

**THESE**

Présentée devant  
**L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE LYON**

Pour obtenir  
**LE GRADE DE DOCTEUR**  
ECOLE DOCTORALE : Electronique, Electrotechnique, Automatique  
Spécialité : Génie Electrique

Par

**ABAKAR Mahamat Tahir**

**Modélisation thermique des composants  
magnétiques utilisés en électronique de  
puissance**

Soutenue le devant la Commission d'Examen

**Jury MM.**

CHANTE Jean Pierre	Professeur	
LIGOT Dominique	Maître de Conférences	
THOLOMMIER Michel	Professeur	Rapporteur
NOYEL Gérard	Professeur	Rapporteur
ROUSSEAU Jean Jacques	Professeur	

Cette thèse a été préparée au Laboratoire CEGELY de l'INSA de Lyon.



1  
habilités pour la période 1999-2003

ECOLES DOCTORALES n° code national	RESPONSABLE PRINCIPAL	CORRESPONDANT INSA	DEA INSA n° code national	RESPONSABLE DEA INSA
<b>CHIMIE DE LYON</b>  (Chimie, Procédés, Environnement)  EDA206	M. D. SINOU UCBL1 04.72.44.62.63 Sec 04.72.44.62.64 Fax 04.72.44.81.60	M. R. GOURDON 87.53 Sec 84.30 Fax 87.17	Chimie Inorganique <b>910643</b>	
			Sciences et Stratégies Analytiques <b>910634</b>	
			Sciences et Techniques du Déchet <b>910675</b>	M. R. GOURDON Tél 87.53 Fax 87.17
<b>ECONOMIE, ESPACE ET MODELISATION DES COMPORTEMENTS</b>  (E <sup>2</sup> MC)  EDA417	M.A. BONNAFOUS LYON 2 04.72.72.64.38 Sec 04.72.72.64.03 Fax 04.72.72.64.48	Mme M. ZIMMERMANN 60.91 Fax 87.96	Villes et Sociétés <b>911218</b>	Mme M. ZIMMERMANN Tél 60.91 Fax 87.96
			Dimensions Cognitives et Modélisation <b>992678</b>	M. L. FRECON Tél 82.39 Fax 85.18
<b>ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE</b>  (E.E.A.)  EDA160	M. D. BARBIER INSA DE LYON 85.47 Fax 60.82		Automatique Industrielle <b>910676</b>	M. M. BETEMPS Tél 85.59 Fax 85.35
			Dispositifs de l'Electronique Intégrée <b>910696</b>	M. D. BARBIER Tél 85.47 Fax 60.82
			Génie Electrique de Lyon <b>910065</b>	M. J.P. CHANTE Tél 87.26 Fax 85.30
			Images et Systèmes <b>992254</b>	Mme I. MAGNIN Tél 85.63 Fax 85.26
<b>EVOLUTION, ECOSYSTEME, OBIOLOGIE, MODELISATION</b>  (E2M2)  EDA403	M. J.P FLANDROIS UCBL1 04.78.86.31.50 Sec 04.78.86.31.52 Fax 04.78.86.31.49	M. S. GRENIER 79.88 Fax 85.34	Analyse et Modélisation des Systèmes Biologiques <b>910509</b>	M. S. GRENIER Tél 79.88 Fax 85.34
<b>INFORMATIQUE ET INFORMATION POUR LA SOCIETE</b>  (EDIIS)  EDA 407	M. J.M. JOLION INSA DE LYON 87.59 Fax 80.97		Documents Multimédia, Images et Systèmes d'Information Communicants <b>992774</b>	M. A. FLORY Tél 84.66 Fax 85.97
			Extraction des Connaissances à partir des Données <b>992099</b>	M. J.F. BOULICAUT Tél 89.05 Fax 87.13
			Informatique et Systèmes Coopératifs pour l'Entreprise <b>950131</b>	M. A. GUINET Tél 85.94 Fax 85.38
<b>INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES- SANTÉ</b>  (EDISS)  EDA205	M. A.J. COZZONE UCBL1 04.72.72.26.72 Sec 04.72.72.26.75 Fax 04.72.72.26.01	M. M. LAGARDE 82.40 Fax 85.24	Biochimie <b>930032</b>	M. M. LAGARDE Tél 82.40 Fax 85.24
<b>MATERIAUX DE LYON</b>  UNIVERSITE LYON 1  EDA 034	M. J. JOSEPH ECL 04.72.18.62.44 Sec 04.72.18.62.51 Fax 04.72.18.60.90	M. J.M. PELLETIER 83.18 Fax 85.28	Génie des Matériaux : Microstructure, Comportement Mécanique, Durabilité <b>910527</b>	M. J.M.PELLETIER Tél 83.18 Fax 85.28
			Matériaux Polymères et Composites <b>910607</b>	M. H. SAUTEREAU Tél 81.78 Fax 85.27
			Matériau Condensée, Surfaces et Interfaces <b>910577</b>	M. G. GUILLOT Tél 81.61 Fax 85.31
<b>MATHEMATIQUES ET INFORMATIQUE FONDAMENTALE</b>  (Math IF)  EDA 409	M. F. WAGNER UCBL1 04.72.43.27.86 Fax 04.72.43.00.35	M. J. POUSIN 88.36 Fax 85.29	Analyse Numérique, Equations aux dérivées partielles et Calcul Scientifique <b>910281</b>	M. G. BAYADA Tél 83.12 Fax 85.29
<b>UNIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE</b>  (MEGA)  EDA162	M. J. BATAILLE ECL 04.72.18.61.56 Sec 04.72.18.61.60 Fax 04.78.64.71.45	M. G.DALMAZ 83.03 Fax 04.72.89.09.80	Acoustique <b>910016</b>	M. J.L. GUYADER Tél 80.80 Fax 87.12
			Génie Civil <b>992610</b>	M. J.J.ROUX Tél 84.60 Fax 85.22
			Génie Mécanique <b>992111</b>	M. G. DALMAZ Tél 83.03 Fax 04.78.89.09.80

**Directeur : STORCK A.**

**Professeurs :**

<b>AUDISIO S.</b>	PHYSICOCHEMIE INDUSTRIELLE
<b>BABOT D.</b>	CONT. NON DESTR. PAR RAYONNEMENTS IONISANTS
<b>BABOUX J.C.</b>	GEMPPM***
<b>BALLAND B.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>BAPTISTE P.</b>	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
<b>BARBIER D.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>BASTIDE J.P.</b>	LAEPSI****
<b>BAYADA G.</b>	MECANIQUE DES CONTACTS
<b>BENADDA B.</b>	LAEPSI****
<b>BETEMPS M.</b>	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>BIENNIER F.</b>	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
<b>BLANCHARD J.M.</b>	LAEPSI****
<b>BOISSON C.</b>	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
<b>BOIVIN M. (Prof. émérite)</b>	MECANIQUE DES SOLIDES
<b>BOTTA H.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Développement Urbain
<b>BOTTA-ZIMMERMANN M. (Mme)</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Développement Urbain
<b>BOULAYE G. (Prof. émérite)</b>	INFORMATIQUE
<b>BOYER J.C.</b>	MECANIQUE DES SOLIDES
<b>BRAU J.</b>	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Thermique du bâtiment
<b>BREMOND G.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>BRISAUD M.</b>	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
<b>BRUNET M.</b>	MECANIQUE DES SOLIDES
<b>BRUNIE L.</b>	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
<b>BUREAU J.C.</b>	CEGELY*
<b>CAVILLE J.Y.</b>	GEMPPM***
<b>CHANTE J.P.</b>	CEGELY*- Composants de puissance et applications
<b>CHOCAT B.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Hydrologie urbaine
<b>COMBESURE A.</b>	MECANIQUE DES CONTACTS
<b>COUSIN M.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Structures
<b>DAUMAS F. (Mme)</b>	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Energétique et Thermique
<b>DOUTHEAU A.</b>	CHIMIE ORGANIQUE
<b>DUFOUR R.</b>	MECANIQUE DES STRUCTURES
<b>DUPUY J.C.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>EMPTOZ H.</b>	RECONNAISSANCE DE FORMES ET VISION
<b>ESNOUF C.</b>	GEMPPM***
<b>EYRAUD L. (Prof. émérite)</b>	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
<b>FANTOZZI G.</b>	GEMPPM***
<b>FAVREL J.</b>	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
<b>FAYARD J.M.</b>	BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS
<b>FAYET M.</b>	MECANIQUE DES SOLIDES
<b>FERRARIS-BESSO G.</b>	MECANIQUE DES STRUCTURES
<b>FLAMAND L.</b>	MECANIQUE DES CONTACTS
<b>FLORY A.</b>	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATIONS
<b>FOUGERES R.</b>	GEMPPM***
<b>FOUQUET F.</b>	GEMPPM***
<b>FRECON L.</b>	REGROUPEMENT DES ENSEIGNANTS CHERCHEURS ISOLES
<b>GERARD J.F.</b>	INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES
<b>GERMAIN P.</b>	LAEPSI****
<b>GIMENEZ G.</b>	CREATIS**
<b>GOBIN P.F. (Prof. émérite)</b>	GEMPPM***
<b>GONNARD P.</b>	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
<b>GONTRAND M.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>GOUTTE R. (Prof. émérite)</b>	CREATIS**
<b>GOUJON L.</b>	GEMPPM***
<b>GOURDON R.</b>	LAEPSI****
<b>GRANGE G.</b>	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
<b>GUENIN G.</b>	GEMPPM***
<b>GUICHARDANT M.</b>	BIOCHIMIE ET PHARMACOLOGIE
<b>GUILLOT G.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>GUINET A.</b>	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
<b>GUYADER J.L.</b>	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
<b>GUYOMAR D.</b>	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
<b>HEIBIG A.</b>	MATHEMATIQUE APPLIQUEES DE LYON
<b>JACQUET-RICHARDET G.</b>	MECANIQUE DES STRUCTURES
<b>JAYET Y.</b>	GEMPPM***
<b>JOLION J.M.</b>	RECONNAISSANCE DE FORMES ET VISION
<b>JULLIEN J.F.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Structures
<b>JUTARD A. (Prof. émérite)</b>	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>KASTNER R.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Géotechnique
<b>KOULOUMDJIAN J.</b>	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
<b>LAGARDE M.</b>	BIOCHIMIE ET PHARMACOLOGIE
<b>LALANNE M. (Prof. émérite)</b>	MECANIQUE DES STRUCTURES
<b>LALLEMAND A.</b>	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Energétique et thermique
<b>LALLEMAND M. (Mme)</b>	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Energétique et thermique
<b>LAUGIER A.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE

<b>LAUGIER C.</b>	BIOCHIMIE ET PHARMACOLOGIE
<b>LAURINI R.</b>	INFORMATIQUE EN IMAGE ET SYSTEMES D'INFORMATION
<b>LEJEUNE P.</b>	UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE
<b>LUBRECHT A.</b>	MECANIQUE DES CONTACTS
<b>MASSARD N.</b>	INTERACTION COLLABORATIVE TELEFORMATION TELEACTIVITE
<b>MAZILLE H.</b>	PHYSICOCHIMIE INDUSTRIELLE
<b>MERLE P.</b>	GEMPPM***
<b>MERLIN J.</b>	GEMPPM***
<b>MIGNOTTE A. (Mle)</b>	INGENIERIE, INFORMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>MILLET J.P.</b>	PHYSICOCHIMIE INDUSTRIELLE
<b>MIRAMOND M.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Hydrologie urbaine
<b>MOREL R.</b>	MECANIQUE DES FLUIDES ET D'ACOUSTIQUES
<b>MOSZKOWICZ P.</b>	LAEPSI****
<b>NARDON P. (Prof. émérite)</b>	BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS
<b>NIEL E.</b>	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>NORTIER P.</b>	DREP
<b>ODET C.</b>	CREATIS**
<b>OTTERBEIN M. (Prof. émérite)</b>	LAEPSI****
<b>PARIZRT-E</b>	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
<b>PASCAULT J.P.</b>	INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES
<b>PAVIC G.</b>	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
<b>PELLETIER J.M.</b>	GEMPPM***
<b>PERA J.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Matériaux
<b>PERRIAT P.</b>	GEMPPM***
<b>PERRIN J.</b>	INTERACTION COLLABORATIVE TELEFORMATION TELEACTIVITE
<b>PINARD P. (Prof. émérite)</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>PINON J.M.</b>	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
<b>PONCET A.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>POUSIN J.</b>	MODELISATION MATHEMATIQUE ET CALCUL SCIENTIFIQUE
<b>PREVOT P.</b>	INTERACTION COLLABORATIVE TELEFORMATION TELEACTIVITE
<b>PROST R.</b>	CREATIS**
<b>RAYNAUD M.</b>	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Transferts Interfaces et Matériaux
<b>REDARCE H.</b>	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>RETIF J-M.</b>	CEGELY*
<b>REYNOUARD J.M.</b>	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Structures
<b>RIGAL J.F.</b>	MECANIQUE DES SOLIDES
<b>RIEUTORD E. (Prof. émérite)</b>	MECANIQUE DES FLUIDES
<b>ROBERT-BAUDOUY J. (Mme) (Prof. émérite)</b>	GENETIQUE MOLECULAIRE DES MICROORGANISMES
<b>ROUBY D.</b>	GEMPPM***
<b>ROUX J.J.</b>	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON – Thermique de l'Habitat
<b>RUBEL P.</b>	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
<b>SACADURA J.F.</b>	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Transferts Interfaces et Matériaux
<b>SAUTEREAU H.</b>	INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES
<b>SCAVARDA S.</b>	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>SOUIFI A.</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE
<b>SOUROUILLE J.L.</b>	INGENIERIE INFORMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>THOMASSET D.</b>	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
<b>THUDEROZ C.</b>	ESCHIL – Equipe Sciences Humaines de l'Insa de Lyon
<b>UBEDA S.</b>	CENTRE D'INNOV. EN TELECOM ET INTEGRATION DE SERVICES
<b>VELEX P.</b>	MECANIQUE DES CONTACTS
<b>VIGIER G.</b>	GEMPPM***
<b>VINCENT A.</b>	GEMPPM***
<b>VRAY D.</b>	CREATIS**
<b>VUILLERMOZ P.L. (Prof. émérite)</b>	PHYSIQUE DE LA MATIERE

*Directeurs de recherche C.N.R.S. :*

**BAIETTO-CARNEIRO M-C. (Mme)**  
**BERTHIER Y.**  
**CONDEMIN G.**  
**COTTE-PATAT N. (Mme)**  
**ESCUDIE D. (Mme)**  
**FRANCIOSI P.**  
**MANDRAND M.A. (Mme)**  
**POUSIN G.**  
**ROCHE A.**  
**SEGUELA A.**

MECANIQUE DES CONTACTS ET DES SOLIDES  
 MECANIQUE DES CONTACTS  
 UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE  
 UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE  
 CENTRE DE THERMIQUE DE LYON  
 GEMPPM\*\*\*  
 UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE  
 BIOLOGIE ET PHARMACOLOGIE  
 INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES  
 GEMPPM\*\*\*

*Directeurs de recherche I.N.R.A. :*

**FEBVAY G.**  
**GRENIER S.**  
**RAHBE Y.**

BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS  
 BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS  
 BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS

*Directeurs de recherche I.N.S.E.R.M. :*

**PRIGENT A.F. (Mme)**  
**MAGNIN I. (Mme)**

BIOLOGIE ET PHARMACOLOGIE  
 CREATIS\*\*

\* **CEGELY** CENTRE DE GENIE ELECTRIQUE DE LYON

\*\* **CREATIS** CENTRE DE RECHERCHE ET D'APPLICATIONS EN TRAITEMENT DE L'IMAGE ET DU SIGNAL

\*\*\***GEMPPM** GROUPE D'ETUDE METALLURGIE PHYSIQUE ET PHYSIQUE DES MATERIAUX

\*\*\*\***LAEPSI** LABORATOIRE D'ANALYSE ENVIRONNEMENTALE DES PROCEDES ET SYSTEMES INDUSTRIE



A la mémoire de mon père

*A ma famille*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A toute la famille au sens africain du terme*

## Remerciements

Ce travail a été effectué au Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY), sur le site de l'INSA de Lyon.

Je tiens à exprimer tout particulièrement ma gratitude à Monsieur Jean Pierre CHANTE, professeur à l'Insa de Lyon, pour son accueil au sein de son laboratoire de recherche.

J'adresse un remerciement tout particulier à M. Jean Jacques ROUSSEAU, pour avoir suivi de prêt mon travail pendant sa présence au CEGELY et qui m'a apporté de nombreuses critiques constructives qui m'ont permis d'avancer dans mon travail pendant ses différents séjours au Tchad, ainsi que Madame Dominique LIGOT pour son aide.

Je remercie également Monsieur Roland BRIOT pour le prêt des matériels qui nous ont permis de faire les manipulations.

Je remercie Monsieur Michel THOLOMMIER et Monsieur Gérard NOYEL qui me font l'honneur d'être les rapporteurs de mon travail de thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Hervé Morel pour les nombreuses discussions partagées et ses conseils toujours stimulants.

Je tiens à remercier de tout cœur Nicole VIALLY pour les démarches administratives quotidiennes et sa gentillesse.

Mes plus vifs remerciements vont également à tous les enseignants chercheurs du laboratoire ainsi qu'à Pascal BEVILACQUA que j'ai côtoyés durant ces dernières années ; travailler avec eux fut un réel plaisir.

Un grand merci à tous les doctorants avec qui on se complaisait à faire un petit drame lyrique de nos statuts de thésard dans les moments difficiles et avec qui j'ai eu des échanges privilégiés, que ce soit sur le plan scientifique, culturel ou tout simplement



humain. Merci particulièrement à mes collègues du grand bureau de passage pour leur bonne humeur et leur contribution à l'ambiance chaleureuse.

Enfin j'adresserai mon dernier remerciement, mais non des moindres, à ma famille, mes petits frères, mes petites sœurs, mes cousins, ma mère, ... pour leur indispensable soutien moral et pour tout le reste.



# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>10</b>
<b>I LES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE</b>	<b>13</b>
<b>I.1 Introduction</b>	<b>14</b>
<b>I.2 Constitution</b>	<b>14</b>
I.2.1 Circuit magnétique	
I.2.2 Entrefer	
I.2.3 Les bobinages	
<b>I-3 Fonctionnement</b>	<b>20</b>
I.3.1 Introduction	
I.3.2 Applications	
<b>I.4 Dimensionnement des composants magnétiques</b>	<b>22</b>
I.4.1 Dimensionnement de l'inductance	
I.4.2 Dimensionnement du transformateur	
<b>I.5 Modélisation</b>	<b>22</b>
1.5.1 : Introduction	
1.5.2 : Les principaux modèles	
<b>I.6 Conclusions</b>	<b>27</b>
<b>II MODELISATION THERMIQUE</b>	<b>28</b>
<b>II.1 Introduction</b>	<b>29</b>
<b>II.2 Objectifs</b>	<b>31</b>
<b>II.3 Choix de la méthode</b>	<b>31</b>
II.3.1. Les principales méthodes.	
II.3.2. Etat de l'art	
II.3.4. Conclusion	
<b>II.4 Modèle thermique d'un composant magnétique</b>	<b>39</b>
II.4.1. Conception du modèle.	
II.4.2. Conclusion	

<b>III BANC DE CARACTERISATION THERMIQUE</b>	<b>45</b>
<b>III.1 Introduction</b>	<b>46</b>
<b>III.2 Mesure des températures</b>	<b>46</b>
3.2.1 Hypothèses.	
3.2.2 Méthode de mesure de la température	
3.2.3 Mesure de la température du matériau magnétique.	
3.2.4 Mesure de la température de la résistance du bobinage.	
3.2.5 Mesure de la température des bornes de connexion.	
<b>III.3 Mesures des pertes</b>	<b>49</b>
3.3.1 La mesure des pertes dans les composants magnétiques	
3.3.2 Solutions retenues	
3.3.3 Conclusion	
<b>III.4 Appareillage de caractérisation</b>	<b>57</b>
3.4.1 Constitution	
3.4.2 La source de puissance	
3.4.3 Le dispositif de mesure de l'induction à saturation	
3.4.4 Dispositif de mesure de la résistance du bobinage.	
3.4.5 Carte de commutation	
3.4.6 Logiciel de conduite d'essai	
<b>III.5 Validation du banc de mesure</b>	<b>65</b>
3.5.1 : Influence des mesures sur l'échauffement du composant sous test	
3.5.2 : Mesure de la température de connexion au moyen d'un thermocouple	
3.5.3 : Précision et reproductibilité de la mesure des températures du bobinage et du matériau magnétique.	
<b>IV DETERMINATION DES ELEMENTS DU MODELE</b>	<b>73</b>
<b>IV.1 Caractérisation thermique des matériaux</b>	<b>74</b>
4.1.1 Caractérisation du matériau-magnétique	
4.1.2 Caractérisation du bobinage	
<b>IV.2. Caractérisation thermique du composant - Essais</b>	<b>77</b>
4.2.1 Essai en continu.	
4.2.2 Essai en haute fréquence.	
<b>IV.3 Détermination des paramètres du modèle</b>	<b>80</b>
4.3.1. Détermination des résistances thermiques du modèle	

4.3.2. Détermination des capacités thermiques du modèle

4.3.3. Bilan des essais à effectuer pour la détermination des paramètres.

**IV.4 Conclusion** **89**

**V VALIDATION DU MODELE** **90**

**V.1 Introduction** **91**

**V.2 Validation expérimentale** **91**

5.2.1 Essais en régimes statiques et dynamiques.

5.2.2 Succession de régimes thermiques transitoires

**V.3 Calcul des capacités thermiques et comparaison.** **100**

**V.4 Conclusion** **101**

**VI CONCLUSION GENERALE** **102**

**VII REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES** **105**



## **INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

Les impératifs industriels d'efficacité et de réduction des coûts expliquent l'essor considérable des techniques de simulation qui concernent actuellement la plupart des domaines scientifiques. En électronique de puissance, la modélisation des composants actifs et passifs constitue un enjeu particulièrement important, l'objectif final étant d'intégrer les modèles propres à chaque composant dans un outil de simulation de circuit complet.

Notre travail s'inscrit dans cette problématique de développement d'outils pour la simulation et la conception des convertisseurs en électronique de puissance. Cet objectif impose la mise au point de modèles pour les différents composants utilisés en électronique de puissance : diode, transistor Mos, bipolaire, composants magnétiques...etc. Les modèles développés doivent permettre de rendre compte du comportement électrique mais également du comportement thermique du composant. En effet, si le comportement de certains composants est relativement peu sensible aux variations de température (entre 20 et 130°C), il n'en est pas de même des composants magnétiques dont les caractéristiques varient fortement en fonction de la température.

Les composants magnétiques, inductances et transformateurs, sont principalement utilisés pour transmettre ou stocker de l'énergie. Ils fonctionnent à des fréquences généralement comprises entre quelques kHz et quelques MHz. Ils sont constitués d'un ou plusieurs enroulements et d'un circuit magnétique. Différents types de conducteurs (fil émaillé, fil de Litz, feuillard ...) sont utilisés pour la réalisation des enroulements, tandis que le matériau magnétique classiquement utilisé est un ferrite doux MnZn. Ces matériaux magnétiques présentent une perméabilité relative élevée, un niveau d'induction assez important et sont le siège de pertes acceptables aux fréquences d'utilisation classiques. En revanche, ils possèdent des caractéristiques (pertes, aimantation à saturation) qui dépendent fortement de la température. Dans ces conditions la prise en compte de la température et de son influence sur les caractéristiques magnétiques et électriques du composant est essentielle.



Si l'activité concernant la modélisation des phénomènes électriques et magnétiques s'est concrétisé par la mise au point de nombreux modèles, il n'en est pas de même pour la prise en compte des aspects thermiques.

Ainsi l'objectif de notre travail concerne le développement de modèles thermiques capables d'estimer la température de fonctionnement du composant magnétique à partir des pertes joule et fer. Notre travail devra permettre de développer une méthodologie pour l'obtention de modèles thermiques de composants magnétiques, démarche qui sera validée à l'aide d'un démonstrateur.

Le chapitre I est consacré à la présentation des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance, constitution, fonctionnement, dimensionnement et modélisation sont les principaux points abordés.

Le chapitre II concerne la modélisation thermique des composants magnétiques. Au cours de ce chapitre nous présentons le cahier des charges de notre modèle, l'état de l'art concernant la modélisation thermique de ces composants et les choix retenus. Après avoir défini un démonstrateur nous en établissons le modèle thermique dont les éléments seront calculés au chapitre IV.

Pour valider notre démarche, il est indispensable de comparer résultats de simulation et résultats expérimentaux, il s'agit là d'un aspect essentiel de notre démarche. Pour atteindre cet objectif, nous avons développé un banc de caractérisation thermique que nous présentons au chapitre III.

Le chapitre IV est consacrée à la détermination des éléments du modèle. Nous montrons comment extraire les valeurs des éléments du modèle à partir d'un nombre restreint de mesures. Enfin, la validation du modèle est présentée au chapitre V. Cette validation repose essentiellement sur des comparaisons entre des résultats expérimentaux obtenus à l'aide du banc de caractérisation thermique et des résultats de simulation obtenus à l'aide du modèle proposé.

## **Chapitre I**

# **LES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**

# LES COMPOSANTS MAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

## I.1 INTRODUCTION

La fonction première des composants magnétiques, dans les circuits de l'électronique de puissance est de transmettre une puissance (transformateurs) ou de stocker de l'énergie (inductances) :

Les transformateurs sont utilisés pour isoler deux parties d'un circuit ou pour modifier l'amplitude des tensions (ou des courants). Ils sont également utilisés pour transmettre des signaux de faible puissance tout en assurant une isolation galvanique entre deux sous-ensembles d'un équipement.

En conversion d'énergie les inductances sont utilisées comme élément de stockage. A chaque période, l'énergie est stockée temporairement dans l'inductance pour être ensuite restituée. Les inductances sont également utilisées comme élément de filtrage.

## I.2 CONSTITUTION

Un composant magnétique est classiquement constitué d'un circuit magnétique autour duquel prennent place un ou plusieurs bobinages : un bobinage primaire constitué de  $n_1$  spires et un ou plusieurs bobinages secondaires constitués de  $n_2$  spires.

### I.2.1 Circuit magnétique

Le rôle du circuit magnétique est de canaliser les lignes de champ. Les matériaux magnétiques utilisés doivent présenter une perméabilité relative élevée, accepter parallèlement un niveau d'induction à saturation important et être le siège de pertes acceptables aux fréquences de travail, ce qui se traduit par une résistivité d'autant plus grande que la fréquence est importante. La définition du circuit magnétique s'effectue à partir des trois paramètres suivants nature du matériau, géométrie du circuit et dimension de l'entrefer.

- ✓ Le matériau magnétique : Lorsque l'on cherche à utiliser un matériau magnétique métallique (Fe, alliages FeSi, FeNi, amorphes ou nanocristallins) en haute fréquence, on est confronté à des problèmes inhérents aux faibles résistivités de ces matériaux. Les

pertes par courants de Foucault augmentent fortement avec la fréquence. Dès lors que l'on atteint quelques kiloHertz et que l'on cherche à définir un circuit magnétique dont les dimensions sont grandes devant l'épaisseur de peau, ces problèmes deviennent insurmontables ; la solution la plus répandue consiste alors à utiliser des **ferrites**. L'appellation "**ferrite**" concerne une importante variété de matériaux qui n'ont en commun que le constituant de base (l'oxyde de fer  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) et la technique de fabrication, le frittage (moulage à chaud et sous pression). Les couples les plus fréquemment associés à l'oxyde de fer sont les couples manganèse - zinc (Mn-Zn) et nickel - zinc (Ni-Zn). On obtient des matériaux chimiquement stables, d'une grande dureté mais sensibles aux chocs mécaniques et thermiques.

✓ Formes des noyaux :

Les noyaux aujourd'hui disponibles pour les applications de puissance ont, quant à leur forme et leurs dimensions, trois origines [1] :

- Des noyaux initialement conçus pour les applications de traitement du signal (pots, tores, E).
- Des noyaux à l'origine en tôles empilées pour fréquence industrielles (<400 Hz).
- Des noyaux développés spécifiquement.

Citons les principales formes de ces circuits :

**Noyaux E** – utilisés comme transformateurs (avec ou sans entrefer) et comme inductances de lissage (avec entrefers importants). On distingue trois types : noyaux E à jambes rectangulaires, noyaux EC et noyaux ETD.

**Noyaux U**.- Ils offrent une large surface bobinable. On distingue deux types : noyaux U à jambes rectangulaires et noyaux U à jambes rondes.

**Noyaux Pots**.- Trois types de pots sont utilisés couramment : pots FP, pots RM et pots PM.

**Noyaux Tores**.- Ils sont utilisés chaque fois qu'il est nécessaire d'obtenir un couplage très serré entre les divers bobinages et/ou un blindage « parfait ».

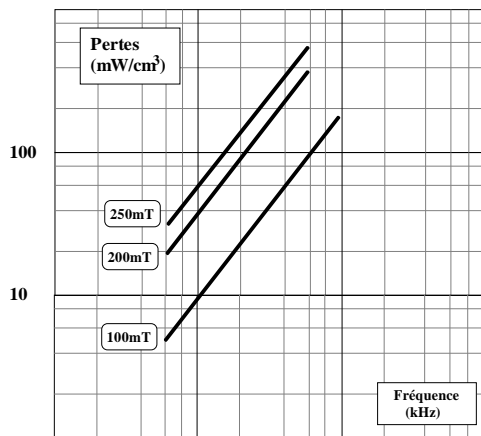
✓ Pertes totales et induction à saturation :

Les pertes totales ( $P_t$ ), l'induction à saturation ( $B_s$ ) et la fréquence d'utilisation représentent les caractéristiques essentielles en conversion d'énergie [2]. Il est donc

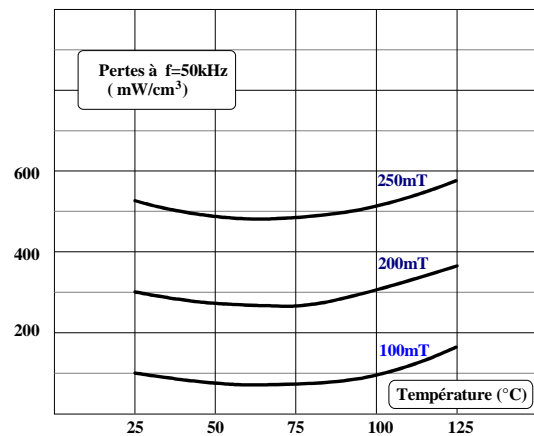
nécessaire de connaître l'évolution de ces caractéristiques avant de pouvoir choisir un matériau, surtout s'il doit travailler en dehors des gammes de températures classiques.

Les pertes totales sont principalement dues au phénomène d'hystérésis et aux courants de Foucault. A température constante elles augmentent avec la fréquence et avec l'induction crête comme le précise la figure 1.1 ci-après.

Les pertes totales dépendent de la température, généralement le constructeur a optimisé le matériau pour obtenir des pertes minimales entre 50 et 80°C (figure 1.2).



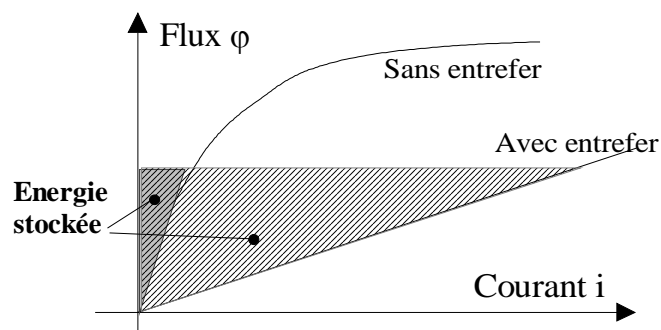
**Fig 1.1 :** Pertes totales en fonction de  $f$  et  $B_{sat}$



**Fig 1.2 :** Pertes totales en fonction de la température

### I.2.2 Entrefer

La première fonction de l'entrefer est d'éviter la saturation du matériau magnétique, il permet également de stocker une énergie magnétique importante comme l'indique la figure 1.3 ci-dessous.



**Fig 1.3 :** Énergie stockée en fonction de l'entrefer

A flux constant, plus l'entrefer est important, plus l'énergie stockée est élevée ; l'augmentation de l'énergie emmagasinée étant naturellement due à un courant plus élevé.

Pour les matériaux comme les ferrites, l'entrefer est classiquement obtenu en rectifiant la jambe centrale du circuit magnétique ou en utilisant des cales. Pour des entrefers de forte valeur il est préférable d'utiliser des matériaux à entrefer réparti.

### **I.2.3 Les bobinages**

Pour les fréquences industrielles, on utilise des fils pleins et une densité de courants de 2 à 5 A/mm<sup>2</sup>. Plus les fréquences s'élèvent, plus la densité de courant peut devenir importante (car la longueur du conducteur dans les bobinages diminue). Par contre, il faut tenir compte des effets en haute fréquence : effets de peau et de proximité. L'utilisation de clinquants ou de fils de Litz devient parfois nécessaire.

L'un des principaux problèmes associés à la réalisation de bobinages parcourus par des courants à fréquence élevée est l'accroissement de la résistance apparente des conducteurs.

En électronique de puissance on rencontre deux cas typiques :

- Courant continu avec une composante alternative plus ou moins importante (cas des inductances de lissage par exemple). Dans ce cas, des conducteurs pleins (ronds ou plats) sont utilisés.
- Courant alternatif ou discontinu. Dans ce second cas, des fils de Litz (fils multibrins, torsadés et isolés) peuvent être utilisés pour les fréquences supérieures à 20 kHz.

Les manières de réaliser les bobinages sont multiples :

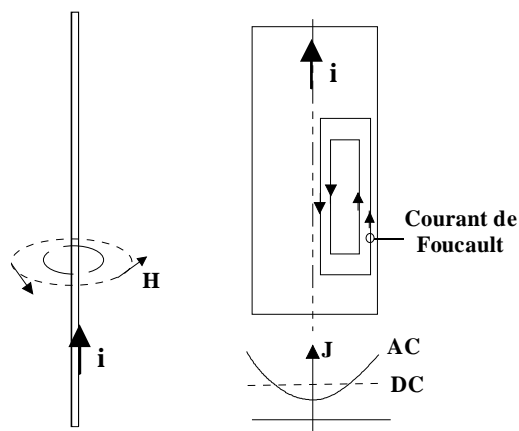
- soit en utilisant différentes structures (bobinage dit concentrique, bobinage en galettes, bobinage à nid d'abeilles, bobinage au "pas de pèlerin", bobinage "deux fils en main").
- soit en utilisant différentes technologies (technologie circuit imprimé multicouche, technologie multicouche, technologie type accordéon, technologie céramique sérigraphiée).

En haute fréquence les courants de Foucault qui se développent à l'intérieur des conducteurs, conduisent à une augmentation parfois très importante des pertes. Ces courants de Foucault sont dus aux variations rapides des champs magnétiques dans lesquels sont plongés les conducteurs. On distingue généralement trois cas différents bien qu'il s'agisse du même phénomène :

- L'effet de peau.
- L'effet de proximité.
- L'effet dû à la présence d'entrefer dans le circuit magnétique.

### 3 L'effet de peau.

Considérons un conducteur isolé parcouru par un courant électrique (figure 1.4). Le courant  $i$  crée un champ magnétique dont les variations induisent des courants de Foucault à l'intérieur du conducteur. Ceux-ci diminuent la densité de courant au centre du conducteur et l'augmentent sur la périphérie.



***Figure 1.4 : Effet de peau.***

Aux basses fréquences ce phénomène est négligeable, en revanche aux fréquences élevées le courant se répartit uniquement à la périphérie du conducteur. L'effet de peau se traduit par une augmentation apparente de la résistance du conducteur puisque sa section utile diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente.

$$R_{ac} = K R_{dc} \quad (1)$$

Des expressions simplifiées [3] permettent de déterminer la valeur du facteur K. Celui-ci est une fonction du rapport  $d/\delta$  où  $d$  représente le diamètre du conducteur (cas d'un conducteur cylindrique) et  $\delta$  la profondeur de peau :

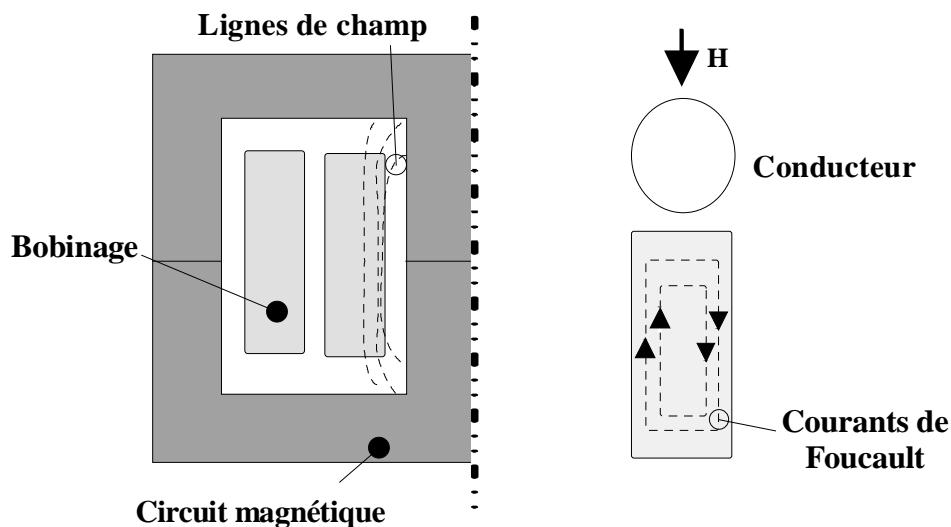
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu}} \quad (2)$$

$\rho$  et  $\mu$  représentent la résistivité et la perméabilité du matériau conducteur.

En pratique l'effet de peau est limité en utilisant du fil de Litz, d'un coût élevé ou du feuillard bien adapté au secondaire de transformateur.

### 3 Effet de proximité.

Dans un bobinage, les conducteurs ne peuvent plus être considérés indépendamment les uns des autres. Chaque conducteur subit l'influence du champ magnétique créé par l'ensemble des bobinages. Les variations rapides du champ créent des courants de Foucault à l'intérieur des conducteurs. Cet effet est appelé effet de proximité.



**Figure 1.5 : Effet de proximité.**

De nombreux auteurs traduisent l'effet de proximité par une augmentation de la résistance apparente :

$$R_{ac} = K_p \cdot R_{dc} \quad (4)$$

Cette approche est correcte lorsque les enroulements sont tous parcourus par un courant. En revanche à courant nul dans un enroulement, cette approche ne permet pas de traduire l'augmentation des pertes [4]. La modélisation de l'effet de proximité est particulièrement



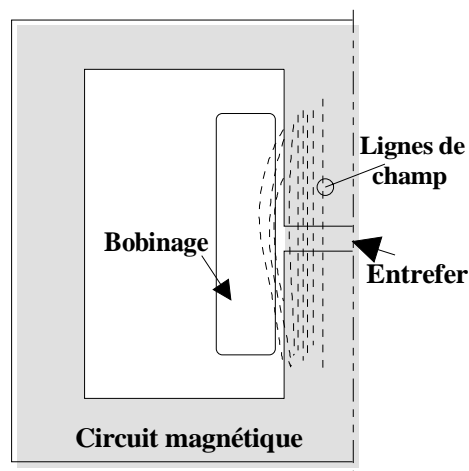
délicate. Au prix d'approximations plus ou moins importantes, certains auteurs ont proposés des solutions analytiques pour la prise en compte de l'effet de proximité. Il n'existe pas de solution générale.

L'objectif consiste en premier lieu à évaluer les pertes afin de ne pas se placer dans des conditions de fonctionnement critiques (augmentation trop importante de la résistance).

### *3 Effets dû aux entrefers.*

En conversion d'énergie, les inductances (inductance de lissage, transformateur de convertisseur flyback) servent en premier lieu à stocker de l'énergie. Elles possèdent donc un entrefer dont la hauteur varie classiquement de quelques dixièmes de millimètres à quelques millimètres.

Dans la région de l'entrefer les lignes de champ sont d'autant moins bien canalisées que l'entrefer est important, on observe alors un épanouissement des lignes de champ (figure 1.6). Les conducteurs placés à proximité de l'entrefer se trouvent ainsi plongés dans un champ magnétique variable. Ils sont le siège de pertes importantes. Il est parfois plus judicieux d'utiliser des matériaux à entrefer réparti qui permettent ainsi de limiter ces effets.



***Figure 1.6 : Effet dû aux entrefers.***

## **I 3 FONCTIONNEMENT**

### **I.3.1 Introduction**

Dans les convertisseurs d'énergie, les composants magnétiques sont soumis à des sollicitations particulières et très variées. Classiquement, les fréquences de travail s'échelonnent entre 10 kHz et 1 MHz. Les niveaux d'induction crête sont généralement

compris entre 50 mT et 450 mT. Les formes d'ondes du flux sont symétriques ou unipolaires, avec ou sans composante continue, rarement sinusoïdales [5].

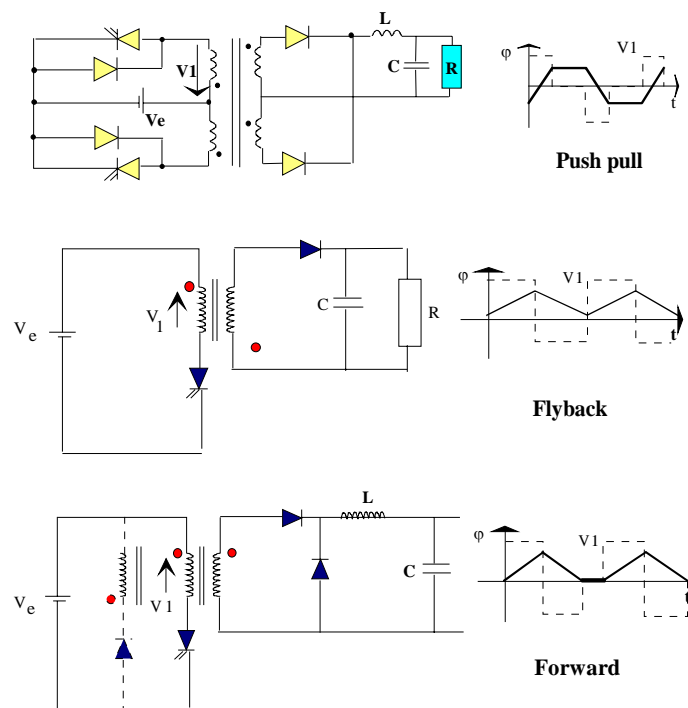
Les alimentations à découpage sont généralement isolées galvaniquement. Le transformateur qui permet cette isolation résout également le problème de l'adaptation d'impédance si les niveaux des tensions d'entrée et de sortie sont différents. On distingue deux grands groupes d'alimentation à découpage :

- les alimentations à découpage asymétriques
- les alimentations à découpage symétriques.

Leur différence vient de la représentation du cycle magnétique du transformateur qui est symétrique ou non par rapport à l'origine dans le plan (B,H).

### I.3.2 Applications

Selon l'application considérée, les formes d'ondes du flux sont symétriques (cas des convertisseurs push-pull par exemple) ou asymétriques (convertisseurs flyback et forward). Elles présentent dans le cas des inductances de lissage une forte composante continue. Les formes d'ondes du flux sont rarement sinusoïdales mais triangulaires ou trapézoïdales. Nous avons résumé ces différentes conditions d'utilisation et les topologies correspondantes figure 1.7.



**Figure.1.7 : Allure du flux dans quelques convertisseurs.**

## I.4 DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS MAGNETIQUES

Nous présentons les principales idées qui président au dimensionnement des composants magnétiques (transformateur et inductance) d'un convertisseur, basé sur la mise en évidence des relations entre les grandeurs électriques et les grandeurs géométriques.

Il existe cependant une différence profonde dans la manière dont fonctionnent les circuits magnétiques du transformateur et de l'inductance d'un convertisseur :

- dans le transformateur, la puissance ne fait que transiter du primaire au secondaire,
- dans l'inductance, l'énergie est emmagasinée pour être ensuite restituée.

Le dimensionnement comprend trois étapes principales :

⇒ dimensionnement magnétique : Il aboutit au choix du matériau magnétique, des dimensions du circuit, de la valeur de l'induction de travail. Le choix du matériau magnétique est effectué en tenant en compte de la fréquence et de la forme des courants circulant dans le composant.

⇒ dimensionnement électrique : Il permet de définir les nombres de spires et la section des conducteurs et des isolants (épaisseurs des isolants afin de respecter les règles définies dans la norme IEC et éviter les risques de perforation et de contournement). Au cours de cette phase on doit veiller à minimiser les pertes dans les conducteurs.

⇒ dimensionnement mécanique et thermique qui doit permettre d'optimiser la température de fonctionnement du matériau (ou pour le moins de veiller à ce que la température de fonctionnement ne dépasse pas les limites acceptables).

## I.5 MODELISATION

### 1.5.1 : Introduction

Deux approches sont possibles pour la conception d'un convertisseur, l'une est basée sur l'expérience elle nécessite un grand savoir faire, l'autre utilise des outils de modélisation. Cette seconde approche permet de diminuer considérablement la durée de la phase de

conception du convertisseur et permet une analyse du fonctionnement du composant magnétique et du convertisseur dans lequel il s'intègre. L'approche modélisation permet également d'augmenter la fiabilité du convertisseur en étudiant plus précisément les phases critiques (démarrage, court-circuit, augmentation de la température ...).

La modélisation constitue actuellement une démarche indispensable dans la conception de très nombreux produits. L'outil de conception doit disposer des modèles de la totalité des composants entrant dans la constitution du convertisseur, composants actifs, composants passifs ... Pour une bonne efficacité de l'outil de CAO les modèles doivent être suffisamment simples pour conduire à des temps de calculs acceptables mais également suffisamment élaborés pour prendre en compte les principaux paramètres. Le problème majeur pour la modélisation des composants magnétiques réside dans la nature des grandeurs que l'on doit considérer. En effet la modélisation concerne les domaines électrique, magnétique et également thermique. Ces trois domaines ne sont pas indépendants mais intimement liés, la température modifiant par exemple les caractéristiques magnétiques du matériau. Il convient de noter que le comportement non-linéaire du matériau rajoute à la complexité du problème à résoudre.

Dans ce paragraphe nous présentons succinctement un état de l'art dans le domaine de la modélisation des composants magnétiques. Chacun des modèles présentés ci-après possède un degré de complexité qui augmente avec le nombre de paramètres pris en compte. Il n'existe malheureusement pas actuellement de modèle complet, c'est à dire abordant les problèmes électrique, magnétique et thermique. L'aspect thermique est celui qui est le plus mal modéliser, nous aborderons de façon plus détaillée cet aspect dans le chapitre suivant.

### **1.5.2 : Les principaux modèles**

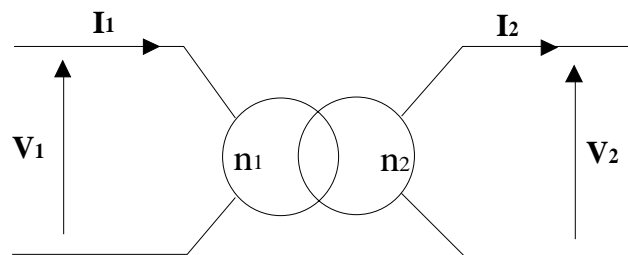
On distingue essentiellement deux approches pour la modélisation des composants magnétiques :

La modélisation du composant en régime linéaire par schéma équivalent utilisant des composants passifs idéaux résistif, inductif et capacitif. Cette approche ne permet pas de décrire les phénomènes non-linéaires (hystérésis, saturation ...).

L'utilisation de fonctions mathématiques permet de prendre en compte les phénomènes non-linéaires, mais conduit généralement à des modèles plus complexes.

► **Modèle linéaire :**

Le modèle linéaire le plus simple correspond au cas du transformateur idéal. Dans ces conditions, le couplage entre enroulement est supposé parfait (pas de fuite), le matériau magnétique est sans pertes, les pertes par effet Joule sont également négligées. La figure 1.8 ci-après précise le schéma équivalent correspondant.



***Figure.1.8 : Transformateur idéal.***

La simplicité d'un tel modèle ne permet naturellement pas de rendre compte du fonctionnement réel du composant, son intérêt est donc limité.

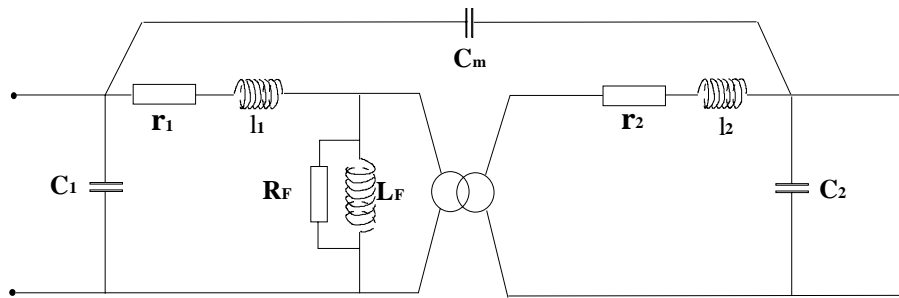
De nombreux auteurs proposent des modèles linéaires plus sophistiqués permettant de prendre en compte les couplages capacitifs, les fuites magnétiques, les pertes dans les bobinages et dans le circuit magnétique [6], [7], [8].

Il s'agit toujours de modèles petits signaux, c'est à dire supposant un comportement linéaire du composant magnétique.

Classiquement le schéma équivalent est construit à partir d'éléments résistif, inductif et capacitif qui peuvent être constants ou variables en fonction de la fréquence. La figure 1.9, concernant un transformateur monophasé à deux enroulements, donne un exemple de cette approche. On rajoute au transformateur idéal les éléments permettant de prendre en compte les pertes, les éléments parasites .... Pour chacun des deux enroulements  $R_1$ ,  $R_2$  et  $l_1$ ,  $l_2$  représentent respectivement la résistance et l'inductance de fuite des bobinages primaires et secondaire.

L'impédance magnétisante  $Z_F$  constituée d'une inductance et d'une résistance en parallèle décrit le comportement du matériau magnétique, les pertes dans la résistance  $R_F$

correspondant aux pertes par hystérésis et par courant de Foucault dans le matériau magnétique.



**Figure.1.9 : Modèle évolué.**

Généralement les valeurs des éléments du modèle sont obtenues à l'aide de mesures réalisées à l'analyseur d'impédance dans diverses conditions (essai à vide, essai en court-circuit, essais avec et sans noyau magnétique). Pour un modèle dont les paramètres dépendent de la fréquence des mesures supplémentaires doivent être réalisées, un logiciel facilitant l'extraction des paramètres.

La méthode précédemment décrite ne peut être utilisée que si l'on dispose du composant et d'un équipement de caractérisation. Certains auteurs ont développés des outils permettant d'obtenir les courbes d'impédances à partir de la description du composant et d'un logiciel d'éléments finis [9].

#### ► **Prise en compte des non-linéarités**

En électronique de puissance, mis à part le cas des inductances de lissage, on ne peut pas se satisfaire d'une approche petits signaux. Le point de fonctionnement dans le plan (B,H) décrit généralement un cycle d'hystérésis d'amplitude élevée. De plus, à la composante alternative se superpose une composante continue dans le cas des convertisseurs asymétriques (flyback et forward). De nombreux auteurs se sont intéressés à la prise en compte de ces non-linéarités (hystérésis, saturation et courant de Foucault dans le matériau magnétique).

Cette approche autorise une modélisation plus précise quelle que soit la forme d'onde et permet de calculer les pertes dans le matériau magnétique.

Le modèle le plus répandu est celui de Jiles et Atherton [10] que l'on retrouve dans un grand nombre de simulateur (Spice, Saber). Ce modèle permettant de décrire des cycles d'hystérésis quasi-statiques repose sur des considérations physiques. L'évolution de l'aimantation  $M$  en

fonction du champ appliqué  $H$  est donné par une équation différentielle facilement intégrable. Ce modèle se prête donc bien à une implémentation numérique. Les cinq paramètres nécessaires à la caractérisation d'un matériau sont obtenus à partir de trois courbes expérimentales (cycle d'hystérésis à saturation, courbe de première aimantation et courbe anhystérétique). Le modèle proposé par Jiles et Atherton en 1986 ne permet pas de prendre en compte les effets dynamiques (courants induits dans le matériau magnétique en haute fréquence qui se traduisent par une augmentation de la surface du cycle). Il ne tient pas non plus compte des effets de la température, il présente cependant l'avantage d'être facilement intégrable dans un modèle de composant magnétique.

Parmi les nombreux modèles permettant de décrire les phénomènes d'hystérésis, le modèle de Preisach est l'un des plus précis. Dans ce modèle, le matériau est constitué d'une infinité de dipôles magnétiques à cycle d'hystérésis rectangulaire, caractérisé par deux seuils de basculement  $H_+$  et  $H_-$ . L'évolution de l'aimantation en fonction du champ appliqué est calculé à partir de la fonction de distribution caractéristique du matériau considéré. La fonction de distribution ou fonction de Preisach correspond à la densité de probabilité de trouver dans l'ensemble du matériau un domaine élémentaire ayant un cycle d'hystérésis rectangulaire, d'aimantation à saturation  $\pm M_s$ , et des seuils de basculement compris dans les intervalles  $[H_-, H_- + dH_-]$  et  $[H_+, H_+ + dH_+]$ . La fonction de distribution est identifiée à partir du cycle statique à saturation.

Le modèle de Preisach est relativement précis pour décrire des cycles majeurs au voisinage de la saturation. En revanche il donne des résultats moins précis pour les cycles de faible amplitude et pour les cycles mineurs. Des auteurs [11], [12] ont proposés des solutions pour améliorer la précision du modèle au prix d'une augmentation acceptable de sa complexité.

Les deux modèles précédents ont été développés pour rendre compte de phénomène indépendant de la fréquence (hystérésis). Pour prendre en compte les effets dynamiques se produisant à haute fréquence dans les ferrites doux utilisés en électronique de puissance, des auteurs [13] ont complété le modèle de Preisach. Ce nouveau modèle dynamique présente d'une part une meilleure précision sur la détermination des cycles d'hystérésis majeurs et mineurs et modélise de façon satisfaisante les phénomènes dynamiques jusqu'à des fréquences suffisamment élevées. Ce modèle permet également de calculer avec une bonne précision les pertes dans le matériau magnétique.

Enfin, L. ZEGADI [14] a étudié l'influence de la température sur les caractéristiques magnétiques et proposé un modèle d'hystérésis prenant en compte l'influence de la température entre 40 et 140°C sur les cycles statiques et dynamiques.

## **I 6 CONCLUSION**

Les composants magnétiques représentent en électronique de puissance un type de composant bien particulier. La compréhension du fonctionnement et la modélisation de ces composants font appel à des connaissances dans de nombreux domaines (électrique, magnétique et thermique). A cause de la complexité de ces composants, il n'existe actuellement pas de modèle complet capable de rendre compte de l'ensemble des phénomènes mis en jeu. Compte tenu de l'influence de la température sur les caractéristiques magnétiques du matériau et sur celles du composant, le développement d'un modèle électro-thermique s'avère essentiel pour les outils de modélisation en électronique de puissance.



## **Chapitre II**

# **MODELISATION THERMIQUE**

## Chapitre II : MODELISATION THERMIQUE

### II.1 INTRODUCTION

Depuis de nombreuses années, les techniques de simulation connaissent un développement considérable. Les mises au point expérimentales, longues et coûteuses sont progressivement remplacées par des études dans lesquelles les outils de simulation prennent une place de plus en plus importante. Les impératifs industriels de rapidité et de limitation des coûts sont pour l'essentiel responsables de cette évolution. Dans ces conditions, le développement d'outils permettant la modélisation et l'optimisation des composants utilisés en électronique de puissance constitue un enjeu important [15]. Cette remarque s'applique également aux composants magnétiques qui représentent une part importante, en terme de volume, de poids et de prix des équipements. Si dans une première phase, les travaux consacrés à la modélisation des composants magnétiques ont principalement portés sur les aspects électriques, les approches actuelles concernent l'ensemble des domaines et en particulier la prise en compte des phénomènes thermiques. Ce chapitre, relatif à la modélisation thermique des composants magnétiques s'inscrit dans cette démarche.

Tous les domaines du Génie Electrique, à des degrés divers sont concernés par les problèmes thermiques. Les machines électriques, moteurs et alternateurs, compte tenu des puissances mises en jeu et des échauffements dus aux pertes ont été les premiers dispositifs étudiés d'un point de vue thermique [16] [17]. Depuis de nombreuses années des études similaires portent sur les composants de puissance, et en particulier les composants semi-conducteurs [18] [19]. Certains travaux plus spécifiques concernent l'électronique haute température pour des applications comme la recherche pétrolière par exemple. D'une façon générale tous les composants sont concernés [20]. Les premiers travaux relatifs aux composants magnétiques utilisés en électronique de puissance sont assez anciens et peu nombreux [21]. Depuis quelques années, avec le développement des outils de simulation, les besoins en modélisation se sont fortement accrues. On assiste à une augmentation très significative des travaux dans ce domaine.

Pour être utilisable dans un contexte industriel, les outils de simulation doivent répondre à certains critères. Ils permettent des économies de temps de mise au point qui intéressent les concepteurs en électronique de puissance. Simplicité, faible nombre de paramètres, mise en œuvre aisée et rapidité constituent les principales qualités d'outils industriels.

La modélisation des composants magnétiques utilisés en conversion d'énergie comporte deux aspects différents:

⇒ La recherche de modèles s'insérant dans des logiciels de CAO en électronique de puissance, intéresse plus particulièrement le concepteur de convertisseurs. Dans ce cas le composant magnétique n'est qu'un composant parmi d'autres (composants actifs, composants passifs, dispositif de contrôle et de régulation...) formant le convertisseur. Chaque composant, chaque sous-ensemble doit être modélisé avec le même degré d'approximation.

L'outil de simulation permet d'analyser le fonctionnement du convertisseur, de fournir les formes d'ondes, les contraintes (courant, tension, pertes) sur chaque composant en régime permanent comme en régime transitoire. Il peut également fournir les températures de fonctionnement car la température de fonctionnement constitue un paramètre essentiel pour le choix du composant. Cela justifie la nécessité de développer des modèles thermiques compatibles avec l'ensemble des outils de simulation [22]. Ainsi la simplicité du modèle, les temps de calcul et le nombre de paramètres nécessaire à l'identification du modèle constituent les critères de choix incontournables.

⇒ L'aide à la conception des composants magnétiques représente le deuxième aspect de notre travail. Dans ce cas la température demeure généralement la grandeur déterminante.

Pour déterminer la température de fonctionnement en quelques points du composant, il faut disposer d'un modèle thermique dont les grandeurs d'entrée sont les pertes cuivre et fer.

Nous recherchons alors des modèles nécessitant des temps de calcul réduits et un nombre restreint de paramètres. Pour le domaine d'application qui nous intéresse, c'est à dire l'électronique de puissance on peut retenir les ordres de grandeurs suivants:

- des fréquences allant au delà du MHz
- des températures de fonctionnement variant entre 20°C et 120°C.

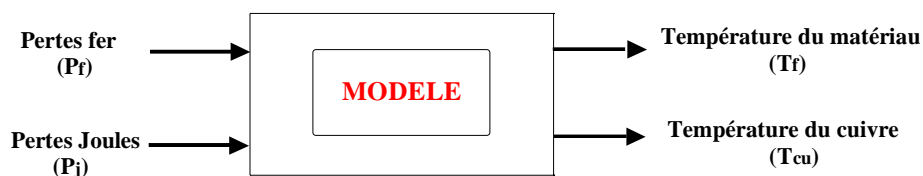
- des formes d'ondes particulières liées à la topologie des convertisseurs.

## II.2 OBJECTIFS

L'objectif de notre travail de modélisation est d'obtenir des modèles simples permettant de déterminer la température de fonctionnement d'un composant magnétique en fonction des pertes dans le matériau et dans le cuivre au prix d'approximations acceptables.

On souhaite déterminer la température moyenne du matériau magnétique et du bobinage en faisant des hypothèses simplificatrices. On considère ainsi que la température est uniforme dans le matériau magnétique et qu'il en est de même dans le cuivre afin de conserver une grande simplicité du modèle. Dans ces conditions, le modèle devra à partir des pertes évaluer la température avec une précision de quelques degrés °C (figure 2.1).

En effet il n'est pas indispensable pour l'utilisateur d'obtenir une cartographie complète du composant, seules quelques zones particulières présentent de l'intérêt d'un point de vue thermique. En considérant que chaque bobinage est caractérisé par une température de fonctionnement et que la température est uniforme dans le matériau magnétique, le problème revient à déterminer les températures de fonctionnement de quelques zones considérées comme isothermes. Il s'agit naturellement d'une approximation, chaque « zone thermique » étant représentée par sa température moyenne.



*Figure 2.1 : Présentation du modèle*

## II.3 CHOIX DE LA METHODE

### II.3.1. Les principales méthodes.

De nombreuses approches sont utilisées pour décrire les transferts thermiques et pour parvenir à une estimation satisfaisante des températures de fonctionnement. Certaines approches conduisent à une cartographie « détaillée » des températures, calculées en tous points du composant, d'autres ne peuvent fournir que la température calculée en quelques

points du composant. Parmi les méthodes classiquement utilisées on distingue les méthodes analytiques et les méthodes numériques [23]:

### ⇒ Méthodes analytiques conventionnelles

Ces méthodes permettent de décrire séparément les trois modes de transfert thermique en régime établi :

#### Conduction :

La conduction est caractérisé par une transmission de la chaleur dans la matière d'un point chaud vers un point froid sans déplacement de matière. La loi de Fourier exprime la proportionnalité entre la cause, c'est à dire le gradient de température  $dT/dx$  et l'effet, c'est à dire le flux de chaleur P

$$P = -\lambda \cdot S \cdot \frac{dT}{dx}$$

$\lambda$  représente la conductivité thermique du matériau et S la surface à travers laquelle s'effectue le transfert de chaleur par conduction.

#### Convection :

Les transferts thermiques par convection ont pour origine les mouvements d'un fluide, ils sont décrits par la loi de Newton.

$$P = h \cdot S \cdot \Delta T$$

h représente le coefficient d'échange par convection et S la surface d'échange.

#### Rayonnement :

Dans ce cas le transfert thermique s'effectue sous la forme d'un rayonnement électromagnétique (principalement dans le visible et l'infrarouge). Le flux échangé entre deux éléments, conformément à la loi de Stefan-Boltzmann s'écrit :

$$P = \varepsilon_{12} \cdot \sigma \cdot S \cdot (T_1^4 - T_2^4)$$

$T_1$  et  $T_2$  correspondent aux températures des deux éléments considérés,  $\varepsilon_{12}$  est l'émissivité équivalente et  $\sigma$  une constante.

Bien souvent plusieurs modes de transfert se produisent en même temps, le travail du thermicien consiste à déterminer les coefficients d'échange qui interviennent dans les relations précédentes et à résoudre le système d'équations. Pour les composants magnétiques la principale difficulté concerne l'obtention de ces coefficients qu'il est bien difficile d'obtenir avec précision par le calcul ou par la mesure.

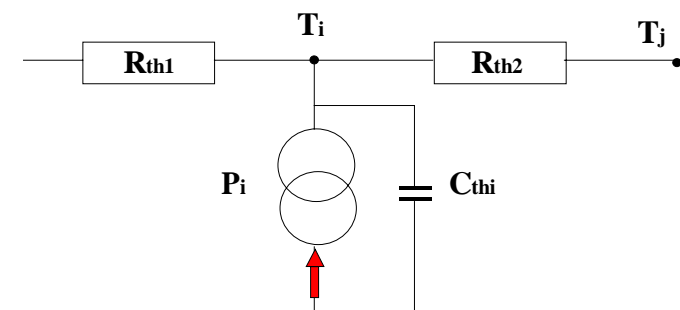
### ⇒ Méthode nodale

La méthode nodale consiste à définir des zones isothermes, chaque zone constituant un nœud. Les échanges entre nœuds sont représentés par des résistances thermiques :

$$R_{TH} = \frac{T_j - T_i}{P}$$

Les conductances convective  $\frac{\lambda.S}{e}$  et conductive  $h.S$  peuvent être considérées comme constante lorsque le domaine de variation de la température est faible. En ce qui concerne la conductance radiative  $\sigma.S.F.(T_2^2 + T_1^2)(T_2 + T_1)$ , elle est généralement faible pour des composants dont les températures de fonctionnement ne dépassent pas 120°C.

Des capacités thermiques permettent également de tenir compte des stockages d'énergie dans le cas où l'on s'intéresse aux régimes transitoires. L'équation de bilan à chaque nœud prend la forme d'une équation différentielle qu'il est facile de résoudre à l'aide d'un solveur d'équations différentielles.



***Figure 2.2 : Méthode nodale.***

Moyennant certaines approximations, cette méthode permet d'établir des modèles simples. Cependant la détermination des éléments résistifs et capacitifs se heurte aux mêmes difficultés que l'approche précédente.

### ⇒ Méthodes numériques

Les approches numériques utilisant la méthode des éléments finis ont connu et connaissent encore des développements importants. Elles permettent d'obtenir une cartographie détaillée des températures du composant. Le composant à étudier est alors découpé en domaines élémentaires de dimensions finis (décomposition en forme simple) par maillage, classiquement un mailleur automatique est utilisé. Ce dernier autorise un maillage différencié, dense dans les régions à fort gradient de température, plus lâche dans d'autres zones. Chaque zone est caractérisée par les propriétés physiques des matériaux qui la constituent. Le comportement physique du système est décrit grâce à des équations aux dérivées partielles ainsi que des conditions aux limites. En utilisant des approximations simples des variables inconnues, la méthode des éléments finis transforme les équations aux dérivés partielles en équations algébriques.

Cette méthode permet d'effectuer l'analyse de la température en différents points, mais exige une description précise du composant qu'il n'est pas toujours facile de réaliser. Cette méthode est lourde à mettre en oeuvre et n'est pas compatible avec le reste de la simulation. Elle peut cependant s'avérer très intéressante pour comprendre et analyser les échanges thermiques dans un composant, pour valider des hypothèses. De plus les résolutions spatio-temporelles sont très coûteuses en terme de temps de calcul et nécessitent des moyens informatiques relativement importants.

### II.3.2. Etat de l'art

Ce paragraphe a pour objectif de faire le point sur l'état actuel des travaux relatif à la modélisation thermique des composants utilisés en électronique de puissance et plus particulièrement des composants magnétiques. Il convient tout d'abord de noter que la plupart des travaux de modélisation concernent la prise en compte des phénomènes magnétiques et électriques et que peu de travaux s'intéressent aux aspects thermiques.

Différentes méthodes sont utilisées pour décrire les transferts thermiques dans ces composants. Certains auteurs privilégient les approches analytiques, d'autres utilisent des schémas équivalents simplifiés ou mettent en oeuvre des méthodes numériques.

Les premiers travaux de l'équipe de J.A. Ferreira [24] concernant les aspects thermiques des composants magnétiques ont été publiés en 1994. Cette équipe s'est tout d'abord intéressée aux températures de fonctionnement des matériaux magnétiques et plus précisément aux pertes et aux transferts thermiques dans les circuits magnétiques commerciaux. Ils ont ainsi montré que dans un composant magnétique classique les surfaces d'échanges sont réduites, ce qui diminue les performances du composant. Ils proposent alors une autre approche plus performante pour la réalisation de composants magnétiques : le composant de moyenne puissance est réalisé par un assemblage de circuits de faible puissance pour augmenter les surfaces d'échanges.

Quelques années plus tard, W.G. Odendal et J.A Ferreira [25] proposent un nouveau modèle thermique destiné à la conception et à l'optimisation des composants magnétiques. Pour ces auteurs les modèles analytiques classiques sont peu adaptés car les composants magnétiques fonctionnent, d'un point de vue thermique, dans des conditions très particulières (par exemple la surface interne des circuits magnétiques est généralement thermiquement isolées). Pour ces conditions particulières d'utilisation les auteurs mettent en évidence à partir de mesures thermiques une loi simple rendant compte des transferts thermiques radiatifs et convectifs. Cette loi exprime, pour une variation de température  $\Delta T$  donnée, la proportionnalité entre la quantité de chaleur dissipée par unité de volume ( $P_V$ ) et la surface exposée ( $S_e$ )

$$\frac{P_v \cdot V_t}{S_e} = \text{Constante}$$

$V_t$  représente le volume du composant.

Le modèle présenté à l'avantage d'être indépendant de la forme et de la dimension des composants, il constitue une aide au dimensionnement des composants magnétiques. Il est bien adapté aux composants pour lesquels les différentes sources de chaleur (pertes dans les enroulements, pertes dans le circuit magnétiques) ne sont pas couplées (E et U par exemple pour lesquels le bobinage est réalisé sur un support thermiquement isolant, le transfert de chaleur s'effectue alors directement du bobinage à l'air ambiant). Il est en revanche peu réaliste pour les circuits magnétiques torique et pot.

La démarche proposée par J.C.S Fagundes, A.J Batista et P Viarouge [26] pour développer un modèle thermique d'un transformateur en régime établi est plus classique. Le composant à



modéliser présentant une symétrie de révolution, les différents éléments du composant sont alors identifiés à un ensemble de couches cylindriques (ferrite, support bobinage, bobinages, air, isolant) en faisant quelques hypothèses simplificatrices parfois difficilement justifiables (pas de couches d'air entre les différents enroulements). En utilisant les lois classiques précédemment décrites, les auteurs aboutissent à un schéma équivalent faisant intervenir 18 résistances thermiques. Le calcul de ces éléments constitue la principale difficulté du problème car il est en effet bien difficile de disposer avec précision de la valeur de certaines constantes thermiques ainsi que de certaines dimensions géométriques du composant (épaisseur d'un isolant par exemple, épaisseur d'une couche d'air ...).

J. Bennet et A. Vance [27] s'intéressent à la modélisation thermique des composants semi-conducteurs montés en surface et montrent que la classique résistance thermique jonction-boîtier  $\theta_{JC}$  est très insuffisante pour décrire correctement les transferts thermiques, en particulier pour les composants possédant de nombreuses broches de connexion. Pour une meilleure précision, il est indispensable de tenir compte des flux transitant via les connexions. Ils proposent ainsi un modèle amélioré dont la résistance thermique jonction-circuit imprimé  $R_{THjb}$  est obtenue à partir de données expérimentales. Une méthode de mesure indirecte de la température de jonction est mise en oeuvre pour la détermination de cette grandeur qui ne peut pas être calculée de façon simple.

P. Wilson, J.N Ross et A.D Brown [28] décrivent un modèle complet de composants magnétiques, c'est à dire capable de rendre compte des phénomènes électriques magnétiques et thermiques. Les éléments électriques du schéma équivalent (inductance de fuite, capacités inter-bobinage, résistance  $R_{AC}$  pour la prise en compte des courants de Foucault dans les bobinages ...) sont calculés à l'aide d'un logiciel d'éléments finis. Le modèle thermique du circuit magnétique qui permet de prendre en compte les régimes transitoires, est associé au modèle de Jiles et Atherton dont les paramètres sont modifiés en fonction de la température de fonctionnement. Les pertes par hystérésis, seules prises en compte, sont calculées par intégration du cycle quasi-statique  $B(H)$  et servent de données au modèle thermique qui calcule la température du circuit magnétique (intérieur du matériau et surface). Dans le modèle thermique présenté dans [29], seul le matériau magnétique dont la température est supposé uniforme est considéré, le bobinage n'est pas pris en compte. La référence aux travaux de Snelling constitue la justification du modèle thermique constitué d'une source (pertes par hystérésis) de deux résistances (conductive et convective) et d'une capacité

thermique. Dans un article publié en 2002, P.R. Wilson [30] complète le modèle thermique présenté dans les deux références précédentes. Des formules approchées, valables pour un composant cylindrique ont été utilisées pour calculer les échanges de chaleur par convection et par rayonnement, la valeur de la capacité thermique du circuit magnétique est obtenue par un calcul classique ( $C_{th} = \text{volume} \cdot \text{densité} \cdot \text{chaleur spécifique}$ ).

B. Becker, H. Grotstollen et L. Heinemann [31] ont développé un outil de modélisation et d'aide à la conception de composants magnétiques pour l'électronique de puissance. Ce logiciel permet de calculer les pertes dans le matériau magnétique et dans les bobinages à partir des formes d'ondes appliquées au composant. Une bibliothèque comprenant les principales données sur les circuits magnétiques (dimensions géométriques, caractéristiques magnétiques ...) associée à une procédure d'optimisation permet de définir complètement le composant magnétique. Un modèle thermique simplifié, disponible pour chaque circuit magnétique de la bibliothèque, permet d'obtenir les températures de fonctionnement.

Parmi les quelques travaux concernant le développement de modèle thermique de composants magnétiques, l'étude conduite par G. Refai-Ahmed, M.M. Yovanovich et C. Gerolami [32] est spécifique aux composants magnétiques montés en surface (CMS). Selon les auteurs, les transferts thermiques radiatifs et convectifs pour ce type de composant sont faibles, en revanche les transferts par conduction du composant vers le circuit imprimé via les broches de connexion représentent l'essentiel. Dans un première partie les auteurs présentent une étude théorique réalisée au moyen d'un outil de simulation 3D ne prenant en compte que les transferts conductifs. Les résultats obtenus par simulation sont comparés à ceux issus d'une étude expérimentale pour laquelle les températures de surface du bobinage, du circuit magnétique et du circuit imprimé ont été mesurées à l'aide de thermocouple. Une bonne concordance des résultats est obtenue, validant ainsi les hypothèses initiales.

Certains auteurs développent des modèles spécifiques de composants magnétiques en vue de leur implantation dans les logiciels de simulation utilisés en électronique comme Spice ou Saber. D. Andreu, J. Boucher et A. Maxim [33] décrivent un macromodèle Spice de composant magnétique utilisable dans la plupart des simulateurs Spice. Ce macromodèle comporte trois parties :

- le modèle électrique prenant en compte la transformateur idéal et les éléments parasites (capacité parasite, inductance de fuite, ...).
- le modèle magnétique prenant en compte les effets de la température et de la fréquence sur la caractéristique  $B(H)$ .
- le modèle thermique : à partir des pertes calculées dans les bobinages et dans le noyau magnétique le modèle thermique détermine les températures de fonctionnement du composant. Chaque partie du composant (bobinage primaire, bobinage secondaire, circuit magnétique ...) est modélisé au moyen d'une résistance thermique  $R_{TH}$  et d'une capacité thermique  $C_{TH}$ .

L'objectif du travail est particulièrement intéressant puisqu'il s'agit de développer un modèle complet prenant en compte tous les aspects du composant magnétique. En revanche les aspects thermiques du problème sont peu détaillés, aucune explication n'est donnée pour l'identification des paramètres.

Dans le même esprit, mais pour des composants semi-conducteurs, A.R. Hefner and D.L. Blackburn [18] montrent tout l'intérêt d'une modélisation électrothermique compte tenu des interactions fortes entre la température et les caractéristiques électriques des composants. Dans bon nombre d'applications, les modèles à température fixe sont trop limités. Des modèles thermiques, obtenus en discrétisant l'équation de diffusion de la chaleur suivant les trois dimensions, sont implantés dans le logiciel SABER. Ces modèles permettent de suivre l'évolution de la température en de multiples points (radiateur, boîtier, surface du composant et à l'intérieur même du silicium), les températures calculées modifiant alors les caractéristiques électriques en cours de simulation. Une comparaison entre différentes méthodes (éléments finis, mesure directe par thermocouple et par thermométrie infrarouge ...) a permis de valider la démarche retenue.

### **II.3.3. Conclusion**

Les méthodes analytiques conventionnelles permettent de décrire les transferts thermiques avec une complexité acceptable. En revanche ces méthodes nécessitent de connaître avec précision de nombreux coefficients (conductivité thermique, coefficient d'échange, émissivité) qu'il est bien souvent difficile d'obtenir.

Les méthodes de calcul par éléments finis nécessitent des ressources mémoire et des temps de calcul qui ne sont pas compatibles avec notre approche qui doit permettre de modéliser un composant magnétique dans son environnement, c'est à dire intégré dans un convertisseur. De plus, les modèles développés doivent rendre compte de l'ensemble des phénomènes mis en jeu dans un composant magnétique (phénomènes électrique, magnétique et thermique).

La méthode nodale semble en revanche la mieux adaptée à nos préoccupations et se prête bien à une approche expérimentale. Le composant à modéliser est découpé en zones isothermes reliées entre elles par une résistance thermique, le centre d'une zone est appelé noeud. Une capacité thermique et une source de chaleur sont associées à chaque zone. Un système d'équations différentielles est obtenu en écrivant le bilan thermique aux différents noeuds. Une première approximation consiste à considérer les résistances thermiques comme constantes (pour une meilleure précision les résistances thermiques peuvent être modélisées au moyen de relations analytiques).

Pour les composants magnétiques utilisés en électronique de puissance le schéma équivalent se résume à quelques résistances et capacités dont les valeurs peuvent être obtenues par calcul (souvent complexe ou imprécis) ou par mesures. Cette méthode répond bien à notre cahier des charges.

## **II.4 MODELE THERMIQUE D'UN COMPOSANT MAGNETIQUE**

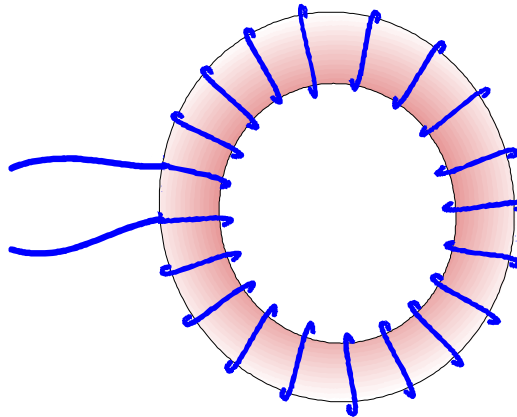
Dans ce paragraphe nous précisons la démarche retenue pour l'obtention de modèles thermiques de composants magnétiques.

⇒ La première phase consiste à définir un schéma thermique équivalent simple mais suffisamment réaliste prenant en compte les principaux couplages. Ce travail est conduit à partir de la description physique du composant (nature des matériaux, géométrie, localisation des sources de chaleur...) et en formulant quelques hypothèses simplificatrices.

⇒ Le seconde étape est relative à la détermination de la valeur des éléments thermiques, résistances et condensateurs. Ces valeurs peuvent être obtenues soit par calcul soit expérimentalement à partir de mesures en régime permanent pour les éléments résistifs et des essais en régime transitoire pour les capacités.

⇒ Enfin la dernière phase consiste à vérifier expérimentalement la validité du modèle en comparant résultats expérimentaux et résultats de simulation en régime permanent comme en régime transitoire.

Comme démonstrateur, nous avons fait le choix d'un composant de forme simple, mais cependant réaliste utilisé en électronique de puissance. Il s'agit d'une inductance réalisée à l'aide d'un circuit magnétique et d'un seul bobinage comme l'indique la figure 2.3.

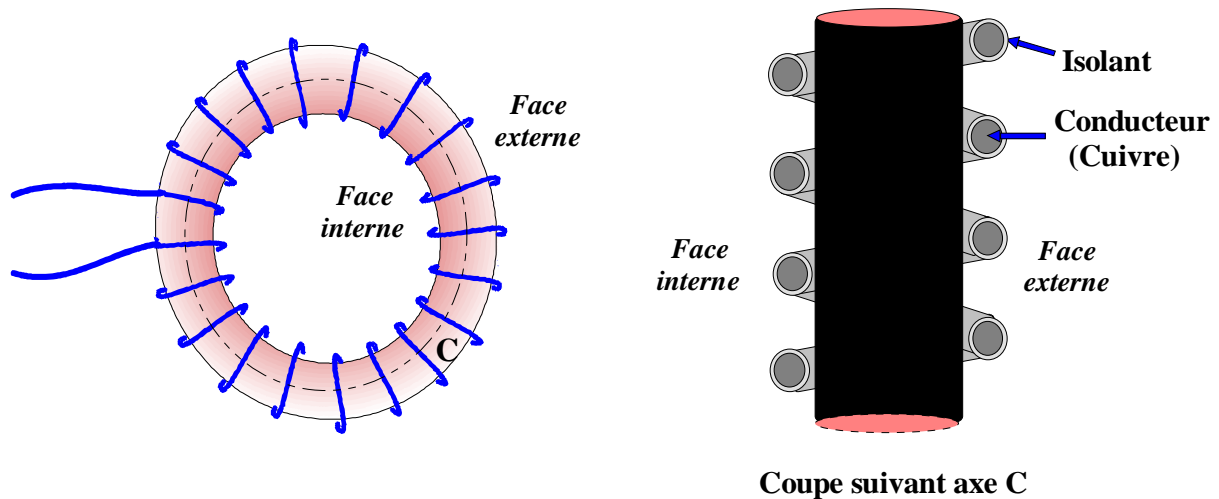


***Figure 2.3 : Démonstrateur utilisé***

Le circuit magnétique, de forme torique, possède une section effective  $S_e$  et une longueur effective  $l_e$  sur lequel on enroule un bobinage de  $N_1$  spires non jointives et régulièrement réparties.

#### **II.4.1. Conception du modèle.**

La première hypothèse simplificatrice est relative aux températures des faces intérieure et extérieure du tore. Compte tenu des dimensions géométriques, on peut admettre l'égalité entre ces deux températures. Il s'agit là d'une approximation réaliste qui permet de définir une forme d'étude simple (un cylindre). Le composant possède alors un axe de symétrie.



**Figure 2.4 : Démonteur utilisé**

Pour obtenir un modèle suffisamment simple (figure 2.5), nous définissons deux zones isothermes constituées par le matériau magnétique d'une part et par l'enroulement d'autre part. Il s'agit de la seconde hypothèse simplificatrice.

Les zones précédemment définies sont le siège d'échauffement dû aux pertes joules dans le cuivre et aux pertes fer dans le matériau magnétique. Nous affectons au centre de gravité de chaque zone un nœud ainsi qu'une source représentant les pertes ( $P_f$  et  $P_j$ ). Deux capacités thermiques  $C_{th1}$  et  $C_{th2}$  correspondant à ces deux éléments permettent de rendre compte des stockages d'énergie thermique dans les matériaux,  $C_{th1}$  pour l'énergie stockée dans le matériau magnétique et  $C_{th2}$  pour l'énergie stockée dans le cuivre.

Concernant le matériau magnétique les échanges thermiques peuvent avoir lieu directement avec l'air ambiant ou à travers le bobinage :

⇒ Le flux thermique entre le ferrite et l'air ambiant s'effectue via la résistance  $R_{th3}$ , principalement de nature convective (les échanges par rayonnement sont faibles compte tenu de la température du ferrite).

⇒ Le flux de chaleur entre le matériau magnétique et le cuivre transite par trois résistances,  $R_{fe}$  (résistance entre le centre du ferrite et la surface),  $R_{isol}$  (résistance due à l'isolant du fil émaillé constituant le bobinage) et  $R_{cu/2}$  (résistance entre la périphérie et le centre du conducteur).

L'énergie dissipée dans le bobinage (ou transitant par le bobinage) est évacuée soit directement vers l'air ambiant soit vers le circuit imprimé à travers les bornes de connexion

du composant, le flux thermique transitant par les connexions ne pouvant être négligé compte tenu de la conductivité thermique élevée du cuivre :

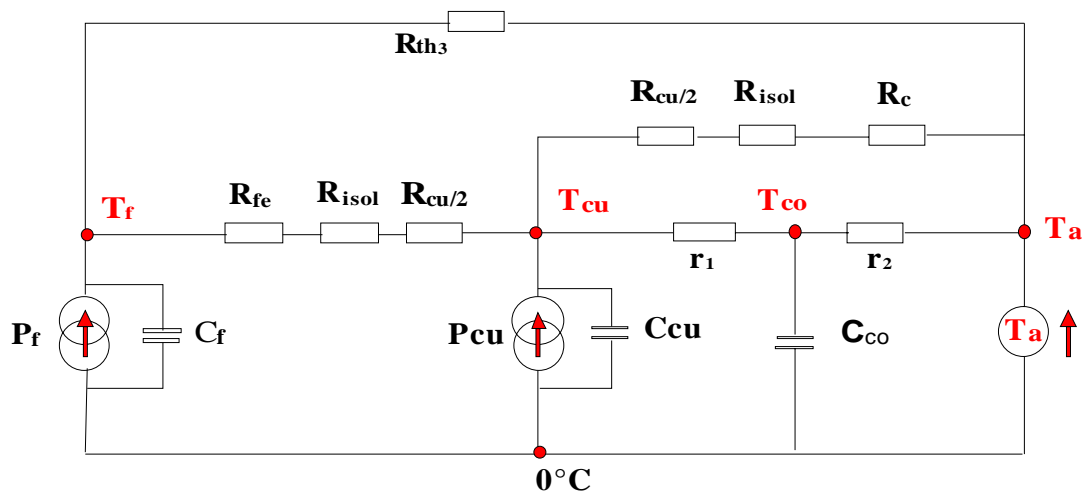
⇒ Le flux de chaleur entre le cuivre et l'air ambiant transite par trois résistances,  $R_{cu/2}$  (résistance entre le centre du conducteur et la surface),  $R_{isol}$  (résistance due à l'isolant du fil émaillé constituant le bobinage) et  $R_c$  (résistance entre l'isolant et l'air ambiant, résistance de nature essentiellement convective).

⇒ Les bornes de connexion constituent le second passage pour l'évacuation des calories produites dans l'enroulement. On distingue deux résistances :

▫  $r_1$  de nature conductive, entre l'extrémité de l'enroulement et la borne de connexion. Cette résistance correspond au fil de câblage du composant.

▫  $r_2$  modélisant les transferts conductif et convectif, représente la résistance thermique entre la connexion (soudure-circuit imprimé) et l'air ambiant.

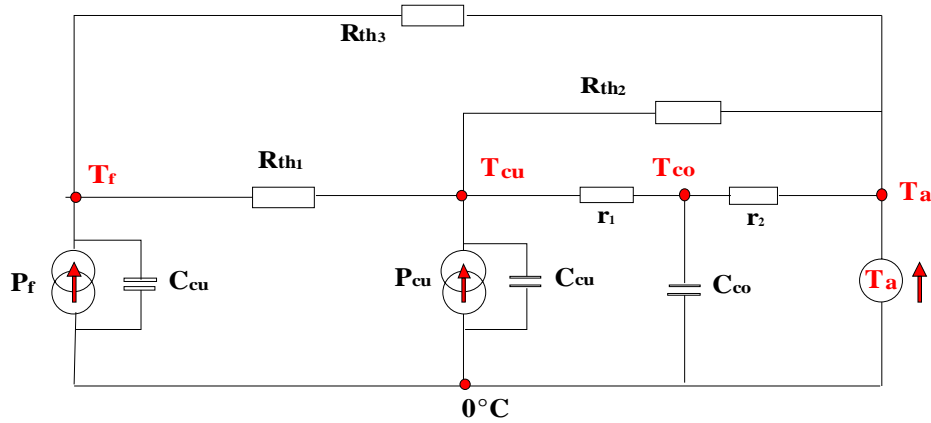
⇒ La capacité thermique  $C_{th3}$  rend compte de l'énergie stockée par la connexion.



**Figure 2.5 : Schéma thermique détaillé du composant**

Certains éléments du schéma ci-dessus peuvent être calculés avec une précision acceptable. Par exemple, les capacités thermiques  $C_{th1}$  et  $C_{th2}$  qui représentent respectivement les éléments de stockage dans le matériau magnétique et dans le cuivre de l'enroulement. Il en est de même des résistances conductives  $R_{cu/2}$  et  $r_1$ . En revanche il est bien difficile de calculer d'autres éléments du schéma équivalent à cause de la mauvaise connaissance des coefficients thermiques et des dimensions géométriques. Pour ces raisons nous choisissons d'identifier l'ensemble des éléments à partir de mesures. Dans ces conditions, nous utilisons un schéma

équivalent réduit dans lequel la résistance  $R_{th1}$  représente la somme des résistances de conduction dans le ferrite, du contact entre le ferrite et le cuivre et dans le cuivre. La résistance  $R_{th2}$  correspond à la somme des trois résistances  $R_{cu/2}$ ,  $R_{isol}$  et  $R_c$ .



**Figure 2.6 : Schéma simplifié du modèle**

Le comportement thermique du composant magnétique ainsi modélisé est régi par les trois équations différentielles ci-après. Ces trois équations correspondent au bilan des flux de chaleur en chacun des nœuds.

$$m_f \cdot C_f \cdot \frac{dT_f}{dt} = P_f - \frac{T_f - T_{cu}}{R_{th1}} - \frac{T_f - T_a}{R_{th3}} \quad (1)$$

$$m_{cu} \cdot C_{cu} \cdot \frac{dT_{cu}}{dt} = P_{cu} - \frac{T_{cu} - T_f}{R_{th1}} - \frac{T_{cu} - T_a}{R_{th2}} - \frac{T_{cu} - T_{co}}{r_1} \quad (2)$$

$$m_{co} \cdot C_{co} \cdot \frac{dT_{co}}{dt} = - \frac{T_{co} - T_{cu}}{r_1} - \frac{T_{co} - T_a}{r_2} \quad (3)$$

Le domaine de variation des températures de fonctionnement étant relativement faible (point de fonctionnement au voisinage de  $70^\circ\text{C}$  et variations de  $\pm 50^\circ\text{C}$  autour de ce point) on considérera les résistances thermiques comme constantes. Il s'agit d'une approximation acceptable compte tenu des précisions recherchées. En ce qui concerne les capacités thermiques il n'y a aucun problème à considérer ces éléments comme constants. Ainsi dans l'exemple retenu, le modèle thermique du composant magnétique se résume à cinq résistances et à trois capacités.



## II.4.2. Conclusion

Nos objectifs de modélisation des composants magnétiques imposent le développement de modèles complets capables de prendre en compte avec le même degré d'approximation les phénomènes magnétiques, électriques et thermiques. Compte tenu de ces objectifs, nous avons établi un cahier des charges relatif au modèle thermique. Ce dernier doit permettre de calculer avec une précision de quelques degrés la température de fonctionnement du composant (température du matériau magnétique et température des bobinages). La simplicité du modèle recherché constitue un critère essentiel de choix.

Après avoir analysé les différentes méthodes utilisables, nous avons retenu la méthode nodale qui correspond bien à notre approche. Pour valider cette démarche nous nous proposons d'établir le schéma thermique équivalent d'un composant magnétique simple. Nous aboutissons ainsi à un modèle constitué de quelques éléments capacitifs et résistifs qui peuvent être déterminés expérimentalement. D'un point de vue thermique, le comportement statique et dynamique du composant sera ainsi décrit par un système de trois équations différentielles, facile à résoudre dans PACTE. Le chapitre suivant est consacré à l'identification des paramètres du modèle.

## **Chapitre 3**

# **BANC DE CARACTERISATION THERMIQUE**

### **3.1 : INTRODUCTION**

Pour la détermination des éléments du modèle, pour caler certains paramètres ou pour valider le modèle, il est indispensable de procéder à la mesure de la température des différentes zones du composant, c'est à dire la température du matériau magnétique, la température des enroulements et la température de la connexion. Il convient également de mesurer avec précision les pertes dans le matériau magnétique et dans les enroulements. Afin d'éviter toute modification du composant magnétique sous test nous avons préféré une mesure indirecte des températures moyennes obtenues à partir d'un banc de mesure. Une attention particulière a également été portée sur la mesure des pertes afin de minimiser les sources d'erreur.

Dans une première partie nous présentons les principes de mesure retenus, dans une seconde partie nous décrivons l'appareillage utilisé. Nous précisons ensuite sa constitution, son originalité et ses principales fonctions et nous évaluons la précision des mesures.

### **3.2 : MESURE DES TEMPERATURES**

#### **3.2.1 Hypothèses.**

Nous rappelons tout d'abord nos hypothèses relatives à la modélisation thermique des composants magnétiques afin de justifier les principes de mesure retenus qui conduisent à la mesure de températures moyennes. Les températures sont supposées uniformes dans le matériau et dans les différents bobinages. Ainsi, un composant constitué d'un circuit magnétique et de deux enroulements sera défini par trois températures. On sera conduit à mesurer la température moyenne de ces différents éléments, d'une part pour caler le modèle et d'autre part pour valider le modèle. Pour les mêmes raisons, il sera indispensable de mesurer la température ambiante ainsi que la température de connexion.

Puisque nous recherchons un modèle capable de prédéterminer la température à quelques degrés près, il conviendra donc de disposer de moyens de caractérisation permettant de mesurer la température avec une précision égale ou supérieure en régime statique (température établie) comme en régime transitoire. D'autre part le dispositif de mesure des températures devra perturber le moins possible le fonctionnement du composant à caractériser.

### 3.2.2 Méthode de mesure de la température

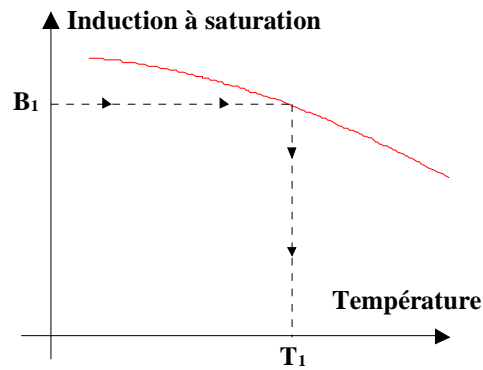
Deux solutions sont envisageables :

✓ *Une mesure directe* utilisant une sonde, un thermocouple, un capteur infrarouge ou tout autre capteur de température. Ces méthodes directes sont fréquemment utilisées [34]. Elles sont cependant difficiles à mettre en œuvre, en effet, les dimensions géométriques des composants magnétiques sont parfois trop faibles pour pouvoir fixer avec précision certains types de sonde. De plus cette méthode impose d'instrumenter le composant sous test et éventuellement de le modifier (perçage d'un trou pour placer une sonde de température). Cette méthode n'est guère envisageable aux vues des dimensions géométriques des composants à tester et des modifications qu'elle pourrait engendrer.

✓ *Une mesure indirecte* permettant de déterminer la température moyenne du matériau magnétique et des différents enroulements. Cette approche, classiquement retenue pour des mesures thermiques en électronique de puissance, est préférable puisque elle ne nécessite aucune modification du composant [35], [36]. Elle est basée sur la mesure d'une grandeur dont la valeur est fonction de la température, par exemple l'évolution de la tension de seuil d'une diode en fonction de la température. En ce qui concerne les composants magnétiques, le champ magnétique à saturation constitue un paramètre représentatif de la température du matériau magnétique. D'autre part la résistance de l'enroulement est une image fidèle de la température moyenne du cuivre. Cette approche qui présente de nombreux avantages a été retenue.

### 3.2.3 Mesure de la température du matériau magnétique.

Déterminer la température moyenne du matériau magnétique revient à mesurer l'induction à saturation. En effet, comme l'illustre la figure 3.1, l'aimantation à saturation est une fonction de la température. Cette caractéristique dépend naturellement du matériau considéré, elle caractérise le matériau.

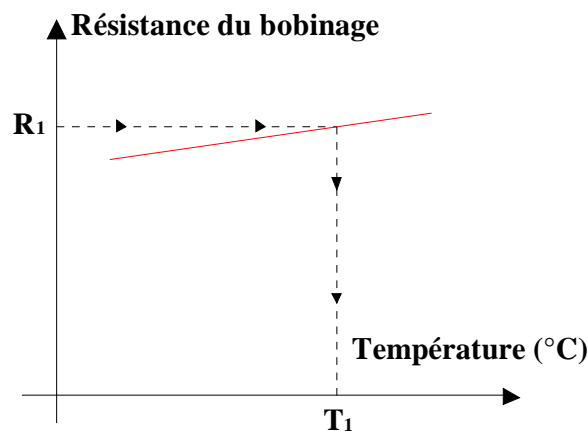


**Figure 3.1 :** Caractéristique  $B_{sat}=f(T)$  d'un matériau

Une première phase d'identification est nécessaire, elle consiste à mesurer l'induction à saturation (induction à saturation ou induction pour une valeur donnée du champ appliqué) pour quelques valeurs de la température. Classiquement quelques points suffisent entre 20°C et 120°C compte tenu de l'allure de cette caractéristique. Cette caractérisation est à réaliser une seule fois pour un matériau donné. Mesurer la température moyenne du matériau magnétique se traduira ainsi par une mesure de l'induction à saturation à l'aide d'un fluxmètre. Cette approche est non destructive, simple à mettre en œuvre et ne nécessite aucune instrumentation du dispositif sous test dès lors qu'il dispose de deux bobinages.

### 3.2.4 Mesure de la température de la résistance du bobinage.

Avec la même approche, la température moyenne d'un bobinage est donnée par la mesure de la résistance continue du bobinage comme l'illustre la figure 3.2.



**Figure 3.2 :** Evolution de la résistance d'un enroulement en fonction de la température.

La variation de la résistance en fonction de la température obéit à la loi :

$$R = R_0(1 + \alpha T) \quad (3.1)$$

Cette variation est linéaire. Avec du cuivre la résistance varie d'environ 30% entre 20°C et 125°C ce qui impose une mesure précise de la résistance de l'enroulement. Une méthode 4 fils permet d'obtenir un résultat satisfaisant avec une complexité minimale. Pour plus de précision il est préférable de procéder au relevé de la caractéristique  $R_{(Température)}$  plutôt que d'utiliser le coefficient  $\alpha$  du cuivre pur.

### 3.2.5 Mesure de la température des bornes de connexion.

Nous avons montré au cours du chapitre précédent que les bornes de connexion du composant magnétique jouait un rôle important dans les transferts de chaleur du composant vers l'extérieur. Classiquement l'enroulement est soudé sur un circuit imprimé, lequel constitue un dissipateur thermique d'autant plus efficace que les pistes sont larges. La température des bornes de connexion n'est donc pas égale à la température ambiante et l'identification des paramètres du modèle impose de mesurer cette température. Une mesure indirecte étant difficilement envisageable, la mesure à l'aide d'un thermocouple représente une solution qui semble simple à mettre en oeuvre mais dont la validité et la précision sont à étudier. Il faudra entre autre veiller à ce que le thermocouple ne modifie pas les transferts thermiques.

### Conclusions.

La mesure des températures de fonctionnement des différentes parties d'un composant magnétique constitue une tâche délicate mais indispensable pour le calage des paramètres d'un modèle. Nous nous sommes attachés à choisir des méthodes de caractérisation ne nécessitant aucune modification du composant à tester. En revanche, ces méthodes imposent le développement d'un banc de mesure qui sera présenté au paragraphe 3.4.

### 3.3 : MESURE DES PERTES

#### 3.3.1 La mesure des pertes dans les composants magnétiques

Au même titre que la mesure des températures, la mesure précise des pertes est indispensable à la détermination de la valeur des paramètres du modèle. Cette mesure sera également indispensable lors de la phase de validation du modèle ainsi que lorsque nous aurons à déterminer les limites de validité du modèle.

Le modèle précédemment défini faisant apparaître deux sources de pertes, les pertes par effet Joule dans l'enroulement et les pertes fer dans le matériau magnétique, il conviendra donc de déterminer séparément ces deux types de pertes. Une mesure globale des pertes est insuffisante, une méthode de séparation des pertes devra être mise en oeuvre.

La mesure des pertes et en particulier des pertes en haute fréquence est particulièrement délicate. En effet, en électronique de puissance les composants sont généralement soumis à des formes d'ondes non-sinusoïdales, ce qui se traduit par des harmoniques de rangs élevés qu'il est impossible de négliger. Ces composantes spectrales haute fréquence compliquent singulièrement les mesures. De plus, les composants magnétiques, inductances ou transformateurs à vide, possèdent un facteur de puissance très faible, ce qui augmente considérablement les difficultés [37], [38]. Dans ces conditions, la précision des mesures réalisées au moyen d'un wattmètre est souvent insuffisante. Il faudrait disposer d'un appareil possédant une bande passante très supérieure au MHz, capable d'effectuer des mesures avec une précision meilleure que 1% pour des facteurs de puissance inférieurs à 0,05. Nous n'avons malheureusement pas ce type d'appareillage, la mesure des pertes reste un problème difficile à résoudre. Plusieurs auteurs se sont intéressés à la mesure des pertes dans les composants magnétiques.

⇒ *Feirrer* et *Van Wyk* [39] après avoir identifiés les causes d'erreur dans les mesures utilisant un wattmètre, propose une méthode permettant de déterminer avec précision les pertes Joule dans les bobinages. Le composant à caractériser est inséré dans un circuit oscillant. Le relevé du signal aux bornes du condensateur permet de déterminer la valeur de l'inductance et de la résistance du composant. Cette méthode est bien adaptée à des composants sans circuit magnétique (inductance à air par exemple), mais semble difficile à mettre en oeuvre pour des composants avec circuit magnétique si l'on souhaite séparer les pertes fer des pertes Joule.

⇒ *Bowman* et al. présentent une méthode calorimétrique de mesure de la puissance moyenne dissipée dans un transformateur et s'intéressent également aux différentes sources d'erreur. Ils

proposent une procédure pour les compenser [40]. Cette méthode originale est difficile à mettre en oeuvre et ne permet en aucune façon de séparer les pertes. Pour ce qui nous concerne elle ne répond pas à nos préoccupations.

⇒ *Batista* et al [41] ont proposé un système de mesure automatisé des pertes dans les noyaux magnétiques, pour des excitations sinusoïdales et carrés. Cette méthode s'applique plus particulièrement à des circuits toriques équipés d'un bobinage primaire et d'un bobinage secondaire. Les pertes sont calculées en intégrant le cycle d'hystérésis obtenu en relevant le courant d'excitation primaire et la tension aux bornes de l'enroulement secondaire. Un oscilloscope numérique effectue l'acquisition simultanée de ces deux grandeurs, lesquelles sont ensuite transférées vers un ordinateur pour traitement. Les sources d'erreur ayant été identifiées et minimisées, cette méthode donne de bons résultats pour des excitations sinusoïdales jusqu'à 100kHz. En revanche aucune vérification n'a été entreprise pour des fréquences plus élevées et pour d'autres formes d'ondes.

⇒ *Imre* and al [42] [43] évaluent les différentes approches possibles pour la mesure des pertes dans une inductance planar. Parmi les cinq méthodes évaluées par les auteurs, décharge capacitive, mesure directe à l'aide d'un wattmètre, acquisition instantanée des grandeurs  $u(t)$  et  $i(t)$  et calcul de la valeur moyenne du produit  $u.i$  sur une période, méthode calorimétrique, seule cette dernière conduit à une précision acceptable. Le composant à caractériser est placé dans une enceinte thermiquement isolée et remplie d'un fluide. Lorsque le composant est alimenté par un convertisseur, la température croît jusqu'à se stabiliser. La même opération est répétée en alimentant l'inductance par une source de tension continue qui est ajustée pour obtenir la même température. L'égalité des températures pour les essais AC et DC indiquent que les pertes sont identiques. On obtient ainsi la valeur des pertes par la mesure beaucoup plus précise des pertes en DC. Cette méthode originale est malheureusement très lourde à mettre oeuvre, de plus elle ne permet pas de séparer les pertes Joule des pertes dans le matériau magnétique.

*P.M. Gradzki* et *F.C Lee* [44] ont développé une méthode de mesure des pertes dans les ferrites pour des fréquences comprises entre 100kHz et 100MHz. Cette méthode de caractérisation utilise un analyseur d'impédance associé à un amplificateur de puissance. Le composant sous test est soumis à une excitation sinusoïdale de forte amplitude (jusqu'à 0.5A-150V). Les signaux (tension et courant) sont prélevés au moyen de sondes, puis transmis à l'analyseur d'impédance. A partir du schéma équivalent RL parallèle les auteurs calculent les



pertes dans le composant. La procédure d'étalonnage indispensable à l'obtention d'une mesure correcte est précisée par les auteurs, mais ces derniers ne font pas état des précisions obtenues.

### 3.3.2 Solutions retenues

Il n'existe donc pas de solution générale suffisamment précise qui permette de mesurer et de séparer dans n'importe quelles conditions les pertes dans un composant magnétique. En particulier lorsque les formes d'ondes sont quelconques la mesure est délicate et la précision de mesure limitée compte tenu des appareillages actuellement disponibles. Seules les mesures en régime sinusoïdal pur ou en courant continu permettent d'obtenir les précisions souhaitées. Ainsi pour la détermination des éléments du modèle nous privilégierons les essais mettant en oeuvre ces deux types d'excitation :

*Essai continu* : l'échantillon alimenté par une source de courant continu est uniquement le siège de pertes par effet Joule dans les bobinages.

*Essai en régime sinusoïdal* : l'échantillon sous test est excité par un signal aussi proche que possible de la sinusoïde idéale. Il est le siège de pertes dans le bobinage et de pertes dans le matériau magnétique. La fréquence est fixée en fonction du rapport pertes cuivre / pertes fer désiré, plus la fréquence de fonctionnement est élevée plus les pertes fer seront importantes.

#### 3.3.2.1 Essai continu

En statique, les pertes fer sont nulles donc seul le bobinage est le siège de pertes. Ces pertes joules sont obtenues par la relation suivante :  $P_{cu} = R_{DC} \cdot I^2$ . ( $R_{DC}$  étant la résistance mesurée en continu du bobinage et  $I$  le courant continu d'excitation qui le traverse).

A cause des échauffements la résistance du bobinage varie au cours d'un essai. Pour une meilleure précision il est donc préférable de tenir compte de ces variations. Ainsi la résistance du bobinage est déterminée pour chaque point par une mesure voltampèremétrique quatre fils décrite au paragraphe 3.3.4. Cette valeur de résistance mesurée permet de calculer en plus des pertes dans le bobinage, la température de celui-ci.

#### 3.3.2.2 Essai en régime sinusoïdal

Dans ce type d'essai, nous mesurons les pertes totales à l'aide d'un wattmètre. Puis nous séparons ces pertes en deux catégories :

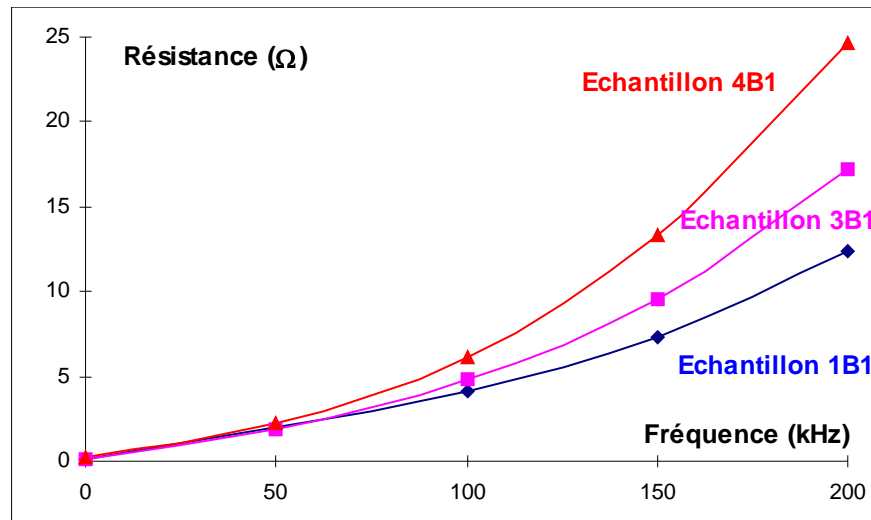
- ✓ Les pertes dans le bobinage : les pertes cuivre.

✓ Les pertes au sein même du matériau magnétique : les pertes fer

A fréquence élevée les pertes fer deviennent très supérieures aux pertes par effet Joule dans le bobinage.

### Les pertes cuivre

Pour une excitation sinusoïdale pure, les pertes cuivre sont calculées à partir de la relation :  $P_{cu} = R_{ac} \cdot I^2$  ( $R_{ac}$  étant la résistance du bobinage à la fréquence du signal d'excitation et  $I$  le courant efficace qui le traverse). La mesure de la résistance du bobinage  $R_{ac}$  peut s'effectuer à l'aide d'un impédancemètre en choisissant un modèle équivalent RL série. La figure 3.3 ci-après indique les variations des ces différentes résistances en fonction de la fréquence pour trois échantillons qui ont été utilisés dans les différents tests (tores de matériau B1 de dimensions différentes et de longueurs de bobinage différentes).



**Figure 3.3 : Evolution de la résistance du bobinage en fonction de la fréquence**

Les courbes précédentes montrent qu'il est indispensable de tenir compte de l'évolution de la résistance du bobinage en fonction de la fréquence. En effet les effets de peau et de proximité se traduisent pas une augmentation considérable de la résistance du bobinage aux fréquences d'utilisation. On observe un facteur supérieur à 20 entre la résistance en continu ( $R_{DC}$ ) et la résistance à 100kHz ( $R_{ac100k}$ ).

Le signal d'excitation n'étant pas parfaitement sinusoïdal, la question se pose de savoir si cette déformation peut influencer de façon significative le calcul des pertes Joules.

Deux solutions sont envisageables :

⇒ Solution 1 :

On procède à la décomposition en série de Fourier du signal et on utilise les valeurs de la résistance du bobinage aux fréquences  $F$ ,  $2F$ ,  $3F$  .... pour calculer les pertes Joule qui

ont alors pour expression : 
$$P_{cu} = \sum_{i=1}^{\infty} R_{aci} \cdot I_i^2$$

$R_{aci}$  représente la résistance du bobinage pour l'harmonique de rang  $i$ ,

$I_i$  représente la valeur efficace de la composante spectrale de rang  $i$ .

⇒ Solution 2 :

On calcule simplement les pertes Joules avec la valeur de la résistance à la fréquence  $F$

soit : 
$$P_{cu} = R_{ac1} \cdot I^2$$

$R_{ac1}$  représente la résistance du bobinage à la fréquence du fondamental

$I$  représente la valeur efficace du courant.

La première solution est lourde à mettre en oeuvre puisqu'il faut tout d'abord procéder à l'acquisition du signal à l'aide d'un oscilloscope numérique, puis dans un second temps en calculer le spectre à l'aide d'un outil de traitement du signal. On peut enfin procéder au calcul des pertes Joule. La seconde méthode est immédiate puisqu'il suffit de mesurer à l'aide d'un ampèremètre la valeur efficace du courant alimentant le composant sous test.

Afin d'évaluer les erreurs de la seconde méthode nous avons procédé à une comparaison de ces deux méthodes sur un signal réel.

Le tableau ci-après précise l'amplitude des différentes composantes spectrales constituant le signal réel circulant dans le bobinage alimenté par l'amplificateur de puissance dont nous disposons en régime quasi-sinusoïdal.

<b>Fréquence (kHz)</b>	100	300	500	700
<b>Rang harmonique</b>	Fondamental	3	5	7
<b>Amplitude de l'harmonique de rang n (mA)</b>	100	5	2	1
<b>Valeur de la résistance <math>R_{AC}(\Omega)</math></b>	6.2	54	152	300
<b>Pertes Joule (mW) pour chacune des composantes spectrales</b>	62	1.3	0.6	0.3

**Figure 3.4 : Décomposition spectrale du courant alimentant le bobinage.**

Les pertes calculées par la première méthode s'élèvent à 64.2mW alors que la seconde méthode donne 62.2mW soit une erreur de l'ordre de 3%. Cette erreur n'est pas tout à fait négligeable si l'on ne considère que les pertes cuivre. En réalité à ces fréquences de fonctionnement particulièrement élevées, les pertes cuivre ne représentent qu'une faible part des pertes totales (moins de 10%). L'erreur commise sur l'ensemble des pertes est donc très faible, c'est la seconde méthode que nous avons retenue pour sa simplicité. Les pertes cuivre lors de l'essai en régime quasi-sinusoïdal seront calculées à partir de

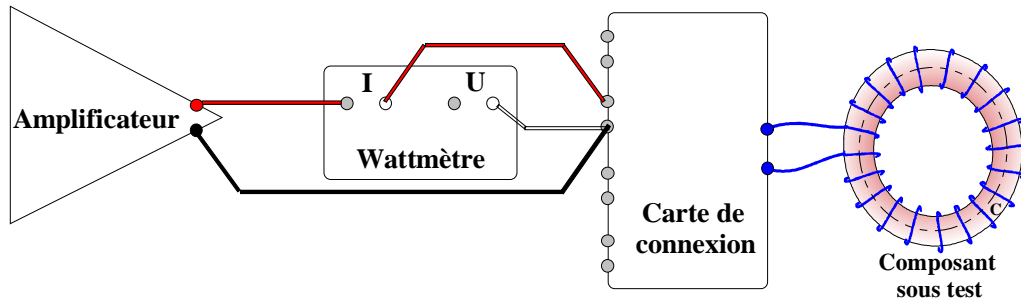
$$P_{cu} = R_{ac1} \cdot I^2$$

#### Les pertes fer

Les pertes fer ( $P_{fer}$ ) sont obtenues à partir des pertes globales mesurées ( $P_{tot}$ ) en ôtant les pertes cuivre calculées ( $P_{cu}$ ) comme indiqué précédemment :

$$P_{fer} = P_{tot} - P_{cu}$$

La figure 3.5 ci-après précise les conditions dans lesquelles sont réalisées les mesures de puissance. On peut observer que le composant sous test n'est pas directement connecté au wattmètre. La liaison s'effectue au moyen d'une carte de connexion indispensable au banc de caractérisation thermique et dont l'intérêt sera justifié au paragraphe suivant. Cette configuration impose un câblage relativement long dont l'influence sur la mesure des pertes peut s'avérer importante. Aux pertes dans le composant sous test s'ajoutent les pertes dans les éléments de connexion (fils, relais, circuit imprimé ...).



**Figure 3.5 :** *Mesure de puissance.*

Afin d'évaluer ces pertes supplémentaires mesurées par le wattmètre nous avons procédé à deux types de mesure.

- ✓ Une première mesure sur le banc en passant par les relais et autres éléments de connexion.
- ✓ Une seconde mesure hors banc thermique en connectant l'échantillon au plus près du wattmètre.

Les résultats de ces mesures sont consignés dans le tableau ci-dessous. Les mesures montrent que pour des fréquences inférieures à quelques dizaines de kHz, il n'y a pas de différence entre les deux essais.

Echantillon	1B1	3B1	4B1
F=50kHz	4.2%	4.75%	5.4%
F=100kHz	13.6%	14.75%	15.6%

**Figure 3.6 :** *Erreur x en pour cent commise sur la mesures des pertes.*

A partir de 50kHz, les pertes mesurées sont supérieures aux pertes dans le composant seul, les éléments de connexion étant alors le siège de pertes non négligeables. L'utilisation du banc de caractérisation thermique se traduit par la mesure de pertes supplémentaires qui croissent avec la fréquence. Il conviendra donc de corriger les mesures lors des essais de la façon suivante :

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{mes}} (1-x)$$

X étant le pourcentage d'erreur commis sur la mesure des pertes globales du composant.

### 3.3.3 Conclusions

La qualité du modèle dépend pour une grande part de la précision des mesures des pertes et des températures. Nous avons développé une méthodologie qui permet de déterminer avec

précision les différentes pertes dans le composant magnétique pour une gamme de fréquences s'étendant du continu jusqu'aux fréquences maximales d'utilisation soit plusieurs centaines de kHz. La précision des mesures a constitué un souci permanent dans notre démarche.

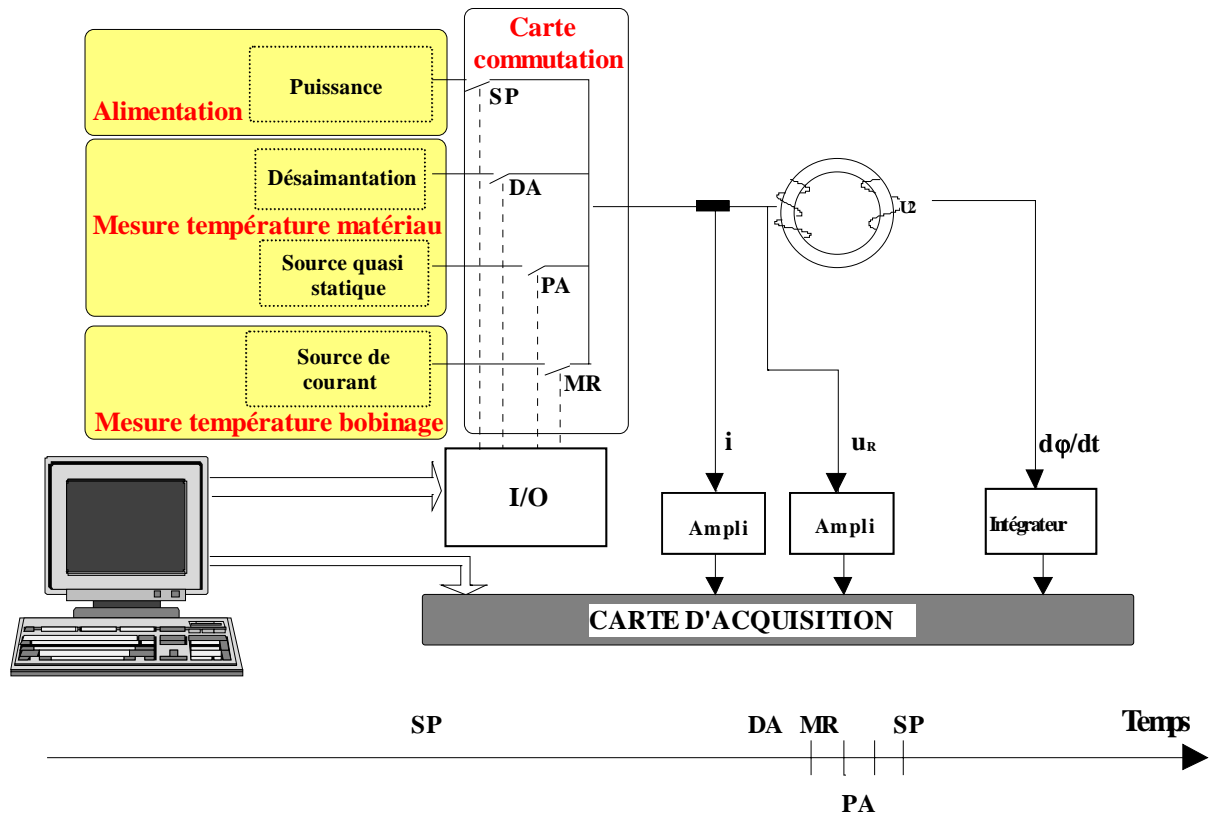
### 3.4 : APPAREILLAGE DE CARACTERISATION

#### 3.4.1 Constitution

La caractérisation thermique d'un composant magnétique consiste à le faire fonctionner dans des conditions aussi voisines que possible du fonctionnement nominal (même contraintes en courant, tension, fréquence...) et à relever périodiquement les différentes températures. Les mesures des températures ne doivent pas perturber l'essai ni modifier le composant magnétique. La durée de mesure doit être très faible devant les constantes de temps thermiques du composant (quelques dixièmes de secondes pour l'ensemble des mesures). Le schéma ci-après (figure 3.7) précise la constitution du banc qui comporte les quatre sous-ensembles suivants :

- ⇒ *Une alimentation de puissance* qui permet d'exciter l'échantillon sous test avec les formes d'ondes classiques de l'électronique de puissance ou à l'aide d'une source quasi-sinusoidale.
- ⇒ *Un dispositif de mesure de l'induction* à saturation constitué d'un fluxmètre intégrateur et d'un dispositif de désaimantation qui permet d'accéder à la température du matériau magnétique.
- ⇒ *Un dispositif de mesure 4 fils* pour la mesure des résistances des enroulements afin de déterminer la température de fonctionnement du (ou des) bobinage(s).
- ⇒ *Une carte de commutation.*

Cet équipement est complété d'un système de mesure de la température de la connexion constitué d'un thermocouple et du conditionneur associé. Ce dernier délivre un signal 0-10V à la carte d'acquisition.



**Figure 3.7 :** Schéma de principe du banc de caractérisation thermique.

A intervalles réguliers (par exemple toutes les minutes), on procède à une mesure des températures dans l'ordre suivant :

- ✓ Déconnexion de la source de puissance.
- ✓ Mesure de la température moyenne du matériau magnétique ce qui se traduit par :
  - La désaimantation du matériau.
  - La connexion de la source excitatrice et le relevé de la courbe de première aimantation, donc de l'aimantation à saturation.
- ✓ Mesure la température moyenne du bobinage par
  - La mise en service de la source de courant continue et la mesure de la résistance du bobinage. Cette opération est répétée s'il y a lieu pour les différents bobinages.

L'ensemble est piloté par un ordinateur muni d'une carte d'acquisition pour les mesures des grandeurs analogiques et d'une carte d'entrées/sorties numériques pour la commande des différents éléments. Il permet également le traitement et le stockage des données.

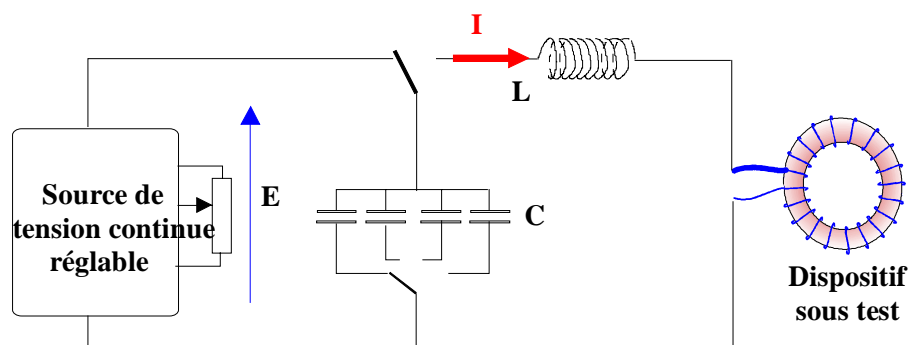
### 3.4.2 La source de puissance

Celle-ci est classiquement constituée d'une alimentation à découpage qui permet d'alimenter l'échantillon sous test par les formes d'ondes usuelles de l'électronique de puissance. Pour des questions de précision, évoquées précédemment, cette source de puissance peut également être remplacée par une source de tension sinusoïdale ou une alimentation continue en fonction des essais à réaliser et de la précision attendue sur la mesure des pertes dissipées dans le composant. La mise en route et l'arrêt de cette source sont dans tous les cas contrôlés par le PC via la carte d'entrées/sorties numériques.

### 3.4.3 Le dispositif de mesure de l'induction à saturation

Il est constitué d'un circuit de désaimantation et d'un fluxmètre intégrateur :

*Le circuit de désaimantation* : La désaimantation est obtenue à l'aide d'une décharge oscillante d'un condensateur à travers la bobine. Cet ensemble contrôlé par le PC via la carte d'entrée-sortie numérique est principalement constitué d'un circuit L-C. Le condensateur est chargé sous tension constante d'amplitude réglable, un potentiomètre permet de contrôler la tension de charge  $E$  du condensateur, ce qui règle l'amplitude du courant max. ( $I_M = E\sqrt{\frac{C}{L}}$ ). La fréquence de la décharge oscillante est ajustée grâce à un ensemble de condensateurs ( $C$  comprise entre 1 et 20  $\mu\text{F}$ ). Un commutateur permet de choisir différentes valeurs du condensateur  $C$  afin de régler la fréquence de la décharge oscillante ( $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ).



**Figure 3.8 : Circuit de désaimantation.**



*Le fluxmètre.*

Le relevé de la caractéristique  $\varphi(i)$  ou  $B(H)$  est obtenu en effectuant l'acquisition simultanée du courant dans le bobinage primaire et de l'intégrale de la fem induite aux bornes d'un enroulement auxiliaire (la fem induite étant proportionnelle à la dérivée du flux  $e_2 = -n_2 \frac{d\varphi}{dt}$  ).

La connaissance des caractéristiques de l'échantillon à tester (surface effective  $A_e$ , longueur effective  $l_e$ , nombre de spires du bobinage excitateur  $n_1$  et de l'enroulement de mesure  $n_2$ ) permet d'obtenir les caractéristiques magnétiques  $\varphi(i)$  ou  $B(H)$  à partir des mesures. Le champ magnétique est donné par la relation :  $H(t) = \frac{n_1 \cdot i_1(t)}{l_e}$ . Le flux est

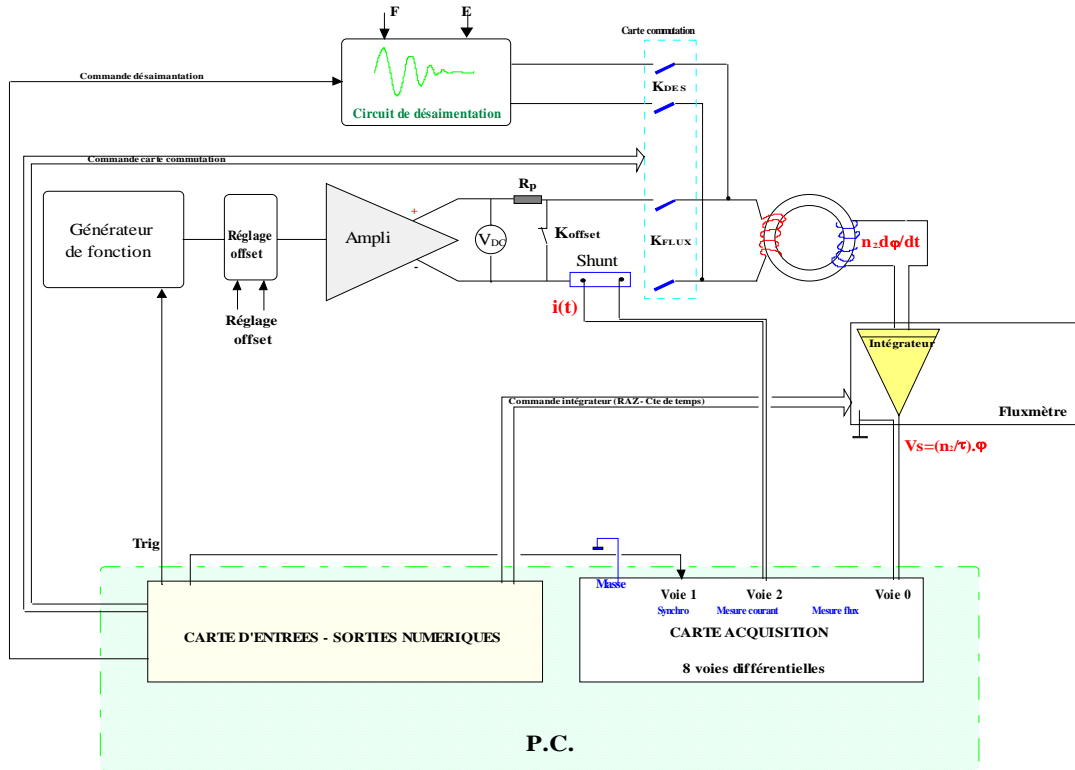
obtenue par intégration analogique de la tension délivrée par l'enroulement de mesure  $\varphi(t) = -\int \frac{e_2(t)}{n_2} dt$ . Le fluxmètre est équipé d'intégrateurs programmables dont les

constantes de temps sont choisies pour obtenir des signaux de sortie dont l'amplitude est aussi proche que possible de la pleine échelle. L'induction moyenne est obtenue à partir

de :  $B(t) = \frac{\varphi(t)}{A_e}$ .

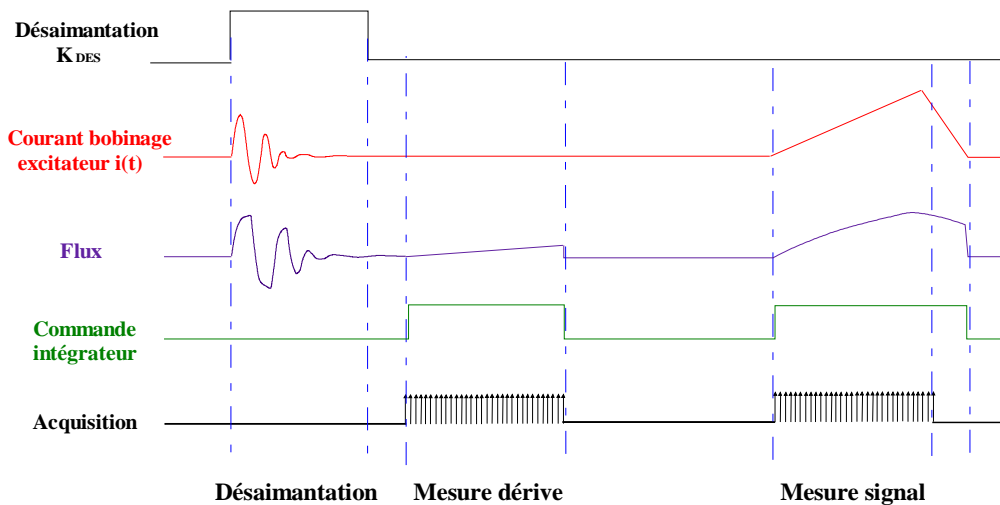
La figure 3.9 ci-après précise la constitution de ce fluxmètre intégrateur. On distingue :

- ⇒ le dispositif de désaimantation
- ⇒ le circuit d'excitation composé d'un générateur de fonction piloté par le PC et d'un amplificateur de puissance
- ⇒ la mesure du flux  $\varphi$  assurée par un intégrateur programmable
- ⇒ la mesure du courant excitateur  $i_1$ . L'image du courant est obtenue au moyen d'un shunt aselfique.



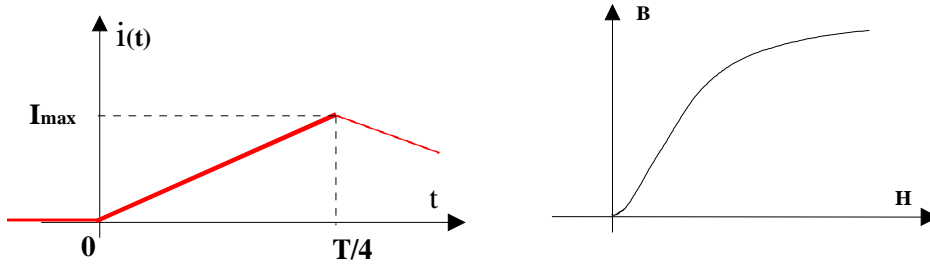
**Figure 9 : Fluxmètre intégrateur**

Avant toute mesure le matériau est préalablement désaimanté (figure 3.10). Dans un second temps on effectue une mesure sans injecter de courant ( $i_{(t)}=0$ ) dans le bobinage exciteur ce qui permet de prendre en compte la dérive de l'intégrateur analogique puis on procède enfin au relevé de la courbe de première aimantation. Pour s'affranchir des problèmes de dérive, les résultats de la première acquisition à courant nul sont soustrait à ceux de la seconde mesure.



**Figure 3.10 : Séquencement des mesures pour le relevé de la courbe de première aimantation.**

La figure 3.11 ci-dessous illustre le résultat des mesures réalisées à l'aide du fluxmètre intégrateur.



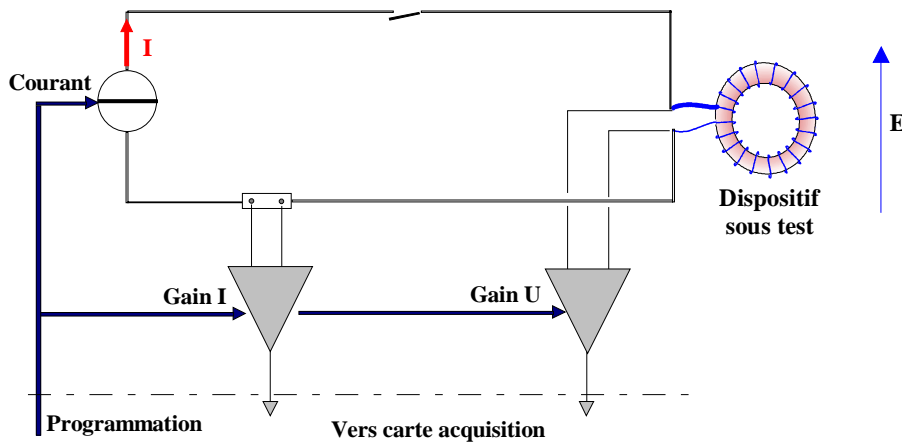
**Figure 3.11 : Courbe de première aimantation**

### 3.4.4 Dispositif de mesure de la résistance du bobinage.

Déterminer la température moyenne du bobinage revient à mesurer la résistance continue du bobinage  $R_{DC}$  par une méthode voltampèremétrique quatre fils permettant d'accéder à la valeur de la résistance avec une précision suffisante.

Une source de courant permet d'injecter un courant continu dans l'enroulement dont on souhaite déterminer la résistance, quatre calibres sont disponibles ( 0,5 - 1 - 2,5 et 5A ).

Deux amplificateurs d'instrumentation programmables, l'un pour la mesure du courant (tension aux bornes d'un shunt), l'autre pour la mesure de la tension aux bornes de l'enroulement permettent un fonctionnement en pleine échelle ( 0-10V ).

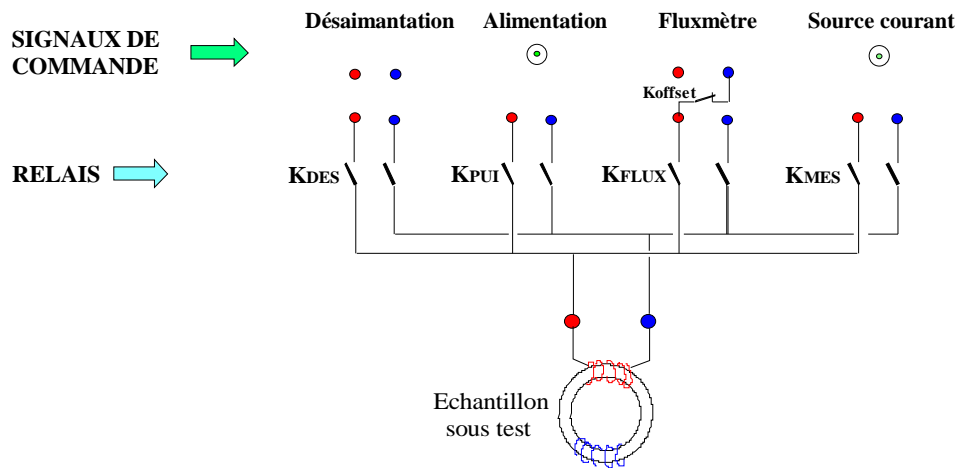


**Figure 3.12 : Dispositif de mesure de la résistance du bobinage**

### 3.4.5 Carte de commutation

Une carte de commutation permet de relier séquentiellement l'échantillon sous test aux différents sous-ensembles du banc de caractérisation : Alimentation de puissance, circuit de désaimantation, fluxmètre intégrateur, dispositif de mesure de la résistance du bobinage.

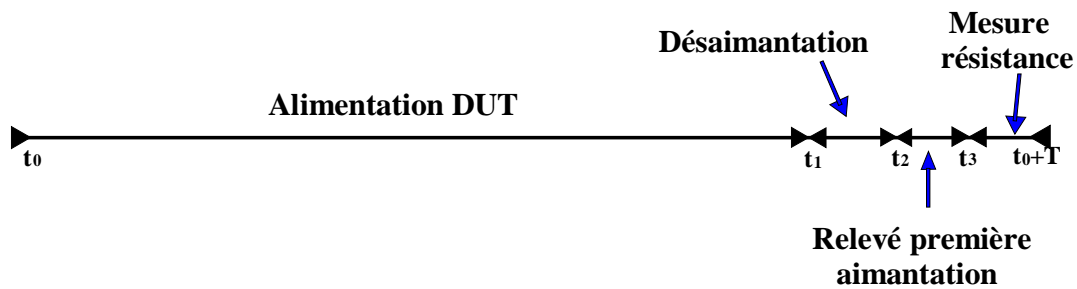
La carte de commutation supporte 8 relais et génère 8 signaux logiques pour la commande des différents éléments (désaimantation, chauffage...). Cette carte est pilotée à partir d'une carte d'entrées-sorties numériques (carte PIO).



**Figure 3.13** : Schéma synoptique simplifié de la carte de commutation.

Cette carte qui permet de connecter le composant magnétique sous test délivre également des signaux de commande isolés galvaniquement. Le cycle de mesure typique est précisé par la figure 3.14 ci-après :

- ✓ De  $t_0$  à  $t_1$  (relais  $K_{PUI}$  fermé), le composant sous test est alimenté par la source ce puissance, la durée de cette première phase correspond à environ 99% de la période  $T$ . Le composant fonctionne ainsi dans des conditions très proches de son fonctionnement nominal, sa température va croître.
- ✓ A l'instant  $t_1$  démarre la phase de désaimantation du matériau (relais  $K_{DES}$  fermé).
- ✓ De  $t_2$  à  $t_3$ , on relève la caractéristique de première aimantation pour en déduire la température moyenne du matériau magnétique (relais  $K_{FLUX}$  fermé).
- ✓ A partir de  $t_3$  (relais  $K_{MES}$  fermé), on procède à la mesure de la résistance de l'enroulement, donc à la détermination de la température du bobinage
- ✓ A l'instant  $t_0+T$  (relais  $K_{PUI}$  fermé), commence alors une nouveau cycle de mesure



***Figure 3.14 : Cycle de mesure***

Classiquement on relève quelques dizaines de points de mesure, la durée entre deux points est supérieure à la minute alors que le temps nécessaire aux mesures ne dépasse pas quelques dixièmes de seconde. Il s'agit naturellement d'un ordre de grandeur qui dépend essentiellement des constantes de temps thermiques du composant étudié.

Tous les signaux de contrôle sont fournis par le P.C et la carte de commutation est chargée de les mettre en forme et d'assurer l'isolation galvanique.

### **3.4.6 Logiciel de conduite d'essai**

Le logiciel permettant le pilotage du banc de mesure a été développé à l'aide du logiciel TESTPOINT. C'est un logiciel permettant de mettre au point et d'utiliser des programmes de tests, de mesure et d'acquisition de données. Toutes les acquisitions sont gérées par l'intermédiaire d'un P.C. muni d'une carte analogique et d'une carte numérique. Ce programme permet outre l'acquisition des mesures, le traitement, l'affichage et le stockage des données. Différents paramètres relatifs à l'essai sont dans une première phase fournis par l'opérateur (nombre de spires des bobinages, valeur du shunt utilisé pour le mesure du courant, section et longueur effective)

Les étapes suivantes concernent :

- ✓ La détermination semi-automatique du gain des amplificateurs d'instrumentation en fonction du courant choisi pour la mesure de la résistance des enroulements (choix manuel du courant 0.5, 1.25, 2.5 et 5A).
- ✓ Le réglage des paramètres pour l'acquisition de la courbe de première aimantation (constante de temps de l'intégrateur ...).
- ✓ Le choix des paramètres relatifs au déroulement de l'essai (nombre de point de mesure, fréquence,...).

L'acquisition se déroule ensuite de façon automatique jusqu'à l'affichage complet des courbes donnant l'évolution des différentes températures en fonction du temps.

### **3.5 : VALIDATION DU BANC DE MESURE**

Différents essais ont été réalisés dans le but de valider les mesures obtenues à l'aide du dispositif précédemment décrit. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés à :

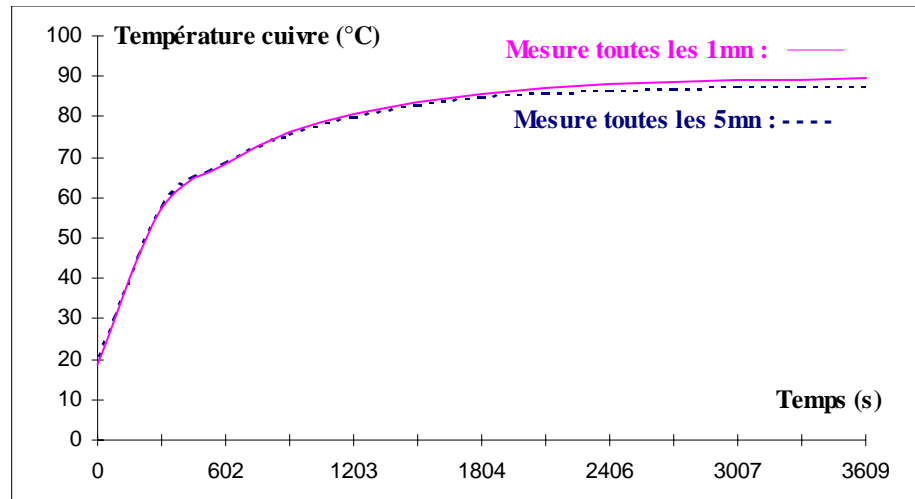
- ⇒ Vérifier que les différentes mesures ne modifiaient pas l'échauffement du composant sous test.
- ⇒ Analyser la validité de la mesure de la température de connexion réalisée au moyen d'un thermocouple.
- ⇒ Etudier la répétabilité et la précision des mesures des températures moyennes du bobinage et du matériau magnétique

#### **3.5.1 : Influence des mesures sur l'échauffement du composant sous test**

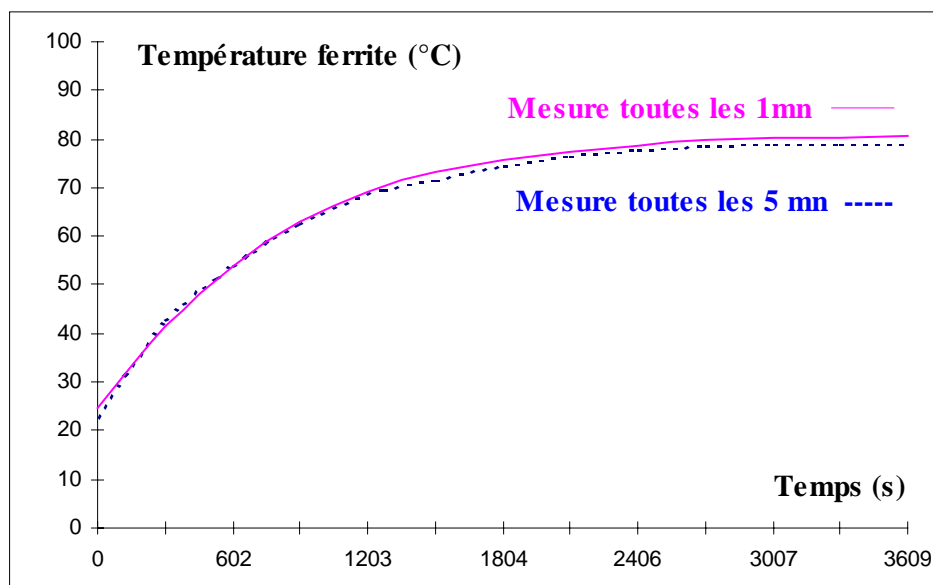
Tout appareil de mesure modifie généralement le circuit dans lequel il prend place, il est important dans ces conditions que la perturbation induite par l'appareil soit négligeable. Cette remarque valable pour toute mesure s'applique naturellement aux mesures de température et il était donc essentiel de vérifier que les mesures des températures moyennes du bobinage et du matériau magnétique avaient un impact négligeable sur l'échauffement du composant sous test. Avec une mesure toutes les minutes et un temps de mesure de l'ordre de 800ms, il était peu probable que des perturbations significatives apparaissent, il convenait cependant de le vérifier.

Nous avons procédé à plusieurs types d'essais pour vérifier la validité de cette approche :

Pendant quelque 800ms, le composant sous test n'est plus alimenté, il est alors excité par les différentes sources permettant d'effectuer les mesures. Pour s'assurer que l'absence d'alimentation pendant la durée de la mesure ne perturbait pas de façon significative l'échauffement du composant, nous avons relevé l'évolution des températures en faisant varier le temps entre deux mesures. Les figures ci-après montrent les résultats obtenus pour deux essais, l'un correspondant à des mesures toutes les minutes, l'autre à des mesures toutes les cinq minutes.



**Figure 3.15 :** Influence du temps entre deux mesures sur la température cuivre.

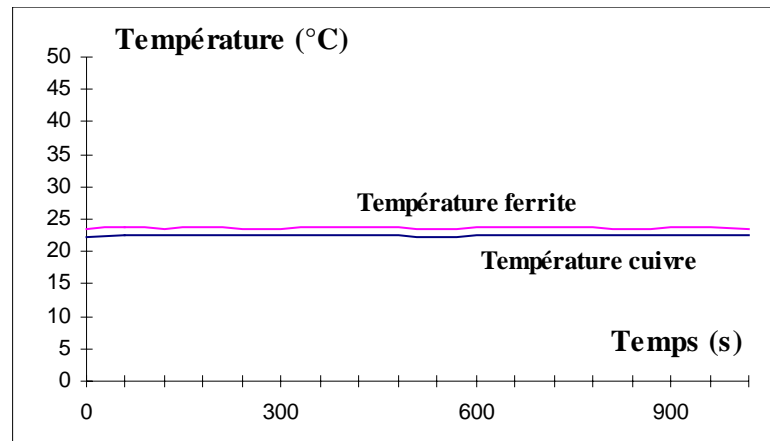


**Figure 3.16 :** Influence du temps entre deux mesures sur la température ferrite.

Qu'ils s'agissent de la température du cuivre ou du ferrite, nous n'observons pas de différences significatives entre les deux essais, l'écart maximal entre les températures atteignant deux degrés, ce qui permet de conclure que pour des temps suffisamment longs (supérieurs à 1mn) l'influence de la mesure est négligeable.

Nous avons également vérifié que la mesure ne conduisait pas à échauffement supplémentaire du composant sous test, échauffement éventuel dû aux courants de désaimantation, d'excitation ou de mesure de la résistance d'enroulement. Pour cela,

nous avons relevé toutes les minutes la température d'un composant non alimenté. La figure 3.17 ci-après montre une grande stabilité de la température du composant testé. La température mesurée du cuivre fluctue entre 22.3°C et 22.6°C tandis que celle du ferrite varie entre 23.5 et 23.9°C. Nous pouvons ainsi conclure qu'une mesure toutes les minutes ne contribue pas de façon significative à la modification de la température du composant sous test.



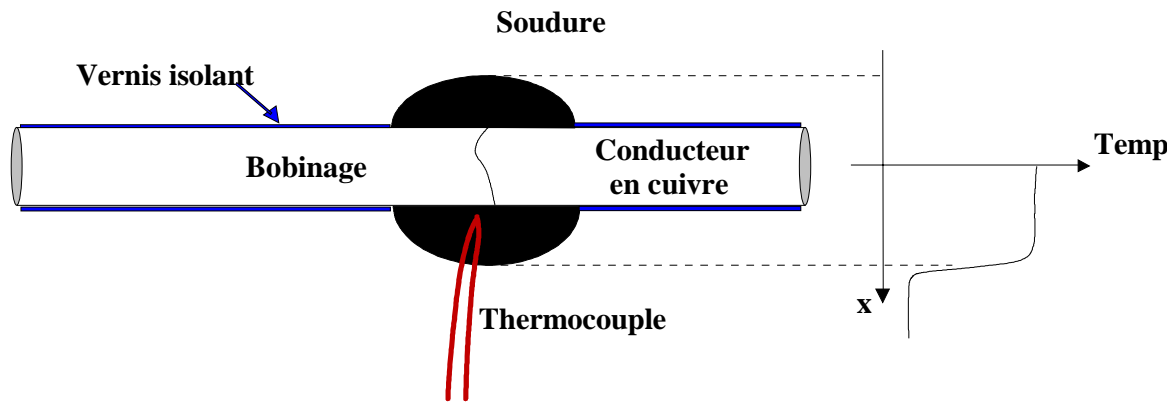
**Figure 3.17 :** Influence de la mesure sur la température du composant sous test

### 3.5.2 : Mesure de la température de connexion au moyen d'un thermocouple

La mesure de la température de la connexion à l'aide d'un thermocouple représente une difficulté majeure. De nombreux essais ont été réalisés afin d'obtenir dans un premier temps une mesure reproductible, puis dans un second temps une mesure aussi proche que possible de la réalité.

La reproductibilité de la mesure dépend essentiellement de la manière dont le thermocouple est relié à la connexion. La figure 3.18 ci-après indique la façon qui nous a semblé la plus adaptée : Ce dernier est "soudé" au moyen d'une goutte d'étain, en réalité il ne s'agit pas d'une vraie soudure et il convient de faire tout particulièrement attention à la position du thermocouple. L'utilisation d'une loupe permet de positionner l'extrémité du thermocouple aussi près que possible du conducteur, ce qui assure une bonne reproductibilité de la mesure.

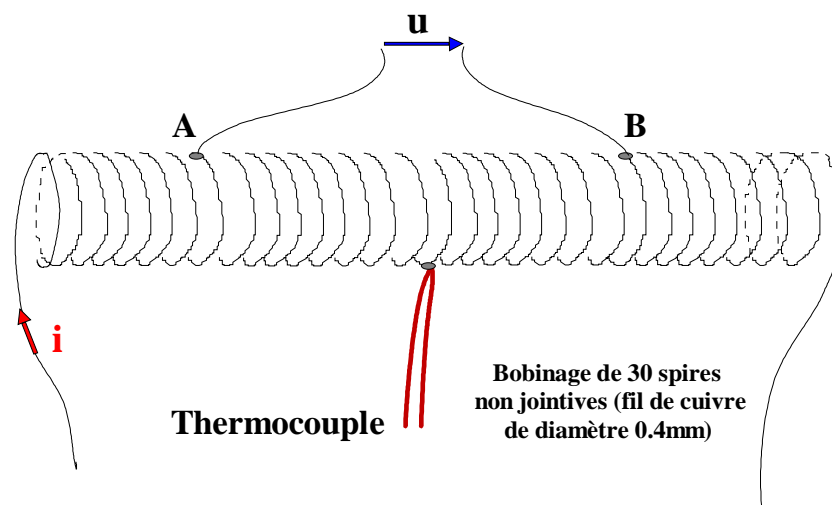




**Figure 3.18** : Mesure de la température de connexion à l'aide d'un thermocouple

Afin d'estimer la précision des mesures, nous avons comparé les résultats de mesure du thermocouple à ceux obtenus par une méthode indirecte. Le système est décrit par la figure 3.19 ci-dessous. Un bobinage de 30 spires environ est parcouru par un courant continu  $I$ , dont l'intensité est ajusté pour obtenir un échauffement important (jusqu'à  $120^{\circ}\text{C}$ ). La température du bobinage est mesurée :

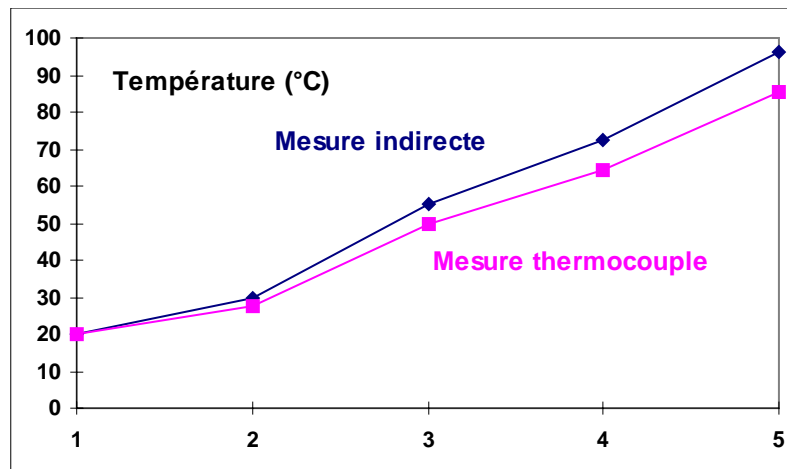
- ⇒ directement par le thermocouple placé en son centre
- ⇒ indirectement par la mesure de la résistance d'une partie du bobinage.



**Figure 3.19** : Dispositif de comparaison d'une mesure directe et d'une mesure indirecte

Compte tenu des dimensions géométriques, il est raisonnable de considérer que le bobinage présente une température uniforme entre les deux points de mesure A et B. La comparaison des deux mesures est donc légitime.

La figure 3.20 ci-après est tout à fait représentative des nombreuses comparaisons réalisées. On observe que la température indiquée par le thermocouple est inférieure d'environ 10% à celle obtenue par la méthode indirecte.



**Figure 3.20 :** Comparaison d'une mesure directe et d'une mesure indirecte

Il est bien difficile d'expliquer cette différence. Plusieurs hypothèses sont plausibles :

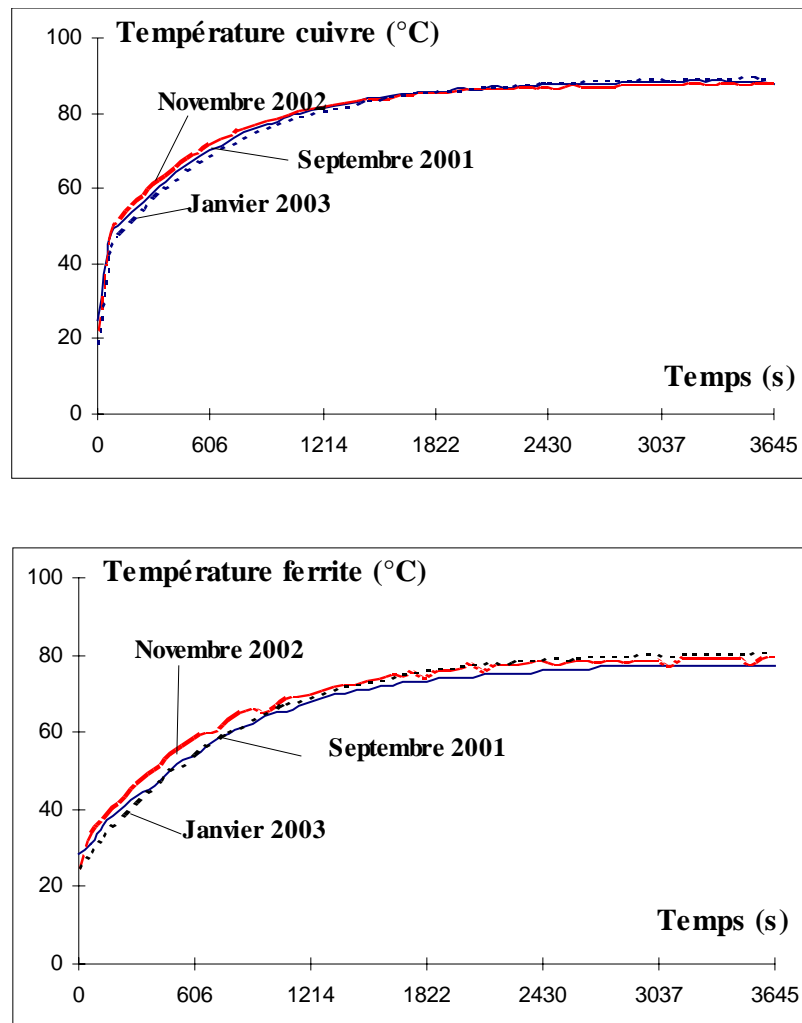
- ⇒ le thermocouple se comporte comme un shunt thermique ce qui contribue à baisser localement la température de la connexion.
- ⇒ le thermocouple n'étant pas idéalement situé, il ne mesure pas la température du cuivre, mais une température légèrement inférieure compte tenu du gradient de température entre le centre du cuivre et l'air ambiant.
- ⇒ le thermocouple n'étant pas vraiment soudé (il s'agit plutôt d'une soudure froide), une fine couche d'air entoure sa partie active, ce qui contribue à diminuer très localement la température mesurée.

Nous aurions souhaité améliorer la précision de la mesure mais les nombreux essais réalisés n'ont pas permis d'obtenir une précision meilleure que 10%. Il faudra se satisfaire de cette précision pour la détermination des éléments du schéma équivalent.

### 3.5.3 : Précision et répétabilité de la mesure des températures du bobinage et du matériau magnétique.

Pour caractériser la répétabilité des mesures réalisées à l'aide du banc thermique, nous avons réalisé le même essai sur plusieurs années. Cet essai (essai DC) consiste à alimenter l'échantillon sous test par un courant continu de forte amplitude et à relever l'évolution des températures cuivre et ferrite en fonction du temps. La figure 3.21 ci-après correspondant aux

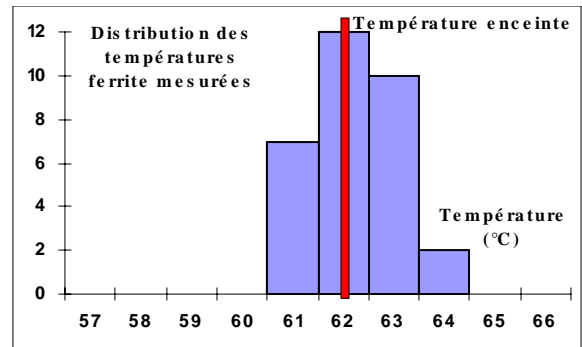
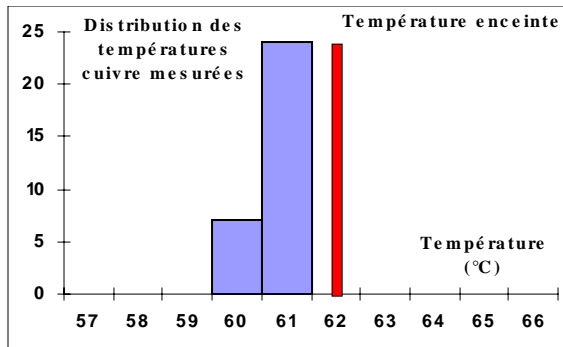
résultats obtenus au cours des trois dernières années, illustre la bonne répétabilité des mesures.



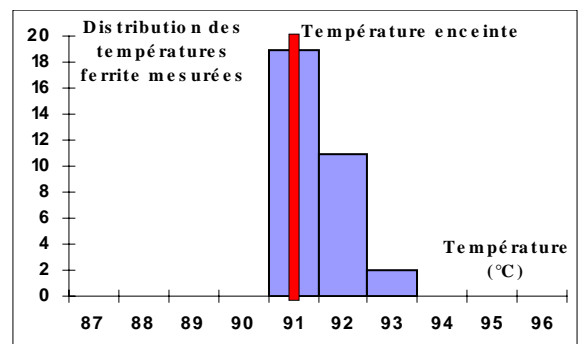
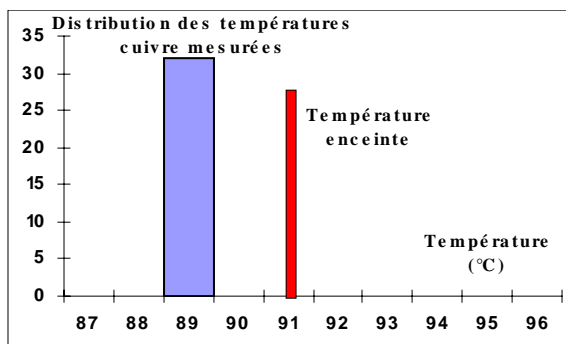
**Figure 3.21 : Répétabilité des mesures**

Concernant la précision des mesures, nous avons placé l'échantillon préalablement caractérisé dans une enceinte thermique contrôlée en température. Pour trois températures différentes (62°C, 91°C et 120°C) programmés dans l'enceinte thermique, nous avons relevé par une mesure directe la température intérieure et par des mesures indirectes la température du bobinage et la température du matériau magnétique. Ces mesures ont été réalisées en régime permanent de telle sorte que la température du composant était uniforme, une trentaine de mesures environ ont été effectuées à chaque fois.

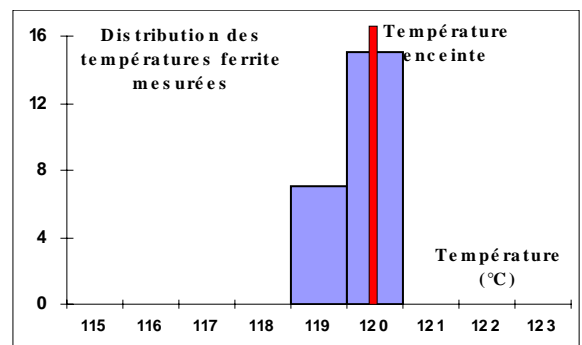
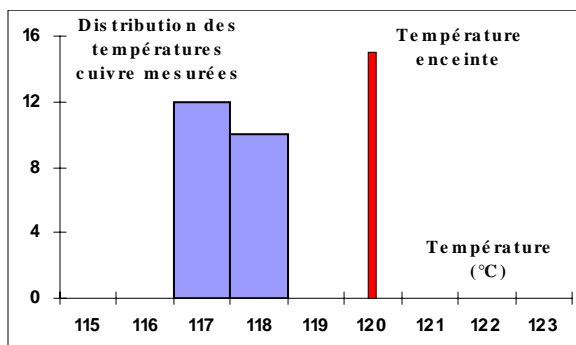
Les figures 3.22, 3.23 et 3.24 précisent la répartition des températures du cuivre et du matériau magnétique mesurées par les méthodes indirectes précédemment décrites.



**Figure 3.22 :** Distribution des températures mesurées pour  $T_{enceinte} = 62^{\circ}\text{C}$ .



**Figure 3.23 :** Distribution des températures mesurées pour  $T_{enceinte} = 91^{\circ}\text{C}$ .



**Figure 3.24 :** Distribution des températures mesurées pour  $T_{enceinte} = 120^{\circ}\text{C}$ .

Les figures précédentes montrent que la précision des mesures est très acceptable, les températures étant généralement mesurées à  $\pm 2^{\circ}\text{C}$ , seule la température du bobinage pour les fortes températures est entachée d'une erreur plus grande ( $\pm 3^{\circ}\text{C}$ ).

### 3.5.4 Conclusions

Pour la mesure des températures du composant sous test, étape indispensable à la détermination des éléments des modèles, nous avons choisi de développer un banc de caractérisation thermique. Afin d'éviter toute modification des composants, nous avons principalement retenu des méthodes de mesure indirectes, détermination des températures de l'enroulement et du matériau magnétique à partir des mesures de résistance et de courbe de première aimantation. Seule la détermination de la température de connexion nécessite une mesure directe par thermocouple. Pour chacune de ces méthodes nous avons vérifié la validité de la démarche et la précision des résultats obtenus. Nous disposons ainsi d'un banc de mesure spécifique bien adapté à la caractérisation thermique de régimes permanents et transitoires des composants magnétiques. Ce banc sera également utilisé pour valider dans des conditions d'utilisation les plus diverses les modèles proposés.

## **Chapitre 4**

# **DETERMINATION DES ELEMENTS DU MODELE**

Dans ce chapitre, nous présentons la procédure retenue permettant de déterminer à partir de mesures les différents éléments du modèle. Dans un premier temps, nous montrons comment caractériser d'un point de vue thermique le matériau magnétique et les bobinages. Puis nous présentons les essais nécessaires à l'identification des paramètres du modèle. Enfin, dans une dernière partie, nous précisons comment extraire à partir des mesures les valeurs des différents éléments du modèle.

#### **4.1. : CARACTÉRISATION THERMIQUE DES MATÉRIAUX.**

Ayant opté pour une mesure indirecte de la température du matériau magnétique et des bobinages, il est indispensable au préalable de les caractériser thermiquement. Ainsi il convient de relever, pour le composant à modéliser, l'évolution en fonction de la température :

- de l'induction magnétique  $B_{sat}$  du matériau utilisé
- des résistances des différents enroulements.

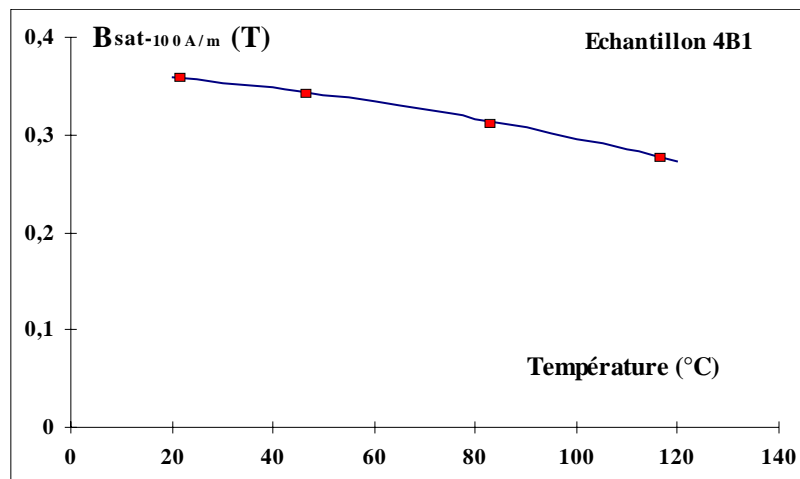
Dans l'absolu les caractérisations (matériau magnétique et cuivre) en fonction de la température sont à réaliser une fois pour toutes. Cependant pour une meilleure précision, il est préférable de procéder à une caractérisation pour chaque nouveau composant. Cette remarque s'applique tout particulièrement au matériau magnétique. Théoriquement, l'abaque du matériau magnétique  $B_{sat} = f(T^\circ)$  est indépendant de la géométrie du noyau utilisé et par conséquent il est utilisable pour tout composant utilisant le même matériau. En pratique on observe des dispersions de caractéristiques parfois significatives, dispersions dues entre autre au processus de fabrication. En revanche, pour les bobinages la dispersion des caractéristiques est beaucoup plus faible, le coefficient de température varie très peu et dans ce cas une caractérisation n'est pas indispensable, elle permet seulement d'améliorer la précision.

##### **4.1.1 Caractérisation du matériau magnétique**

*Mode opératoire :*

L'échantillon à caractériser est placé dans une enceinte thermique contrôlée en température, un capteur permet de mesurer la température à l'intérieur de l'enceinte au degré près. Lorsque l'équilibre thermique est atteint (durée qui dépend de la constante de temps thermique de l'échantillon sous test), on procède alors au relevé de la caractéristique de

première aimantation à l'aide du fluxmètre. Ainsi on obtient une valeur de l'induction à saturation  $B_{sat}$  à une température donnée. Quelques points de mesure suffisent pour déterminer l'évolution de l'induction à saturation pour une température variant de 25°C à 125°C. Plus classiquement, on relève l'induction pour une valeur donnée du champ excitateur. Par exemple la figure 4.1 donne l'évolution de l'induction notée  $B_{sat100}$  pour un champ appliqué de  $H_{app}=100A/m$ . Le matériau magnétique est un ferrite doux (B1 Thomson LCC).



**Figure 4.1** : Caractérisation du matériau (échantillon 4B1).

La variation de  $B_{sat}$  peut être correctement décrite par un polynôme d'ordre 2 de la forme :

$$B_{sat} = a.T^2 + b.T + c$$

Les paramètres a, b, c sont déterminés pour chaque matériau et/ou pour chaque composant.

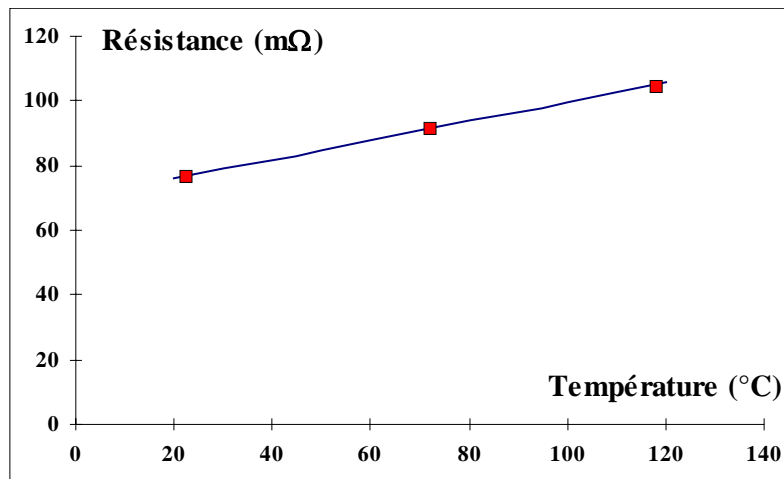
#### *Sensibilité :*

La mesure de  $B_{sat}$  permettra de déterminer la température moyenne du matériau lors de la caractérisation thermique du composant magnétique. On peut observer sur la caractéristique précédente qu'une erreur de 1% sur la mesure de  $B_{sat}$  conduit à une erreur de 3% sur la température soit 3°C pour  $T=100°C$ . Dans ces conditions il est indispensable de mesurer l'aimantation à saturation avec une erreur inférieure au pour cent, précision qu'il est raisonnablement facile d'atteindre avec l'appareillage décrit au chapitre précédent.



### 4.1.2 Caractérisation du bobinage

L'essai pour caractériser le bobinage est similaire à l'essai précédent : L'échantillon à caractériser est placé dans une enceinte thermique contrôlée en température. Lorsque l'équilibre thermique est atteint, on procède alors à la mesure de la résistance du bobinage à une température donnée. Quelques points de mesure suffisent pour obtenir la courbe  $R=f(T^\circ)$  compte tenu de l'évolution linéaire de la résistance en fonction de la température :  $R=R_0(1+\alpha T)$ . A titre d'exemple, la figure 4.2 donne l'évolution de la résistance mesurée d'un bobinage en fonction de la température. Le coefficient  $\alpha$  mesuré est très proche de celui du cuivre pur :  $\alpha_{\text{mesuré}}=3.99 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$  et  $\alpha_{\text{cuivre pur}}=4,00 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ .



**Figure 4.2 : Caractérisation du bobinage.**

Il convient de noter que la mesure de la résistance du bobinage nécessite quelques précautions :

- ✓ Il faut utiliser un fil de mesure très fin pour la mesure de la tension afin que ce dernier ne se comporte pas comme un shunt thermique vis à vis du bobinage. Utiliser un câble coaxial classique à la place d'un fil de mesure très fin, peut conduire à des erreurs de plusieurs degrés.

- ✓ Une mesure quatre fils est indispensable pour obtenir une précision acceptable. Une mesure de la résistance à 1% se traduit par une erreur de 3% sur la température.

## 4.2 : CARACTÉRISATION THERMIQUE DU COMPOSANT - ESSAIS.

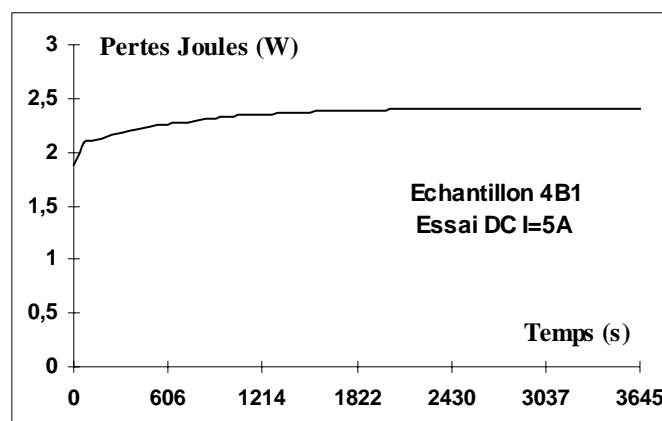
Dans ce paragraphe nous décrivons les essais à réaliser pour identifier les éléments du modèle thermique. Dans le paragraphe suivant nous montrerons comment effectuer

l'extraction des différents paramètres. Afin de déterminer les éléments du schéma équivalent thermique en statique et en dynamique, il est commode de réaliser des essais sur le principe suivant, essais correspondant à une réponse indicielle : on applique au composant sous test un échelon de puissance (la puissance fournie à l'enroulement primaire passe brutalement de la valeur 0 à une valeur constante ou sensiblement constante) puis on relève l'évolution de la température moyenne des bobinages et du matériau magnétique en fonction du temps. L'échelon de puissance est fourni par une source excitatrice. Nous effectuons deux essais différenciés par leur mode d'alimentation. Un premier essai est réalisé avec une excitation en courant continu de façon à ne produire que des pertes joules. Le deuxième essai est obtenu avec une excitation sinusoïdale haute fréquence de telle sorte que les pertes fer soient prédominantes par rapport aux pertes cuivre. Dans les deux cas, l'amplitude de l'excitation et donc l'amplitude de l'échelon de puissance imposée au composant est choisie de telle sorte que la température du matériau magnétique se situe autour de sa valeur optimisée (valeur donnée par le constructeur, pour les ferrites  $T^{\circ} \approx 80^{\circ}\text{C}$ ).

#### 4.2.1 Essai en continu.

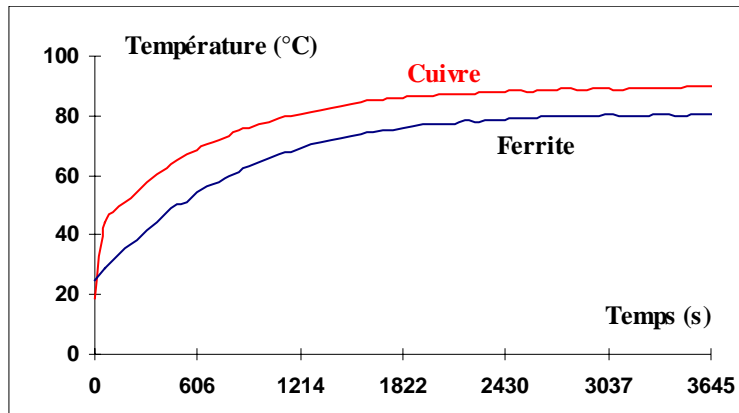
L'échantillon sous test est alimenté par une source continue de courant, seules les pertes dans le cuivre (perte joule) sont à considérer dans ce cas. Toutes les 60 secondes une acquisition est réalisée pour mesurer les températures du bobinage, du matériau et de la connexion.

Les figures 4.3 et 4.4 montrent les résultats obtenus avec un courant d'excitation de 5A appliqué sur l'échantillon 4B1.



**Figure 4.3 :** Evolution des pertes Joule en fonction du temps.

A courant constant, l'évolution des pertes est due à l'augmentation de la résistance du bobinage qui se stabilise lorsque le régime thermique permanent est atteint.

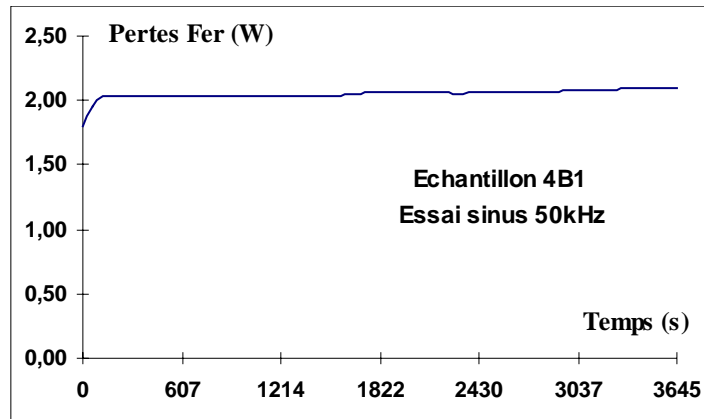


**Figure 4.4** : Evolution des températures du bobinage et du matériau magnétique en fonction du temps.

La température du bobinage est supérieure à celle du matériau. Ce résultat était prévisible étant donné que dans cet essai, alimentation en continu, il n'y a que des pertes cuivre. Ces pertes se traduisent par une montée en température du bobinage qui lui-même chauffe le matériau magnétique. Pour la phase d'identification des paramètres, cet essai va permettre de simplifier le modèle thermique équivalent du composant en supprimant la source liée aux pertes fer.

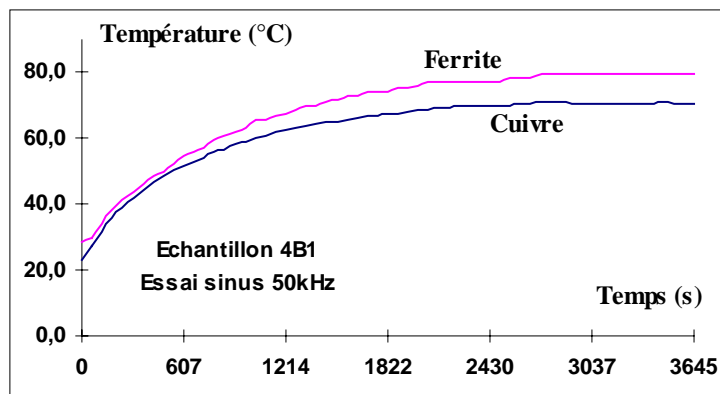
#### 4.2.2 Essai en haute fréquence.

Dans ce cas l'essentiel des pertes est constitué des pertes dans le matériau magnétique pertes par hystérésis et pertes par courant de Foucault. Il y a néanmoins une proportion non négligeable de pertes dans le cuivre qui doivent être prises en compte pour une meilleure précision du modèle. Les pertes totales sont mesurées à l'aide d'un wattmètre, les pertes cuivre calculées en utilisant la valeur de la résistance AC ( $P_j = R_{AC} \cdot I^2$ ), les pertes fer étant obtenues par soustraction des deux grandeurs précédentes ( $P_{fer} = P_{tot} - P_j$ ). L'évolution des pertes fer en fonction du temps est donné figure 4.5.



**Figure 4.5 :** Evolution des pertes fer en fonction du temps.

La figure 4.6 montre l'évolution des températures du cuivre et du matériau magnétique pour cet essai en haute fréquence.



**Figure 4.6 :** Températures mesurées  $T_{fe}$  et  $T_{cu}$ .

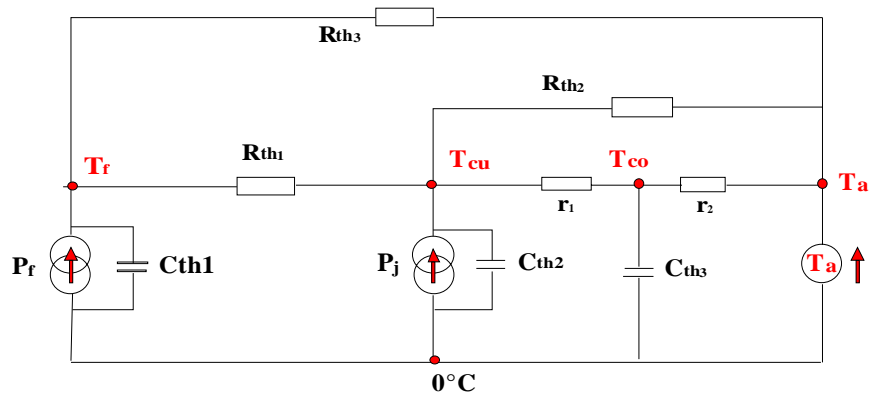
Les pertes étant essentiellement dues aux pertes dans le matériau magnétique, la température de ce dernier est supérieure à celle du cuivre.

Ces deux essais (en continu et en haute fréquence) font apparaître un régime transitoire et un régime permanent. Les valeurs obtenues en régime permanent permettent de calculer les résistances thermiques du modèle (les condensateurs n'intervenant qu'au niveau du transitoire).

Une identification entre courbes simulées et courbes mesurées au niveau du régime transitoire permettra de déterminer les capacités thermiques du modèle.

### 4.3 : DÉTERMINATION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE

La figure 4.7 ci-dessous rappelle la constitution du schéma thermique équivalent établi au chapitre II. Le modèle est constitué de cinq résistances et de trois capacités thermiques.



**Figure 4.7 :** Schéma équivalent thermique

L'objectif de ce paragraphe est de préciser les essais qui permettront d'identifier les éléments du schéma équivalent :

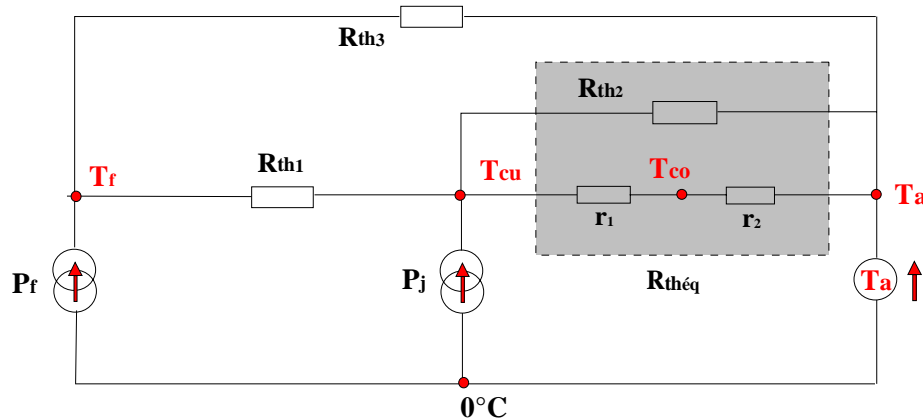
La première phase est relative à l'identification des résistances thermiques ; des essais en régime statique seront essentiellement utilisés.

La seconde phase concernant l'identification des capacités thermiques utilisera des essais dynamiques et plus précisément les réponses indicielles.

Il convient de préciser que le choix des essais et des solutions retenues dépendra de la simplicité de mise en œuvre des essais mais également de la précision.

#### 4.3.1. Détermination des résistances thermiques du modèle

En régime établi, les capacités thermiques du modèle n'interviennent plus. La figure 4.8 ci-après précise le schéma équivalent simplifié. Celui-ci fait apparaître trois résistances  $R_{th1}$ ,  $R_{th2}$  et  $R_{th\acute{e}q}$  que nous cherchons tout d'abord à identifier ( $R_{th\acute{e}q}$  est constituée des deux résistances  $r_1$  et  $r_2$  en parallèle avec  $R_{th2}$ ). Nous préciserons dans un second temps comment déterminer  $R_{th2}$ ,  $r_1$  et  $r_2$ .



**Figure 4.8 :** Schéma équivalent thermique en régime statique

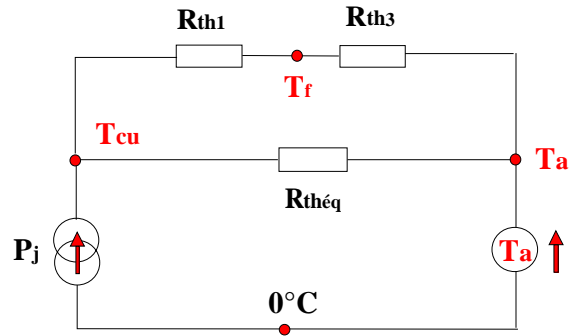
#### 4.3.1.1 Identification des résistances $R_{th1}$ , $R_{th2}$ et $R_{théq}$ .

Pour déterminer les résistances thermiques  $R_{th1}$ ,  $R_{th2}$  et  $R_{théq}$  du modèle nous utilisons les résultats de deux essais en régime établi, l'un lorsque le composant est alimenté en continu (les pertes fer sont alors nulles) l'autre correspondant à un essai en hautes fréquences, les pertes fer sont alors prépondérantes.

##### Essai DC

Lorsque le composant est alimenté par une source de tension continue, les pertes fer sont nulles ( $P_{fe} = 0W$ ), le schéma se simplifie encore (figure 4.9) ce qui permet d'obtenir les deux équations suivantes :

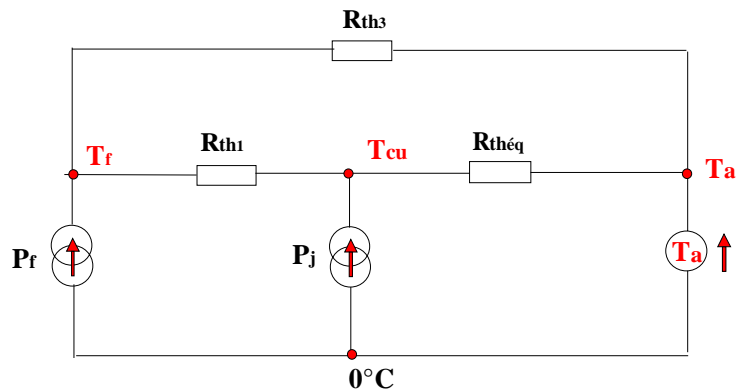
$$\begin{cases} T_{cu1} - T_{a1} = \frac{R_{th\acute{e}q} (R_{th1} + R_{th3})}{R_{th\acute{e}q} + R_{th1} + R_{th3}} P_{j1} & (1) \\ \frac{T_{cu1} - T_{f1}}{T_{f1} - T_{a1}} = \frac{R_{th1}}{R_{th3}} & (2) \end{cases}$$



**Figure 4.9 : Schéma équivalent statique ( $P_{fe}=0$ )**

### Essai HF

Durant l'essai en hautes fréquences, l'essentiel des pertes est dû aux pertes fer dans le matériau magnétique mais il est indispensable de tenir compte des pertes joules, ce que traduit le schéma de la figure 4.10.



**Figure 4.10 : Schéma équivalent statique**

Cet essai permet d'obtenir deux nouvelles équations.

$$\begin{cases} T_{f2} - T_{a2} = \frac{R_{th3} (R_{th1} + R_{th\acute{e}q})}{R_{th\acute{e}q} + R_{th1} + R_{th3}} P_{f2} + \frac{R_{th3} R_{th\acute{e}q}}{R_{th\acute{e}q} + R_{th1} + R_{th3}} P_{j2} & (3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{T_{f2} - T_{cu2}}{T_{cu2} - T_{a2}} = \frac{R_{th1} (R_{th1} P_{f2} - R_{th\acute{e}q} P_{j2})}{R_{th\acute{e}q} R_{th3} P_{f2} + R_{th\acute{e}q} (R_{th1} + R_{th3}) P_{j2}} & (4) \end{cases}$$

## Résultats

Ces deux essais en régime établi permettent d'obtenir quatre équations indépendantes avec seulement trois inconnues ( $R_{th1}$ ,  $R_{th2}$  et  $R_{théq}$ ). Une combinaison de trois de ces équations permet de déterminer les valeurs des résistances thermiques.

Nous avons le choix entre quatre combinaisons de trois équations. Nous avons retenu les systèmes formés des équations (1,2,4) et (2,3,4) à cause de leur plus faible sensibilité aux erreurs commises sur les mesures des températures et des pertes.

Les tableaux ci-dessous présentent les résultats obtenus avec l'échantillon 4B1. Conditions de mesure, pertes et températures mesurées sont consignées dans le premier tableau, les valeurs des résistances thermiques calculées par l'un ou l'autre des deux systèmes d'équations sont précisées dans le second.

Données	Ta	Tcu	Tfe	Pj	Pfe
<b>Essai DC I=5A</b>	21.5°C	87.8°C	78.9°C	2.41W	0W
<b>Essai HF 50kHz</b>	23.5°C	70.8°C	79.4°C	0.082W	2.09W

Calcul	$R_{th1}$ (°C/W)	$R_{th2}$ (°C/W)	$R_{théq}$ (°C/W)
<b>Système (1,2,4)</b>	9.1	58.7	46.4
<b>Système (2,3,4)</b>	8.2	53.2	42
<b>Moyenne</b>	8.7	55.9	44.2

***Tableau 4.1 : Détermination des résistances thermiques  $R_{th1}$ ,  $R_{th2}$  et  $R_{théq}$***

On observe une légère dispersion des valeurs des résistances thermiques suivant le système d'équation utilisé. Nous avons choisi de retenir comme valeur la moyenne des résistances calculées.

### *4.3.1.2 Identification des résistances $R_{th2}$ , $r_1$ et $r_2$ .*

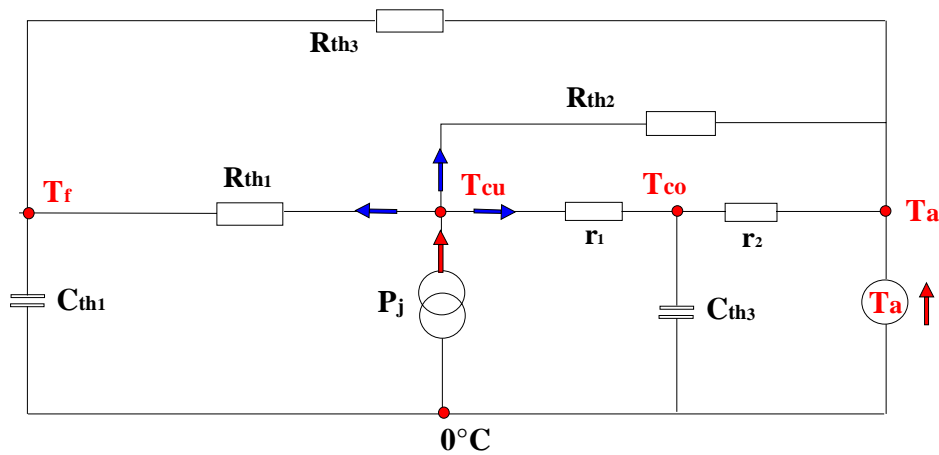
La résistance  $R_{théq}$  est constituée des trois résistances  $R_{th2}$ ,  $r_1$  et  $r_2$ . Pour déterminer la valeur de ces résistances, nous utilisons l'essai DC (alimentation du composant par une source de tension continue) en régime établi et en régime transitoire mais en tenant compte dans les deux cas de la température de connexion. Il peut paraître surprenant



d'utiliser une mesure en régime transitoire pour déterminer une résistance thermique, seules des considérations sur la précision des résultats nous ont conduit à retenir cette approche.

Le point de mesure en régime transitoire est pris de telle sorte que les différences entre les températures de connexion, du cuivre et de l'ambiante soient suffisamment importantes pour limiter les problèmes au niveau des calculs.

La figure 4.11 montre le schéma simplifié du modèle pour l'essai avec alimentation par une source de tension continue valable pour le régime thermique transitoire.



**Figure 4.11** : Schéma équivalent alimentation DC (régime thermique transitoire)

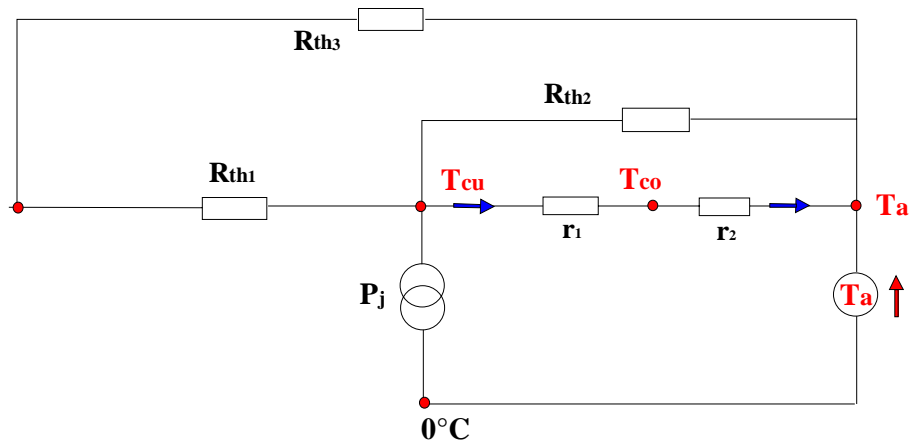
Le schéma ci-dessus permet d'écrire l'équation suivante :

$$P_j = \frac{T_{cu} - T_{co}}{r_1} + \frac{T_{cu} - T_a}{R_{th2}} + \frac{T_{cu} - T_f}{R_{th1}} \quad (5)$$

Remarque : on néglige l'influence du condensateur thermique  $C_{th2}$ , sa valeur étant très faible dans notre application (en revanche pour la simulation, sa présence est indispensable pour des questions de stabilité).

En régime établi le schéma se simplifie (figure 4-12), la connaissance de la température de connexion permet d'établir l'équation fixant la répartition entre les résistances  $r_1$  et  $r_2$  :

$$\frac{T_{cu} - T_{co}}{r_1} = \frac{T_{co} - T_a}{r_2} \quad (6)$$



**Figure 4.12** : Schéma équivalent alimentation DC (régime thermique permanent)

Partant des deux nouvelles équations (5) et (6) et de l'expression de  $R_{\text{éq}}$  ( $R_{\text{éq}} = r_1 / r_2 / R_{\text{th2}}$ ), nous obtenons les valeurs des différentes résistances recherchées.

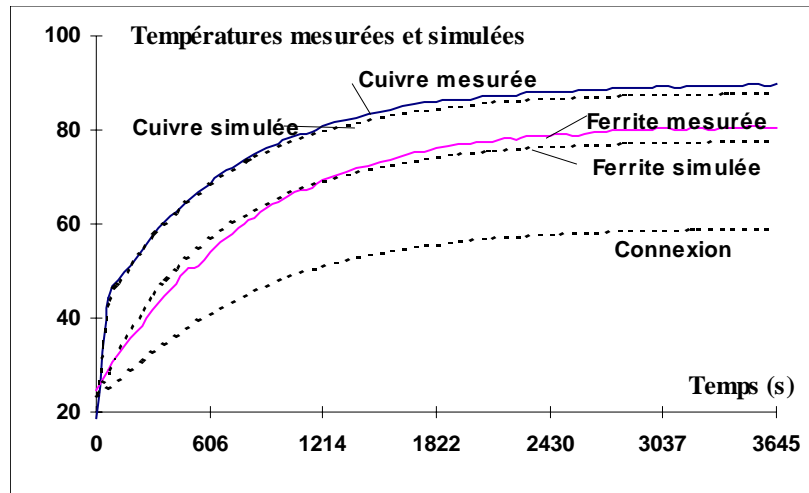
Pour l'échantillon test nous obtenons :

$$r_1 = 49.5^\circ\text{C/W} ; r_2 = 61.6^\circ\text{C/W} \text{ et } R_{\text{th2}} = 76.8^\circ\text{C/W}$$

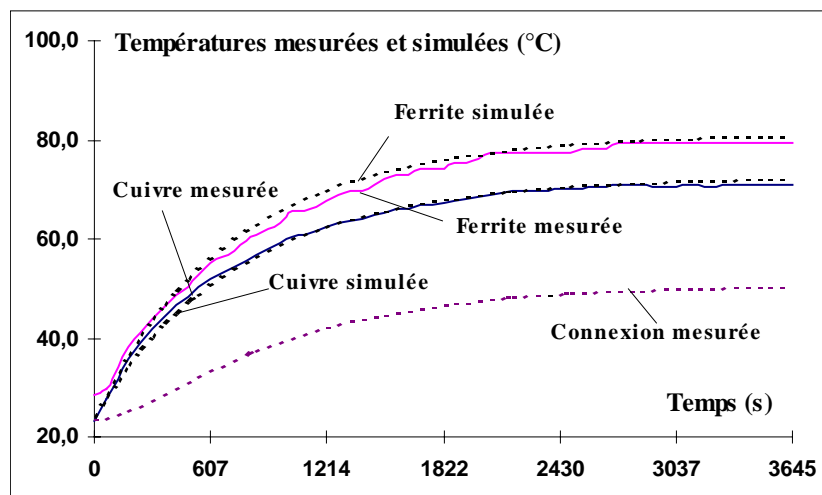
### 4.3.2. Détermination des capacités thermiques du modèle

La détermination des valeurs des capacités thermiques s'effectue en utilisant un essai en régime transitoire, classiquement, une réponse indicielle est utilisée. Il peut s'agir d'un essai en alimentation continue (les pertes Joules passant brusquement de zéro à une valeur donnée, les pertes fer étant nulles) ou d'un essai en hautes fréquences (dans ce dernier cas les pertes Joules ainsi que les pertes fer varient brutalement). Les valeurs des capacités sont obtenues par ajustement entre courbes mesurée et simulée. On compare ainsi l'évolution des températures du matériau et des bobinages en fonction du temps pour une excitation donnée en tenant compte des valeurs des résistances thermiques préalablement déterminées

Les figures 4-13 et 4-14 illustrent la démarche retenue pour la détermination des capacités thermiques. La figure 4-13 correspond à une alimentation par une source de courant continue du bobinage, tandis que la figure 4-14 correspond à un essai en haute fréquence.



**Figure 4.13** : Détermination des capacités thermiques - Alimentation DC



**Figure 4.14** : Détermination des capacités thermiques - Alimentation HF.

Sur les exemples précédents, il est possible d'obtenir une assez bonne concordance entre courbes mesurées et simulées. En revanche il faut utiliser des capacités de valeurs légèrement différentes. Le tableau ci dessous donne les valeurs des capacités thermiques retenues dans ces deux cas pour l'échantillon 4B1 :

Essai	Essais en DC	Essais en HF 50kHz	Moyenne
$C_{th1}$ (en J/°C)	17	20.7	18.9
$C_{th3}$ (en J/°C)	10.1	10.5	10.3

**Tableau 4.2** : Détermination des capacités thermiques pour l'échantillon 4B1.

Remarques :

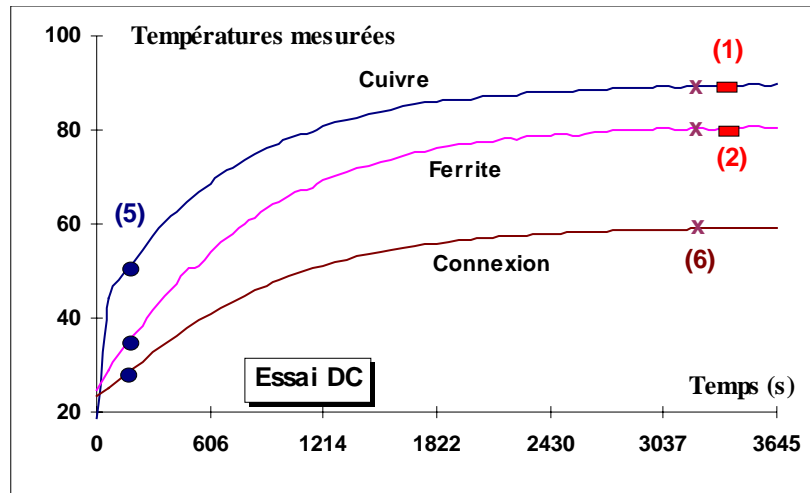
- Au niveau de la simulation, nous prenons une valeur très faible pour la capacité thermique  $C_{th2}$ , celle-ci représente en effet la capacité thermique de l'enroulement qui est dans notre application très faible devant la capacité thermique de la connexion. Dans ce cas particulier elle n'intervient que pour des problèmes de simulation, elle a très peu d'influence sur les résultats.
- Il est possible de déterminer par calcul la capacité thermique liée au noyau magnétique  $C_{th1}$ . Cette démarche demande une bonne connaissance de la géométrie du noyau et des caractéristique du matériau (chaleur massique, densité ....). Il en est de même de la capacité thermique de l'enroulement. En revanche, le calcul de la capacité de la connexion est beaucoup plus compliqué.

**4.3.3. Bilan des essais à effectuer pour la détermination des paramètres.**

Seuls deux essais sont nécessaires pour la détermination des éléments du modèle : un essai DC c'est à dire utilisant une source de tension continue et un essai en haute fréquence. Dans les deux cas, il s'agit de réponse indicielle comme l'indique les figures 4.15 et 4.16 ci-après.

L'essai avec alimentation par une source continue fournit les données nécessaires à la résolution des équations

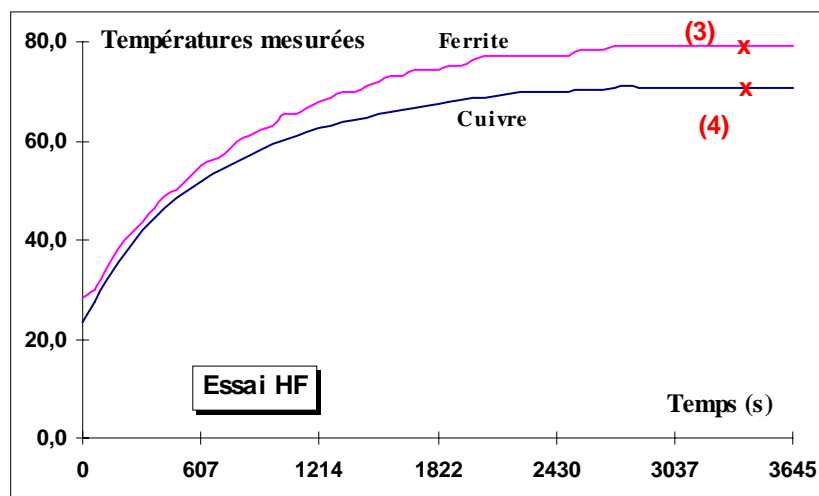
- (1) : température cuivre en régime statique
- (2) : température ferrite en régime statique
- (5) : températures cuivre, ferrite et connexion en régime dynamique
- (6) : températures cuivre, ferrite et connexion en régime statique



**Figure 4.15 :** Mesures nécessaires à l'identification des éléments du modèle .

L'essai avec alimentation haute fréquence fournit les données nécessaires à la résolution des équations

- (3) : température ferrite en régime statique
- (4) : température cuivre en régime statique



**Figure 4.16 :** Mesures nécessaires à l'identification des éléments du modèle

Les réponses indicielles de l'un ou de l'autre des essais permettent de déterminer les capacités thermiques.

#### **4.4 : CONCLUSION**

Nous avons montré que seuls deux essais, l'un avec une source de tension continue, l'autre en haute fréquence suffisent pour identifier les éléments du schéma équivalent. Un de nos objectifs, relatif au nombre restreint de données expérimentales nécessaires à l'identification des éléments du modèle est atteint.

Dans le chapitre suivant, nous comparons les résultats de simulation obtenus avec ce modèle et des résultats de mesures dans différentes conditions d'excitation. Nous montrons que ce modèle bien que relativement simple permet d'obtenir une bonne précision sur les valeurs des températures.

## **Chapitre 5**

# **VALIDATION DU MODELE**

## 5.1 : INTRODUCTION

Au cours du chapitre précédent nous avons montré qu'il était possible à l'aide de deux réponses indicielles, l'une sous excitation continue, l'autre sous excitation haute fréquence, d'identifier les valeurs des différents éléments du modèle établi au chapitre II. Le modèle constitué d'un nombre réduit de résistances et de capacités thermiques répond à notre cahier des charges initial : simplicité, nombre de données expérimentales limitées et rapidité d'exécution. Cependant, afin de valider complètement notre démarche, il est indispensable de vérifier la précision du modèle dans des conditions les plus diverses de fonctionnement et d'en préciser ses limites de validité.

Dans ce chapitre, pour valider le modèle nous comparerons résultats expérimentaux obtenus à l'aide du banc de caractérisation thermique décrit au chapitre III et résultats de simulation obtenus à l'aide du simulateur PACTE [Allard-97] [Hervé-94] spécialement conçu pour la simulation des composants et des circuits en électronique de puissance. Cet outil, développé au CEGELY utilise le formalisme des graphes de liens, langage structuré et unifié pour tous domaines physiques. Il est particulièrement bien adapté à la modélisation de composants pour lesquels phénomènes magnétiques, électriques et thermiques sont étroitement liés. Il permet également de prendre en compte régime statique comme régime transitoire quelles que soient les constantes de temps des systèmes considérés.

Nous montrerons que le modèle proposé bien que relativement simple permet d'obtenir une bonne précision sur les valeurs des températures.

## 5.2 : VALIDATION EXPERIMENTALE

Pour valider notre travail nous comparons les résultats de simulation et les résultats de mesures obtenues dans des conditions aussi diverses que possible, mais correspondant cependant à des conditions d'utilisation réalistes du composant. Trois types d'excitation ont été utilisés :

- ✓ Excitation continue pour laquelle les pertes dans le matériau magnétique sont nulles.
- ✓ Essai en haute fréquence, dans ces conditions les pertes dans le cuivre sont très faibles.
- ✓ Essai à moyenne fréquence, dans ce cas perte cuivre et perte fer sont sensiblement du même ordre de grandeur.



Différents niveaux de pertes ont été utilisés afin de faire fonctionner le composant dans une large gamme de température, typiquement entre 40°C et 120°C, cette dernière température constituant la limite haute de fonctionnement imposée par le bobinage et plus précisément par l'isolant du fil de cuivre. De plus en électronique de puissance, il n'est pas fréquent de faire fonctionner les composants magnétiques au delà de 120°C compte tenu des caractéristiques des matériaux magnétiques qui se dégradent fortement au delà de cette température (augmentation des pertes et diminution de l'induction à saturation).

Nous validons généralement par le même essai comportement statique et comportement dynamique en utilisant des réponses indicielles ou une suite d'échelons.

Les différentes comparaisons présentées portent toutes sur l'échantillon de référence (circuit magnétique torique, matériau B1). Les températures du cuivre  $T_{cu}$  et du matériau  $T_{fe}$ . ont été relevées à l'aide de mesures indirectes alors que la température de connexion  $T_{con}$  est obtenue à l'aide d'un thermocouple comme indiqué au chapitre III.

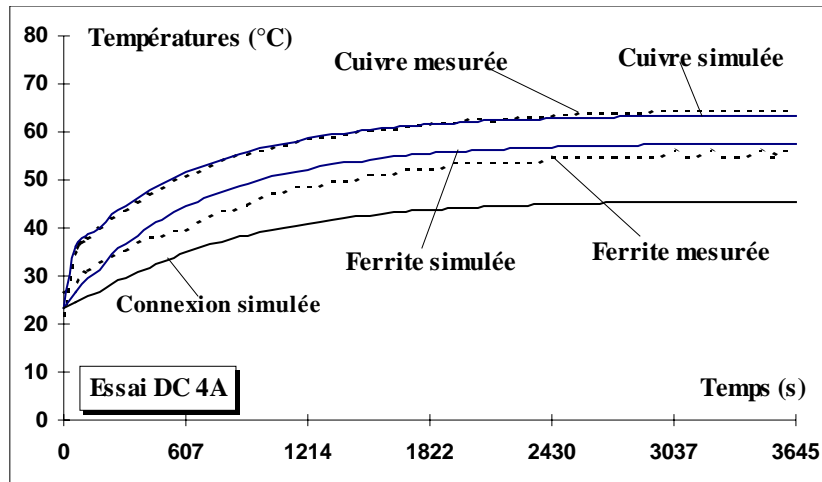
### **5.2.1 Essais en régimes statiques et dynamiques.**

Ces essais permettent d'étudier le comportement du modèle en régime statique comme en régime dynamique. Un échelon de puissance (pertes cuivre, pertes fer ou pertes cuivre et fer) est appliqué au composant à la température ambiante.

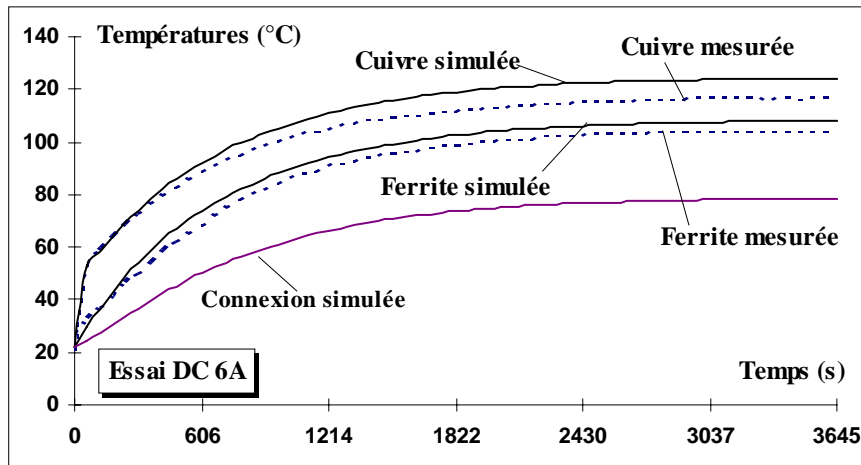
#### ***Alimentation par une source de courant continue.***

L'échantillon sous test est alimenté par une source continue, toutes les 60 secondes une acquisition est réalisée pour mesurer les températures du bobinage et du matériau. En utilisant une alimentation continue, seules les pertes dans le cuivre sont à considérer. Ainsi pour la simulation, nous prenons  $P_{fe}=0W$  et  $P_{cu}$  identiques à celles mesurées (donc variant légèrement en fonction du temps). La température de connexion sera également calculée.

Les figures 5.1 et 5.2 montrent l'évolution des températures pour deux valeurs du courant d'alimentation donc des pertes cuivre. En régime permanent les pertes Joule valent respectivement 1.43W ( $I_{DC}=4A$ ) et 3.81W ( $I_{DC}=6A$ ).



**Figure 5.1 :** Températures mesurées et simulées en DC pour un courant  $I_{DC} = 4A$ .



**Figure 5.2 :** Températures mesurées et simulées en DC pour un courant  $I_{DC} = 6A$ .

Dans ce type d'essai nous observons des températures cuivre largement supérieures aux températures du matériau magnétique. Ce résultat était prévisible puisque les pertes sont dissipées uniquement dans le cuivre, l'échauffement est donc le plus grand dans ce matériau. En régime établi, nous remarquons une bonne concordance entre les températures calculées et les températures mesurées que ce soient les températures du cuivre ou celles du matériau magnétique. L'écart le plus important ( $9^{\circ}C$ ) est observé pour les fortes températures (essai à  $I_{DC}=6A$ ) ce qui correspond à une erreur inférieure à 10%. L'augmentation de l'écart pour les températures les plus élevées semble indiquer une limite du modèle, peu préoccupante cependant puisque les températures au delà de  $120^{\circ}C$  constituent classiquement les limites de fonctionnement des composants magnétiques.

En régime dynamique, les écarts entre températures calculées et mesurées restent également faibles. Les deux capacités thermiques déterminées au chapitre précédent permettent de prendre en compte le régime transitoire avec une précision tout à fait satisfaisante.

### *Essai en haute fréquence.*

Dans cet essai l'essentiel des pertes est constitué des pertes dans le matériau magnétique. Les pertes totales ( $P_{\text{fer}}$  et  $P_{\text{cu hf}}$ ) sont obtenues par une mesure directe utilisant un wattmètre. Les pertes joules sont données par la formule suivante :  $P_{\text{cu hf}} = R_{\text{ac}} \cdot I^2$  où  $R_{\text{ac}}$  représente la résistance du bobinage mesurée à 50kHz ou 100kHz grâce à un pont d'impédance et  $I$  représente la valeur efficace du courant mesurée.

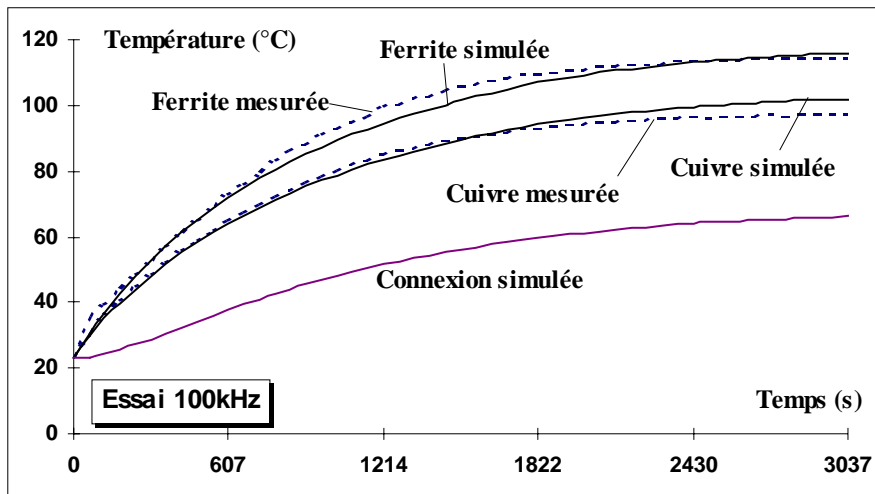
En ce qui concerne la simulation, nous avons tenu compte de l'évolution des pertes en fonction du temps ( $P_{\text{fe}} = f(t)$  valeurs identiques à celles de l'essai, on utilise le fichier de mesure comme entrée) et pour les pertes cuivre  $P_{\text{cu hf}}$  nous avons utilisé la valeur obtenue en fin de mesure.

Deux fréquences de fonctionnement ont été étudiées : 50 kHz et 100 kHz. Pour chacune de ces deux fréquences, deux essais différents ont été réalisés :

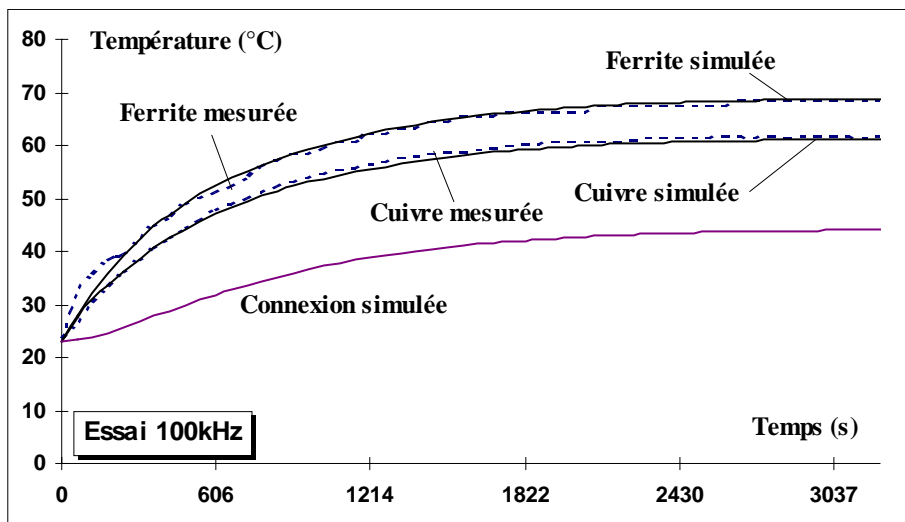
- ✓ l'un sous faible tension excitatrice se traduisant ainsi par des pertes faibles et un échauffement modéré.
- ✓ l'autre avec une excitation permettant d'atteindre les limites acceptables des températures de fonctionnement.

Les figures 5.3 à 5.6 ci-après donnent l'évolution des températures mesurées et simulées du cuivre et du matériau magnétique en fonction du temps.

$F = 100 \text{ kHz}$  :

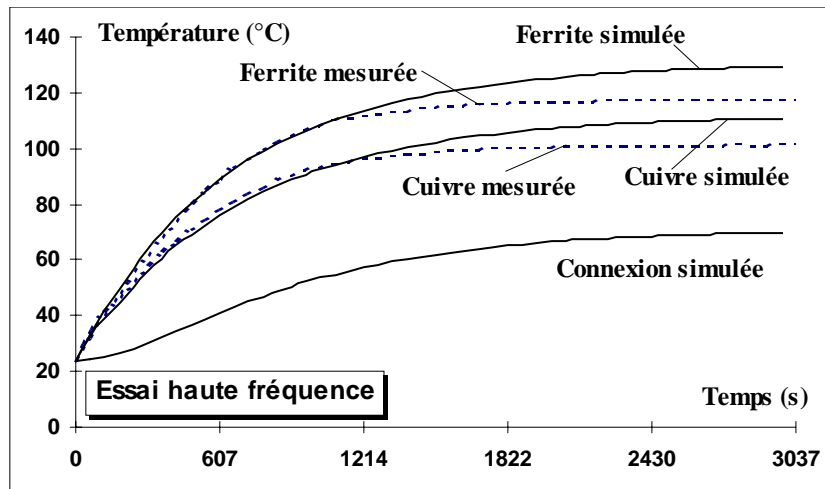


**Figure 5.3 :** Températures mesurées et simulées pour un essai en haute fréquence ( $f=100 \text{ kHz}$ ,  $P_f = 3.30 \text{ W}$  et  $P_{cuhf} = 0.172 \text{ W}$ ).

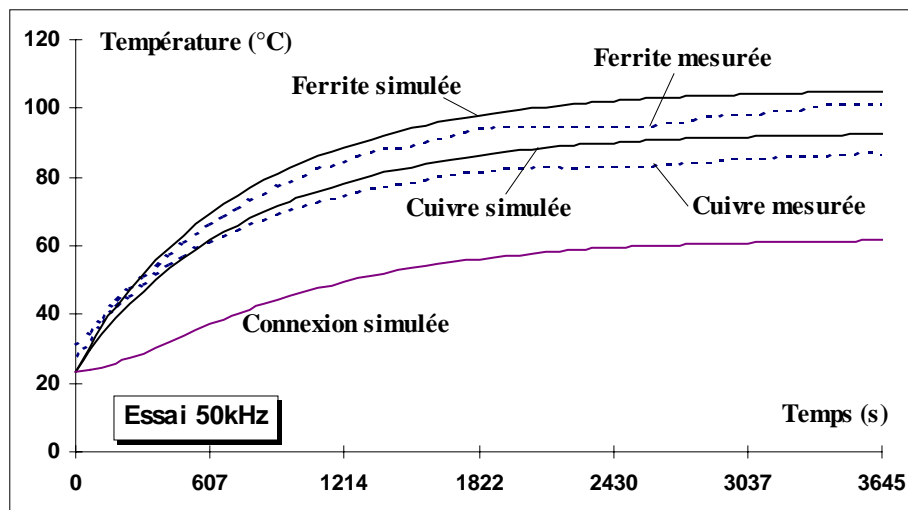


**Figure 5.4 :** Températures mesurées et simulées pour un essai en haute fréquence ( $100 \text{ kHz}$ ,  $P_f = 1.5 \text{ W}$  et  $P_{cuhf} = 0.108 \text{ W}$ ).

$F = 50 \text{ kHz}$  :



**Figure 5.5 :** Températures mesurées et simulées pour un essai en haute fréquence ( $f=50 \text{ kHz}$ ,  $P_f = 3.82 \text{ W}$  et  $P_{\text{cuhf}} = 0.244 \text{ W}$ ).



**Figure 5.6 :** Températures mesurées et simulées pour un essai en haute fréquence ( $f=50 \text{ kHz}$ ,  $P_f = 2.92 \text{ W}$  et  $P_{\text{cuhf}} = 0.109 \text{ W}$ ).

Contrairement aux essais précédents (essai DC), la température dans le matériau magnétique est plus élevée que la température dans le cuivre. Ce résultat était naturellement prévisible puisque dans ce second essai l'essentiel des pertes est concentré dans le matériau magnétique. Pour chacun des quatre essais (5.3 à 5.6) nous observons un bon accord entre températures mesurées et températures simulées :

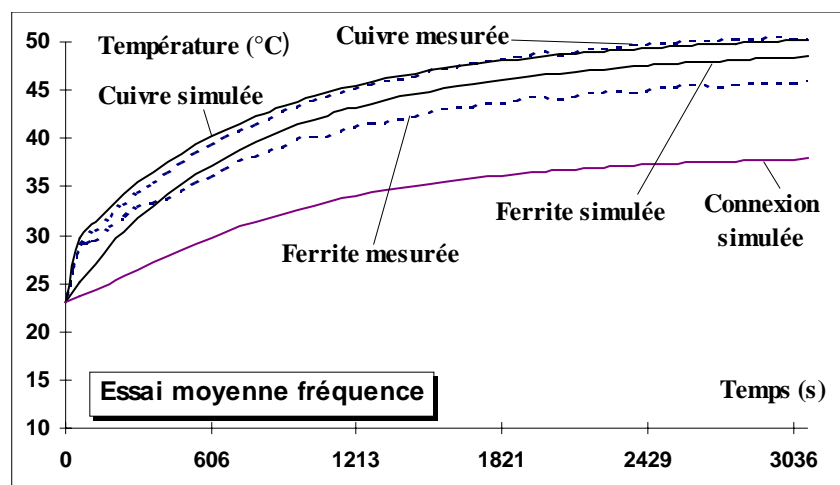
En régime transitoire les courbes mesurées et simulées se superposent de façon quasi-idéale, les écarts ne dépassent pas quelques pour cent quel que soit l'essai (essai à faibles pertes ou essai à température élevée).

En régime thermique permanent, les écarts restent relativement faibles sauf pour l'essai de la figure 5.5 pour lequel on observe un écart de l'ordre de 10% entre températures mesurées et simulées. Cet essai correspond à des pertes élevées et à un échauffement supérieur à 120°C du matériau magnétique. Comme pour les essais avec une alimentation continue, on observe des écarts plus importants aux températures élevées ce qui semble confirmer les limites du modèle.

### *Essai aux fréquences moyennes*

En basse fréquence les pertes sont constituées essentiellement de pertes par effet Joule, aux plus hautes fréquences les pertes dans le matériau magnétique sont prépondérantes si l'on conserve un niveau d'excitation élevé. Aux fréquences intermédiaires les pertes fer et cuivre interviennent à des proportions à peu près égales. Il était donc intéressant de vérifier le comportement du modèle pour ces conditions d'utilisation. Pour le composant test utilisé, ces fréquences sont inférieures ou égales à 10 kHz.

La figure 5-7 ci-après compare l'évolution des températures simulées et mesurées pour ce mode de fonctionnement. On observe également une bonne concordance entre simulation et mesure. Il aurait été intéressant d'effectuer le même essai à des niveaux d'excitation plus élevés afin d'atteindre des températures de fonctionnement supérieures à 100°C. Malheureusement nos moyens d'excitation ne nous ont pas permis de réaliser de tels essais.



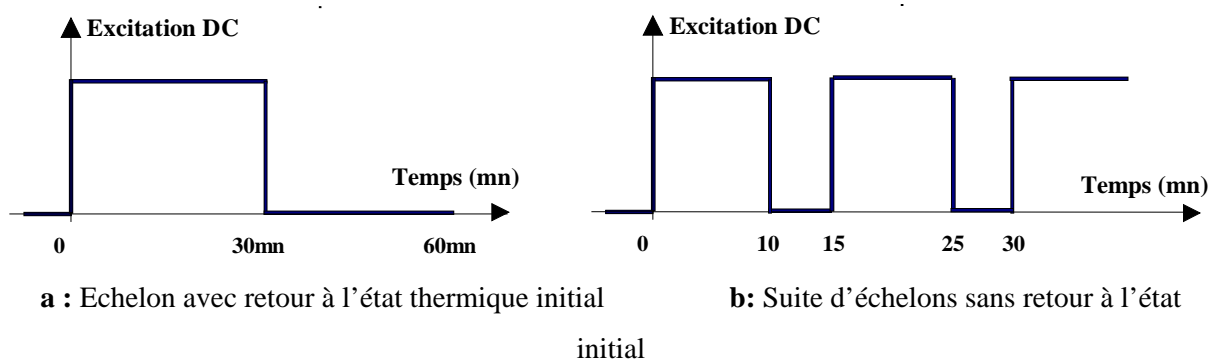
**Figure 5.7** : Températures mesurées et simulées pour un essai aux fréquences moyennes  
( $f=2.8$  kHz avec des pertes  $P_f=0.28$ W et  $P_j=0.8$ W)

### Conclusions

Les essais précédents, correspondant à une réponse indicelle (les pertes Joule ou fer variant brutalement de zéro à une valeur sensiblement constante) ont permis d'étudier le comportement du modèle en régime statique comme en régime dynamique. Les écarts observés entre températures mesurées et simulées sont très acceptables, l'écart ne dépassant pas 10 %. Il nous reste à vérifier le comportement du modèle pour des excitations plus complexes.

#### 5.2.2 Succession de régimes thermiques transitoires

Nous avons souhaité étudier le comportement du modèle pour des régimes thermiques plus complexes correspondant à une suite d'échelons avec ou sans retour à l'état initial, comme l'indique la figure 5.8 ci-dessous. Ces conditions d'excitation correspondent à des conditions classiques d'utilisation.

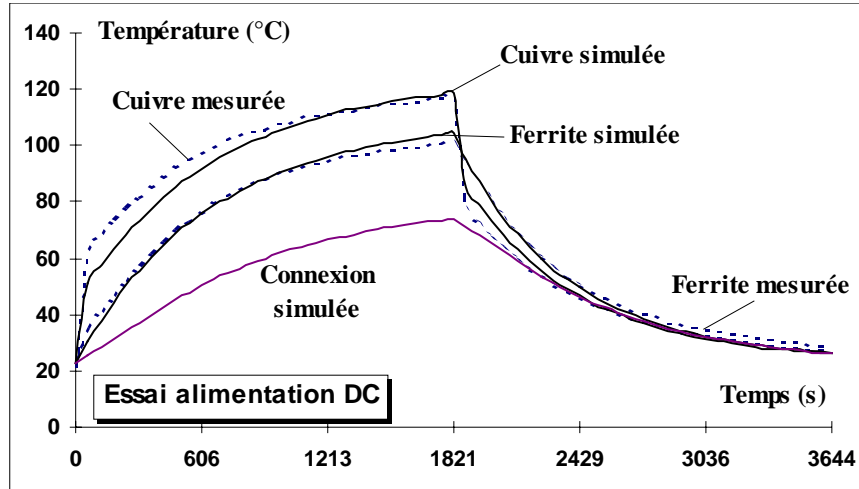


**Figure 5.8 :** Suite d'échelons

Ces essais ont été réalisés à l'aide d'une source de courant continu afin d'obtenir la meilleure précision possible sur la mesure des pertes ce qui permet de comparer dans des conditions satisfaisantes mesure et simulation. Pour ce type d'excitation seules les pertes cuivre interviennent.

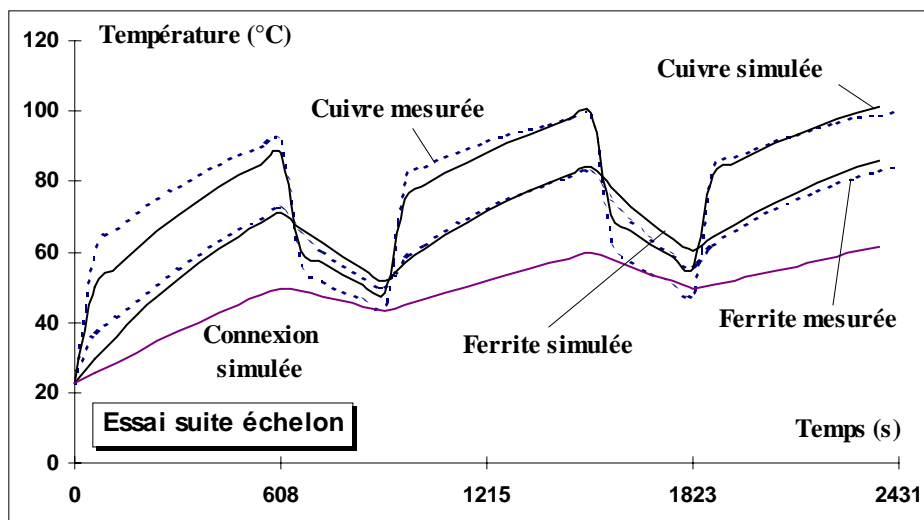
Les figures 5.9 et 5.10 donnent l'évolution des températures simulées et mesurées en fonction du temps pour les deux types d'essais définis précédemment.

Le composant étant initialement à température ambiante, il est alimenté pendant 30 minutes puis l'alimentation est ensuite arrêtée. Les températures augmentent sans atteindre le régime permanent puis reviennent à leurs valeurs de départ.



**Figure 5.9 :** Températures mesurées et simulées excitation source DC ( $I=6A$  30 min de chauffe et 30 min d'arrêt).

A chaque échelon, on observe une variation très rapide de la température du cuivre. Cette variation est relativement bien prise en compte par le modèle. On observe cependant un écart significatif (une dizaine de degrés) juste après l'échelon, écart qui s'atténue assez rapidement. La température du matériau magnétique évolue sans brusque variation et les écarts entre températures mesurées et simulées restent faibles.



**Figure 5.10 :** Températures mesurées et simulées excitation source DC ( $I = 6A$  avec 10 min de chauffe et 5 min d'arrêt).



Les remarques relatives à l'essai précédent (figure 5.9) restent valables pour la suite d'échelons présentée figure 5.10 :

Pour le matériau magnétique les températures simulées sont très proches de celles mesurées.

La précision sur le calcul de la température du cuivre est un peu moins bonne, tout particulièrement lors des variations brusques de la puissance dissipée.

Globalement on observe un bon accord entre courbes simulées et mesurées, le modèle est capable de rendre compte de régimes thermiques transitoires complexes.

### 5.3 CALCUL DES CAPACITÉS THERMIQUES ET COMPARAISON.

Tous les éléments du modèle, résistances et capacités thermiques ont été identifiés à partir de données expérimentales. Si le calcul des résistances est particulièrement difficile, il est en revanche possible d'obtenir certaines capacités thermiques en connaissant les dimensions géométriques des éléments et les caractéristiques des matériaux (chaleur massique et masse volumique).

$$C_{th} = \rho \cdot v \cdot c \quad (5)$$

où  $\rho$  représente la masse volumique (en  $\text{kg/m}^3$ ),  $v$  le volume (en  $\text{m}^3$ ) et  $c$  la chaleur massique (en  $\text{J/kg} \cdot ^\circ\text{C}$ ).

Le tableau ci-après donne pour chacune des trois capacités les éléments de calcul.

	$C_{th1}$ (ferrite)	$C_{th2}$ (Bobinage)	$C_{th3}$ (Connexion)
$\rho$ masse volumique ( $\text{kg/m}^3$ )	4800	8900	8900
$v$ volume ( $\text{m}^3$ )	$6,66 \cdot 10^{-6}$	$0,035 \cdot 10^{-6}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$ (1)
$c$ chaleur massique ( $\text{J/kg} \cdot ^\circ\text{C}$ )	$0,75 \cdot 10^3$	$0,38 \cdot 10^3$	$0,38 \cdot 10^3$
Capacité thermique calculée ( $\text{J}/^\circ\text{C}$ )	24	0,12	5
Capacité thermique « mesurée » ( $\text{J}/^\circ\text{C}$ )	18.9	(2)	10.3

**Tableau 5.1 : Capacités estimées à partir de mesure et capacités calculées**

(1) Le volume de la douille de connexion est obtenue avec une grande imprécision.

(2) Il est impossible d'obtenir cette valeur à partir des mesures, l'influence de cet élément n'étant pas significatif sur les courbes simulées.

En comparant les capacités thermiques obtenues par simulation et celles calculées par cette méthode élémentaire, on s'aperçoit que les capacités thermiques calculée et mesurée liée au matériau magnétique ou à la connexion sont relativement proches.

L'approche expérimentale ne permet pas d'obtenir avec précision la capacité  $C_{th2}$ . Cette dernière étant très faible, son influence est très limitée et toute identification à partir de données expérimentales est illusoire.

## 5.4 : CONCLUSION

De nombreuses comparaisons entre données expérimentales et résultats de simulation ont permis de montrer que le modèle proposé répond à notre cahier des charges initial. Il permet de prendre en compte les comportements thermiques statique et dynamique du composant test utilisé pour valider notre démarche. Les températures sont estimées avec une précision meilleure que 10 % dans les conditions classiques d'utilisation, c'est à dire pour des températures comprises entre 40°C et 120°C. Nous avons également montré que pour des excitations thermiques complexes, le modèle était capable de déterminer avec une précision satisfaisante les différentes températures.

Les comparaisons réalisées mettent cependant en évidence quelques limites du modèle présenté. Tout d'abord nous avons pu observer que pour les températures élevées (supérieures à 120°C) les écarts entre mesure et simulation augmentent de façon significative. D'autre part les variations rapides de la température du cuivre lors d'échelon de pertes Joule sont partiellement prise en compte par notre modèle.

Malgré ces imperfections, la qualité des résultats obtenus nous permet d'affirmer que les limites du modèle se situent au delà du domaine d'utilisation classique du composant.



## **CONCLUSION GENERALE**

Le développement d'outils de simulation en électronique de puissance, impose la mise au point de modèles simples mais suffisamment réalistes des différents composants utilisés dans les convertisseurs. Si la modélisation des composants actifs a connu un essor considérable, il n'en est pas de même des composants passifs. La modélisation de ces derniers composants s'est tout d'abord limitée à la prise en compte de quelques éléments parasites. Dans un passé plus récent des modèles permettant de prendre en compte les non-linéarités du matériau ont été développés. Depuis plusieurs années la prise en compte de la température constitue une préoccupation majeure pour la modélisation des composants actifs et passifs. Aussi il nous est apparu particulièrement intéressant de développer un modèle thermique de composant magnétique compte tenu de l'influence de ce paramètre sur les caractéristiques de ces composants.

Notre travail consistait alors à mettre au point un modèle permettant de calculer la température de fonctionnement du composant à partir des pertes cuivre et fer. Il n'était pas question d'établir une cartographie complète des températures mais plutôt de déterminer la température de fonctionnement de quelques zones particulières du composant (noyau magnétique et enroulements). Moyennant quelques approximations, la méthode nodale s'est avéré bien adaptée à nos préoccupations. A l'aide d'un composant test que nous avons choisi, nous avons tout d'abord analysé les transferts thermiques dans le composant pour aboutir à un schéma équivalent constitué d'un nombre limité d'éléments.

Pour identifier ces éléments, résistances et capacités thermiques, nous avons contribué au développement d'un appareillage spécifique, permettant de caractériser d'un point de vue thermique le composant. Sans aucune modification du composant sous test et avec seulement deux essais, le banc de caractérisation ainsi développé permet d'obtenir les données nécessaires à l'identification des paramètres du modèle. Nous avons toujours porté, au cours de cette démarche expérimentale, un regard attentif à la qualité et à la validité des mesures effectuées.

Cet équipement nous a également servi à valider le modèle en comparant données expérimentales et résultats de simulation dans des conditions de fonctionnement très diverses. Le modèle obtenu permet de déterminer les températures moyennes de chacune des zones isothermes avec une précision satisfaisant notre cahier des charges initial (erreur inférieure à 10%) en régimes statique et dynamique.

La prochaine étape consistera à utiliser la même méthodologie pour développer des modèles thermiques de composants à plusieurs enroulements et présentant des géométries plus complexes.

Enfin, la simplicité du modèle thermique obtenu est tout à fait compatible avec la prise en compte des phénomènes électriques et magnétiques dans un modèle complet de composants magnétiques, l'introduction du modèle dans le logiciel de simulation de circuit PACTE, est naturellement envisagée.

## **Chapitre VII**

### **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

## Références bibliographiques chapitre I

- [1] : **PATRICK B.** *Ferrites doux*. Techniques de l'ingénieur, traité de l'électronique. Juin 1987. E 1760, p. 1-16.
- [2] : **RICHARD L.** *Ferrites faibles pertes pour applications fréquentielles*. Techniques de l'ingénieur, traité de l'électronique. 2000, E 1760, p1 – 20.
- [3] : **E.C SNELLING.** *Soft ferrites. Properties and applications*. Second edition. London Butterworth.1988. Chap.9 Power transformer and inductors p255-294.
- [4] : **J. J ROUSSEAU.** *Modélisation des composants magnétiques en électronique de puissance*. Hdr, chap 4. INSA Lyon. 1996.
- [5] : **J.P. FERRIEUX et F. FOREST.** *Alimentation à découpage convertisseurs à résonance* chap II Alimentation à découpage à commutation commandée. 3<sup>e</sup> édition, Dunod. Paris. 1999.
- [6] : **KERADEC J-P, COGITORE B, BLACHE F.** *Power transfer in two-winding transformer: from 1-D propagation to an equivalent circuit*. IEEE Transactions on Magnetic. 32, n° 1, 1996. p274-281.
- [7] : **PRIETO R., ASENSI R., COBOS J.A. et al.** *New modeling strategy for high frequency magnetic components*. Industrial Electronics Conference. Los Alamitos USA : 1995, v 1, p.246-251.
- [8] : **Uceda J., Asensi R., Cohos J. and al.** Characterization of winding coupling in multi-winding magnetic components. PESC record 2, 1999, p753-758.
- [9] : **P.R. WILSON.** *Advanced modeling and simulation techniques for magnetic components*. IEE Power Electronics and Variable Speed Drives, N° 456, 21-23 September 1998, p187-193.
- [10] : **DC. JILES, D.L ALTHERTON.** *Theory of ferromagnetic hysteresis*, Journal. of magnetism and magnetic materials, 1986, Vol.61, p 48-60.
- [11] : **E. DELLA TORRE, F. VAJDA.** *Parameter identification of the complete-Moving hysteresis model using major loop data*. IEEE Transactions on Magnetics. November 1994. Vol 30, n°6, pp 4987-5000.
- [12] : **P.TENANT.** *Modélisation des ferrites doux dans le contexte de l'électronique de puissance*. Thèse présentée à l'INSA de Lyon octobre 1995.
- [13] : **P. TENANT, JJ. ROUSSEAU.** *Dynamic model for soft ferrites*. Power Electronics Specialists Conference proceedings. Atlanta, Juin 1995. Vol.2, pp. 1070-1076.



[14] : **L. ZEGADI**. *Introduction de la température dans un modèle comportemental pour les ferrites doux*. Thèse, Insa, Lyon, 1996.

## Références bibliographiques chapitre II

[15] **J.J ROUSSEAU**: *Modélisation des composants magnétiques en électronique de puissance*. INSA de Lyon, Habilitation à diriger des recherches, 1996.

[16] **D. ROYE, R. PERRET**. *Définitions des règles de modélisation thermique des machines électriques*. Revue Phys. Appl., 20 p191-202, 1985.

[17] **R. GLISES**. *Machines électriques tournantes - Simulation du comportement thermique*. Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Electrique, D3760, vol DAB p1-8.

[18] **A.R. HEFNER, D.L. BLACKBURN**. *Thermal component models for electrothermal network simulation*. IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology. Part-A, 1994, vol 17, n°3, p413-424.

[19] **J. LECLERCQ**. *Electronique de puissance - Eléments de technologie* Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Electrique, 1994, D3220, vol DAB, p1-22.

[20] **M.I. DIESTE, J. VICENTE**. *Measurement thermal modeling of high-Q piezoelectric resonators*. ISA Transactions 39, 2000, p371-377.

[21] **E.C. SNELLING**. *Soft ferrites - Properties and Applications*. Chapter Power transformers and inductors Second Edition. Borough Green, Sevenoaks (England). Butterworths and Co 1991, p255-302

[22] **M.T. ABAKAR**. *Modélisation thermique des composants magnétiques*. DEA génie électrique INSA de Lyon, 1988, p50.

[23] **EYGLUNENT B**. *Manuel de thermique théorique et pratique*. 2ème édition. Paris Hermès, 1997 374p.

[24] **B.J. SWART, J.A. FERREIRA, J.D. VAN WYK**. *Temperature as function of frequency in multiple core magnetic assemblies with variable core size and flux density*. IEEE Industry Applications Society, 1994, v2, p1261-1268.

[25] **W.G. ODENDDAL, J.A. FERREIRA**. *A thermal model for high-frequency magnetic components*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol 35, n°. 4, July/August 1999, p 924-931.

- [26] **J.C.S. FAGUNDES, A.J. BATISTA, P. VIAROUGE.** *Thermal Modeling of pot core magnetic components used in high frequency static converters.* IEEE Transactions on magnetics, vol. 33 n°2 March 1997, p1710-1713.
- [27] **J. BENNET, A. VANCE.** *Measurement and simulation of junction to board thermal resistance and its application in thermal modeling.* IEEE Fifteenth Semi-Therm™ symposium. 1999, p212-220.
- [28] **P. WILSON, J.N. ROSS, A.D. BROWN.** *Dynamic Electrical-Magnetic-Thermal Simulation of magnetic components.* IEEE Workshop on Computers in Power Electronics. Piscataway NJ USA, 2000, p287-292.
- [29] **P. WILSON.** *Advanced modeling and simulation techniques for magnetic components.* Power Electronics and Variable Speed Drives. London, UK 1998, n° 456 IEE, p187-193.
- [30] **P. WILSON.** *Simulation of magnetic components models in electric circuits including dynamic thermal effects.* IEEE Transactions on Power Electronics, vol.17, n°1, January 2002, p55-65.
- [31] **B. BECKER, H. GROSTOLLEN, L. HEINEMANN.** *Computer aided design and modeling of high frequency magnetic components.* IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC Piscataway NJ USA : 1995, vol 1, p335-341.
- [32] **G. REFAI-AHMED, M.M. YOVANOVICH, C. GEROLAMI.** *Conduction heat transfer model of surface mount power magnetic components.* AIAA/ASME Joint Thermophysics and Heat Transfer Conference, vol 4, p167-171, ASME 1998.
- [33] **A. MAXIM, D. ANDREU, J. BOUCHER.** *A new spice behavioral macromodeling method of magnetic components including the self-heating process.* PESC Record IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Charlerston USA 1999, v 2, p735-740.

### **Références bibliographiques chapitre III**

- [34] **Choi B., Pearce J.A., and Welch A.J.** *Modeling infrared temperature measurements : comparaison of experimental results with simulation.* Conference : Laser-tissue interaction XI : Photochemical, photothermal and photomechanical. San Jose, USA, 2000, V 3914, p48-53.
- [35] **ROUSSEAU J.J.** *Modélisation des composants magnétiques.* Habilitation à Diriger des Recherches. Lyon : INSA de Lyon, 1996, 104 p.

- [36] **Joiner B., et Adams V.** *Measurement and simulation of junction to board thermal resistance and its application in thermal modeling.* Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, San diego USA, 1999, p212-220.
- [37] **Thottuvelil V.J., Wilson T.G., Owen H.A.** *High-frequency measurement techniques for magnetic cores.* IEEE PESC 1985 p. 412-425
- [38] **Zegadi L., Rousseau J.J., Tenant P.** *Hysteresis modeling taking into account the temperature.* European Power Electronics conference proceeding, 1995, volume 1, p1001-1006.
- [39] **Feirrerera.J.A. et Van Wyk. J.D.** *Experimental Evaluation of losses in magnetic components for Power converters.* IEEE Transactions on Industry Applications, vol 27, NO 2, March/April 1991. P335-339.
- [40] **J.K. Bowman., R.F. Cascio., M.P. Sayani. And al.** *A calorimetric Method for Measurement of Total Loss in a Power Transformer.* IEEE. 1991. P633-640.
- [41] **Batista. A.J., Fagundes .J.C.S., and Viarouge .P.** *An automated Measurement System for Core Loss Characterization.* IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. April 1999. Vol 48, No 2, p663-667.
- [42] **Imre.T.G., Cronje.W.A., Van Wyk.J.D. and Ferreira.J.A.** *Experimental Evaluation Of Loss calculations for a planar in inductor.* PESC Record IEEE. Annual Power Electronics Specialists Conference, 1999, v 1, p586
- [43] **Imre.T.G., Cronje.W.A., Van Wyk.J.D. and Ferreira.J.A.** *Loss Modeling and Thermal Measurement in Planar Inductors - A Case Study.* IEEE Transactions on Industry Applications, vol 38, n°6, november/december 2002.
- [44] **P.M. Gradzki, F.C Lee.** *High-Frequency Core loss Characterization Technique Based On Impedance Measurement.* High Power Frequency Conversion Conference, Proceedings. June 1991, pp 108-115

#### **Références bibliographiques chapitre V**

- [45] **B. Allard, H. Morel and J.P. Chante.** *Power Electronics Circuit Simulation Using Bond Graph Including State Space Models.* Society for Computer Simulation, Simulation Series. 1997, Vol 29, n° 1, P5-12.
- [46] **H. Morel.** *Modélisation et simulation des composants et systèmes électronique de Puissance.* Thèse HDR, Lyon- insa, 1994, 61p. + 88p.

## RESUME

L'objectif de notre travail concerne le développement de modèles thermiques capables d'estimer la température de fonctionnement des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance à partir des pertes joule et fer. Ce travail s'inscrit dans une problématique plus générale de développement d'outils pour la simulation et la conception des convertisseurs en électronique de puissance.

Après avoir précisé le cahier des charges du modèle recherché, l'état de l'art concernant la modélisation thermique de ces composants nous avons retenue la méthode nodale.

Pour valider notre démarche, nous comparons résultats de simulation et résultats expérimentaux, il s'agit là d'un aspect essentiel de notre démarche. Pour atteindre cet objectif, un banc de caractérisation thermique a été développé. Nous montrons que l'approche retenue permet de modéliser avec une précision acceptable les comportements statique et dynamique des composants magnétiques tout en conservant une grande simplicité au modèle.