY



POWER LOSSES (P_L)
vs. TEMPERATURE at 25 kHz



POWER LOSSES (P_L)
vs. TEMPERATURE at 50 kHz



Annexe 16. Caractéristiques des ferrites en matériau B2

• APPLICATION

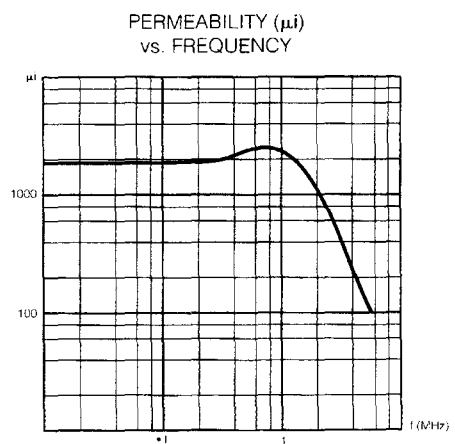
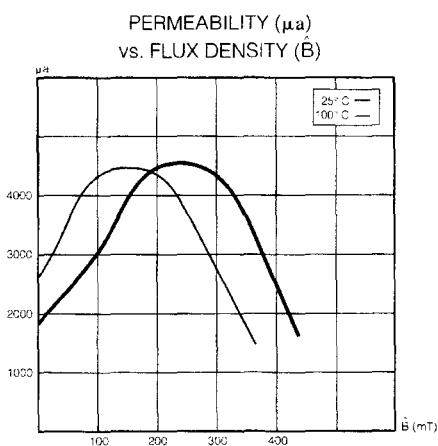
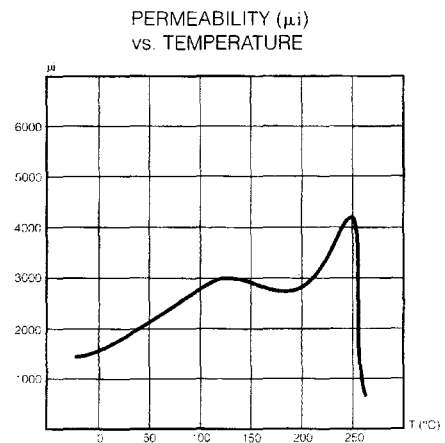
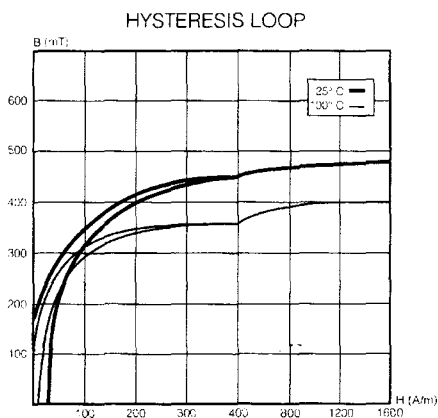
B2 is a "low loss power material". It offers low losses above 70°C. This characteristic makes it particularly suitable for modern designs up to 250 kHz frequency.

• MAIN CHARACTERISTICS

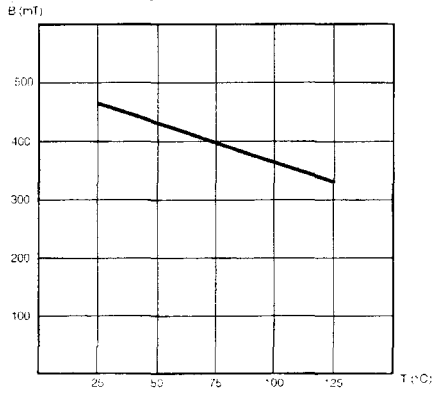
μ_i	25°C	: 1 900 ± 25 %
\hat{B} at 400 A/m	25°C	: 460 mT
	100°C	: 360 mT
Losses P_L 100 mT, 100°C, 100 kHz		: < 150 mW/cm ³
200 mT, 100°C, 60 kHz		: < 340 mW/cm ³
Curie temperature		: > 250°C

• AVAILABLE CORE SHAPES

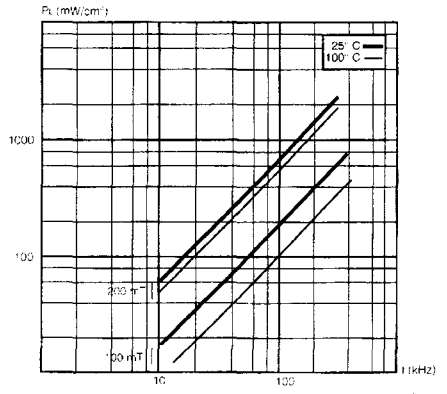
E, U, RM cores.



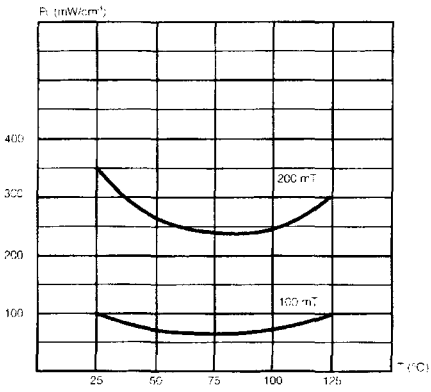
FLUX DENSITY (\dot{B}) at 400 A/m
vs. TEMPERATURE



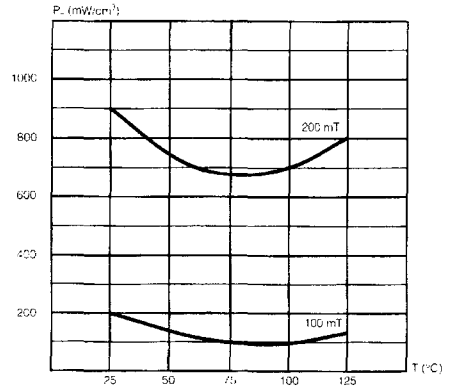
POWER LOSSES (P_L)
vs. FREQUENCY



POWER LOSSES (P_L)
vs. TEMPERATURE at 50 kHz



POWER LOSSES (P_L)
vs. TEMPERATURE at 100 kHz

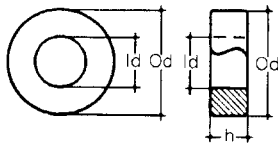


Annexe 17. Caractéristiques des ferrites T-6300A

mm in.	Uncoated			Coated		
	Od	Id	h	Od	Id	h
	63 ± 2.00	38 ± 1.20	25 ± 0.80			
	2.480 ± 0.079	1.496 ± 0.047	0.984 ± 0.031			

			MATERIAL			
			B1	B2	A4	A6
A _L (nH) ± 25%	Uncoated	25°C	6300	4750	12500	10000
μ _a	320 mT	100°C	> 1000			
	340 mT	100°C		> 1500		
Total losses (W)	16 kHz-200 mT	100°C	< 5.8			
	100 kHz-100 mT	100°C		< 7.50		
tgδ/μ _i × 10 ⁴	10 kHz	25°C			< 18	
	30 kHz	25°C				< 9
Codification	P/N uncoated		B1T-6300A	B2T-6300A	A4T-6300A	A6T-6300A

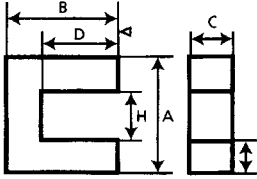
EFFECTIVE CORE PARAMETERS		
Permeance factor	c	2.50 nH
Core constant	c ₁	0.51 mm ⁻¹
		12.95 in. ⁻¹
Effective magnetic path length	l _e	160 mm
		6.299 in.
Effective core area	A _e	315 mm ²
		0.488 in. ²
Effective core volume	V _e	50000 mm ³
		3.05 in. ³
Weight per piece	W	240 g
		8.47 oz.



Annexe 18. Caractéristique des ferrites U--126A

● DIMENSIONS

A	126 ± 4.00 mm 4.980 ± 0.158 in.
B	91 ± 1.00 mm 3.597 ± 0.040 in.
C	20 ± 0.60 mm 0.791 ± 0.024 in.
D	63 ± 2.00 mm 2.490 ± 0.079 in.
H	70 ± 2.00 mm 2.767 ± 0.079 in.



EFFECTIVE CORE PARAMETERS		
Permeance factor	c	1.47 nH
Core constant	c ₁	0.86 mm ⁻¹
		21.84 in. ⁻¹
Effective magnetic path length	l _e	480 mm
		18.898 in.
Effective core area	A _e	560 mm ²
		0.868 in. ²
Minimum core area	A mini	560 mm ² 0.868 in. ²
Effective core volume	V _e	268800 mm ³
		16.40 in. ³
Weight per set	W	2078 g
		73.30 oz.

● ELECTRICAL DATA

			MATERIAL	
			B1	B2
A _L (nH) ± 25 %	Without airgap	25°C	3000	2700
μ _e	Approx.	25°C	2050	1850
μ _a	Flux density at	320 mT	100°C	> 1000
		340 mT	100°C	> 1500
Total losses (W)	16 kHz - 200 mT	100°C	< 30	
	100 kHz - 100 mT	100°C		< 41
Codification	P/N		B1U--126A	B2U--126A