



HAL
open science

Automatisation de bancs de caractérisation 2D des tôles magnétiques, Influence des formes d'onde sur les mécanismes d'aimantation

Sorin Aurel Spornic

► **To cite this version:**

Sorin Aurel Spornic. Automatisation de bancs de caractérisation 2D des tôles magnétiques, Influence des formes d'onde sur les mécanismes d'aimantation. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1998. Français. NNT: . tel-00824201

HAL Id: tel-00824201

<https://theses.hal.science/tel-00824201>

Submitted on 21 May 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble

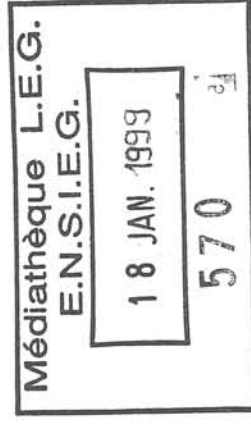
Discipline : Génie Electrique

Présentée par

Sorin Aurel SPORNIC

Ingénieur de l'Institut Polytechnique de Bucarest

le 27 novembre 1998



Automatisation de bancs de caractérisation 2D des tôles magnétiques.
Influence des formes d'onde sur les mécanismes d'aimantation.

JURY

M. Richard BARRUE,
M. Thierry WAECKERLE
M. Jean-Marc FOURNIER
M. Bruno CORNUT
Mme. Afef LEBOUÇ

Président, rapporteur
Rapporteur
Examinateur
Examinateur
Examinateur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

1998

Sommaire

Introduction.....	4
Chapitre I Dispositifs de caractérisation en 2D	6
I. 1 Principaux dispositifs de mesure en 2D.....	6
I. 2 Description des dispositifs de mesure du LEG	10
I. 2. 1 Caractéristiques.....	10
I. 2. 2 Etude comparée des performances de différents cadres	16
I. 3 Conclusion	20
Chapitre II Le système de pilotage des RSST.....	21
II. 1 Chaîne de mesure et contrôle.....	22
II. 2 Asservissement numérique pour le contrôle de la forme d'onde de l'induction	25
II. 2. 1 Schéma électrique équivalent du cadre. Equations du circuit.....	25
II. 2. 2 Asservissement numérique	27
II. 2. 3 Difficultés d'instrumentation	32
II. 2. 4 Performances de l'asservissement	33
II. 3 Le logiciel de pilotage. Automatisation des mesures.....	36
II. 3. 1 Structure du logiciel.....	36
II. 3. 2 Composantes importantes du logiciel	41
II. 4 Conclusion	53
Chapitre III Comportement magnétique de différentes qualités de tôles en induction circulaire.....	54
III. 1 Aspect scalaire. Pertes magnétiques	55
III. 1. 1 Pertes magnétiques à fréquence constante de 50 Hz	56
III. 1. 2 Effet de la fréquence	58
III. 1. 3 Modélisation des pertes en induction circulaire.....	60
III. 2 Aspect vectoriel. Diagrammes $H_y(H_x)$ et déphasages en régime circulaire.....	63
III. 2. 1 Tôle M330-35A	64
III. 2. 2 Tôle AFK1	70
III. 2. 3 Tôle Rectimphy.....	75
III. 2. 4 Discussion sur les diagrammes $H_y(H_x)$ réversibles.....	80
III. 3 Conclusion	84

Chapitre IV Comportement des matériaux sous excitation bidimensionnelle arbitraire	87
IV. 1 Introduction.....	87
IV. 2 Formes d'ondes observées dans le stator d'une machine asynchrone à cage	88
IV. 2. 1 Détermination des formes d'onde dans le stator de la machine	88
IV. 2. 2 Influence de la forme d'onde de l'induction en 2D	91
IV. 2. 3 Influence de l'orientation de la trajectoire 2D dans le plan de la tôle	92
IV. 2. 4 Prédiction des pertes magnétiques sous excitation 2D arbitraire	94
IV. 2. 5 Conclusion	97
IV. 3 Etude de quelques formes d'induction 2D particulières	98
IV. 3. 1 Cercle parcouru à deux vitesses différentes.....	98
IV. 3. 2 Trajectoire à vitesse constante et amplitude variable	101
IV. 3. 3 Conclusion	103
 Conclusion et perspectives.....	 104
 Bibliographie.....	 106

Remerciements

Je tiens à exprimer mes remerciements aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail :

- Monsieur Richard Barrué, professeur à l'ENS de Cachan, qui m'a fait l'honneur de présider ce jury et, de plus, pour avoir rapporté sur ce travail ;
- Monsieur Thierry Waeckerlé, docteur ingénieur à IMPHY S.A., pour avoir accepté d'être rapporteur de ce travail ;
- Monsieur Jean-Marc Fournier, professeur à l'UJF, pour avoir accepté de participer à ce jury.
- Madame Afef Kedous-Lebouc, chargé de recherche au CNRS, pour le suivi de ce travail, et encore pour sa gentillesse, ses conseils, son amitié, son énergie et pour tout son aide. Qu'elle soit assurée de ma profonde considération ;
- Monsieur Bruno Cornut, professeur à l'INPG, pour son encadrement, ses idées, ses larges connaissances et aussi pour sa façon de dire les choses.

Je remercie aussi les directeurs du LEG, messieurs les professeurs Jean-Claude Sabonnadière et Robert Perret, de m'y avoir accueilli.

Je n'oublie pas :

- les autres membres de l'équipe Matériaux magnétique : Jean Claude Perrier, Christian Chillet, Jean-Paul Yonnet, ou d'autres équipes : Gérard Meunier, Gilbert Reyne et Jaime Fandino, pas seulement pour l'informatique...
- Madame Etienne Callegher pour son amitié et sa chaleur humaine et Patrick Guillot, pour ses bons conseils et pour le foot. Ils ont eu patience plus d'une fois avec mes larges fichiers.
- aux administrateurs du réseau PC, Marie Thérèse et Bruno et tout spécialement à Florence.
- aux ingénieurs et techniciens, Jean, Claude (Djidji), toujours prêt à aider, même quand on arrive au dernier moment, Jacques, Demba, Eric, Bruno, Daniel T. et Daniel O.
- Elise, Jacqueline, Josiane, Monique, toujours disponibles à aider.

Je suis reconnaissant aux professeurs de l'Ecole d'Electrotechnique de Bucarest, qui

par leurs enseignements m'ont permis de pouvoir réaliser ses travaux de thèse si loin du pays et plus spécialement à :

- Monsieur le professeur Virgiliu Firețeanu, pour tous ses conseils et les longues discussions que nous avons eues, qui m'ont beaucoup appris.
- Messieurs les professeurs Horia Gavrilă et Alexandru Timotin, responsables des programmes d'échanges d'étudiants.
- Monsieur le professeur Daniel Ioan, responsable des programmes d'échanges, pour ses discussions franches.

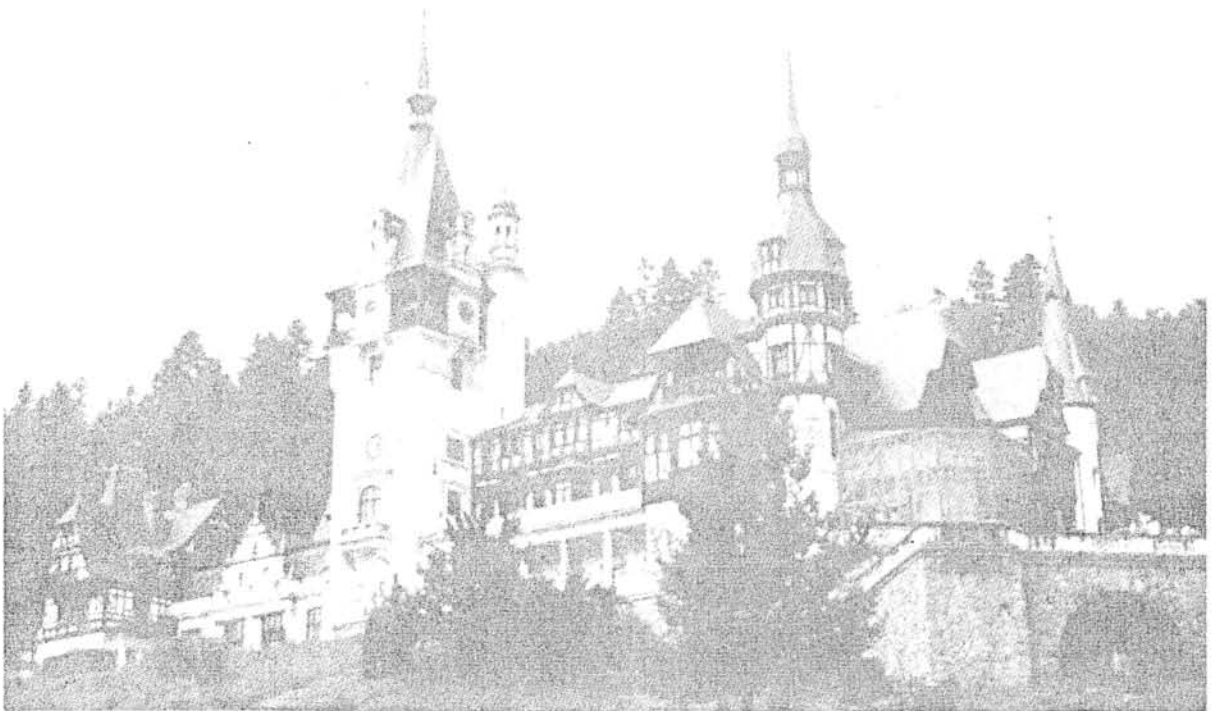
A tous les amis thésards (ou ex-thésards) de Grenoble : Rodica et Cristian (Golovanov), pour toutes leurs aide et amitié, Christophe (Guérin) pour ses longues discussions et sa grande amitié, Jean-Christophe (Crebier), pour son esprit et pour les échanges d'Anglais québécois, Aaron, pour l'Anglais du même continent, Adrian (Manescu), Radu, Claire, Lorena, Djelloul, Rafika, Moez, Antoine, Son pour les excursions, Laurent, Anthony pour les contes bretons ou Patrice pour le voyage imaginaire à Poitiers et j'ai sûrement oublié des amis...

Et puis, mais pas dernièrement, à tous les amis de Bucarest, qui ont réduit beaucoup la distance géographique qui nous sépare : Mme Lăzărescu, Dorina, Cristina, Ana-Maria, Florin, Bogdan...

A mes parents qui m'ont toujours soutenu et encouragé

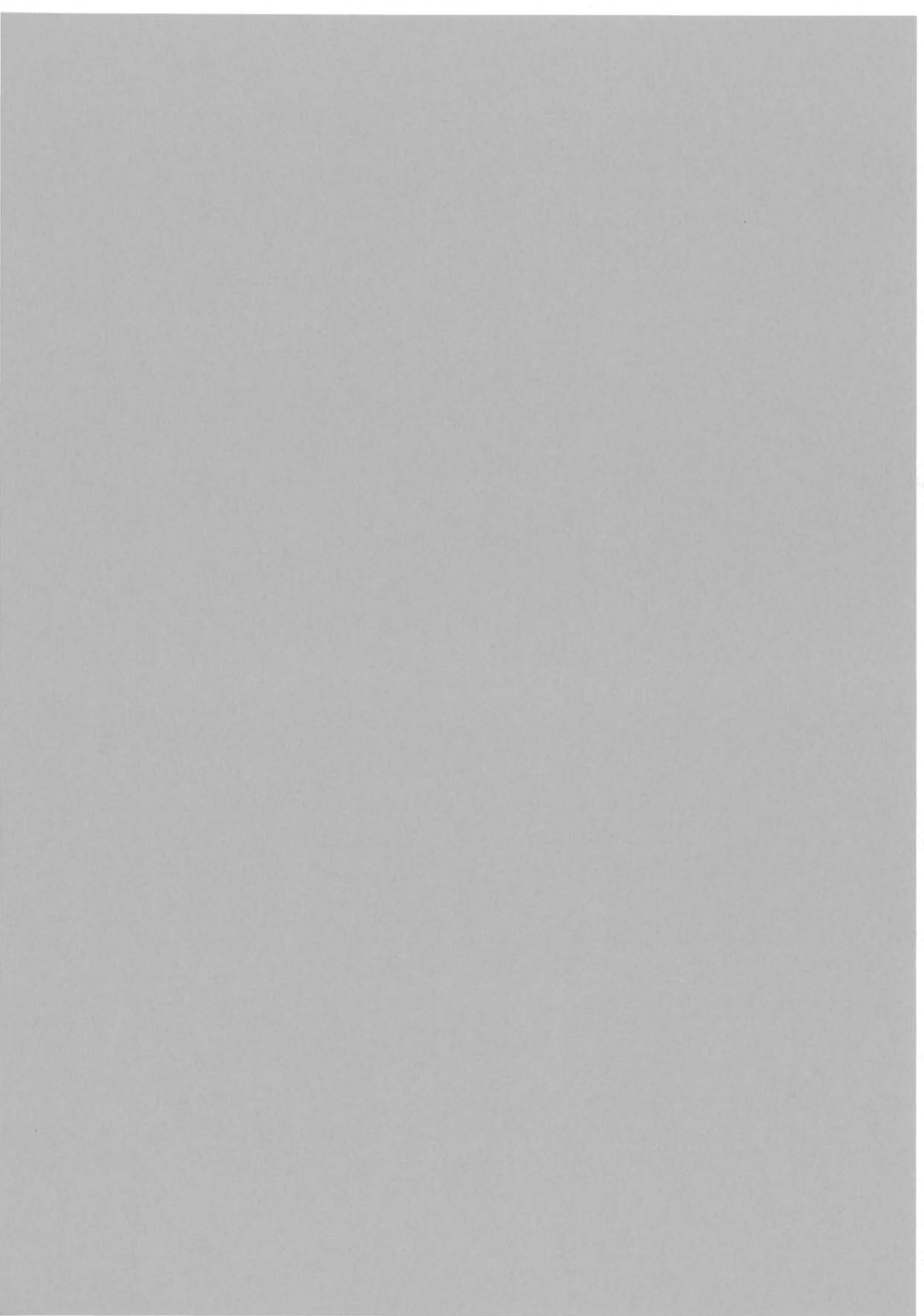
A mon épouse pour tout son aide et son amour

A ma sœur pour sa confiance



Château Peleş, Roumanie

Introduction



Introduction

La prise en compte du comportement des matériaux magnétiques doux dans le calcul des structures électrotechniques est devenue aujourd'hui un enjeu pour de nombreuses équipes de recherche nationales et internationales. En effet, malgré les grands progrès réalisés par les logiciels de calcul électromagnétique type éléments finis par exemple, pour intégrer un grand nombre de phénomènes : géométrie complexe, paramétrage, problème couplés, les modèles de matériaux magnétiques utilisés restent très simples, se limitant souvent à une loi non linéaire entre l'induction et le champ magnétique.

Différents aspects du comportement magnétique des matériaux peuvent être étudiés de manière séparée ou couplée : les pertes, les lois $\hat{B}(\hat{H})$, l'hystérésis scalaire et dynamique, l'anisotropie, l'influence des formes d'onde, etc.

Dans cette étude nous nous sommes intéressés à la caractérisation, la compréhension et la modélisation du comportement bidimensionnel des tôles magnétiques. Il correspond à des conditions de champ d'excitation uniaxial ou tournant qui sollicite une ou plusieurs directions du plan de la tôle. Ces conditions sont loin d'être rares dans les machines électriques tournantes ou dans les transformateurs. Elles sont à l'origine de l'augmentation des pertes dans le circuit magnétique et par la suite d'un échauffement supplémentaire et d'un rendement diminué.

Le comportement 2D des tôles magnétiques a fait l'objet de nombreux travaux de recherche depuis environ une dizaine d'années. Les études ont été consacrées à des inductions sinusoïdales appliquées suivant un axe donné du plan de la tôle, soit à des inductions circulaires ou elliptiques tournant à vitesse constante. Ces formes d'excitation relativement simples permettent d'avoir une caractérisation assez complète du plan de la tôle et de mettre en évidence l'anisotropie des matériaux qui est présente même dans le cas des tôles fer et fer-silicium à grains non orientés utilisées pour la construction des machines électriques. Cependant, elles ne représentent pas correctement les formes d'onde rencontrées en pratique dans les circuits magnétiques des machines électriques, qui sont bien distordues. C'est pourquoi nous avons élargi notre étude à des inductions tournantes de formes plus complexes.

La caractérisation du comportement 2D des tôles magnétiques fait appel à des dispositifs spécifiques qui nécessitent des techniques de mesure adaptées. Au premier chapitre nous présentons les principaux systèmes utilisés dans différentes équipes de recherche

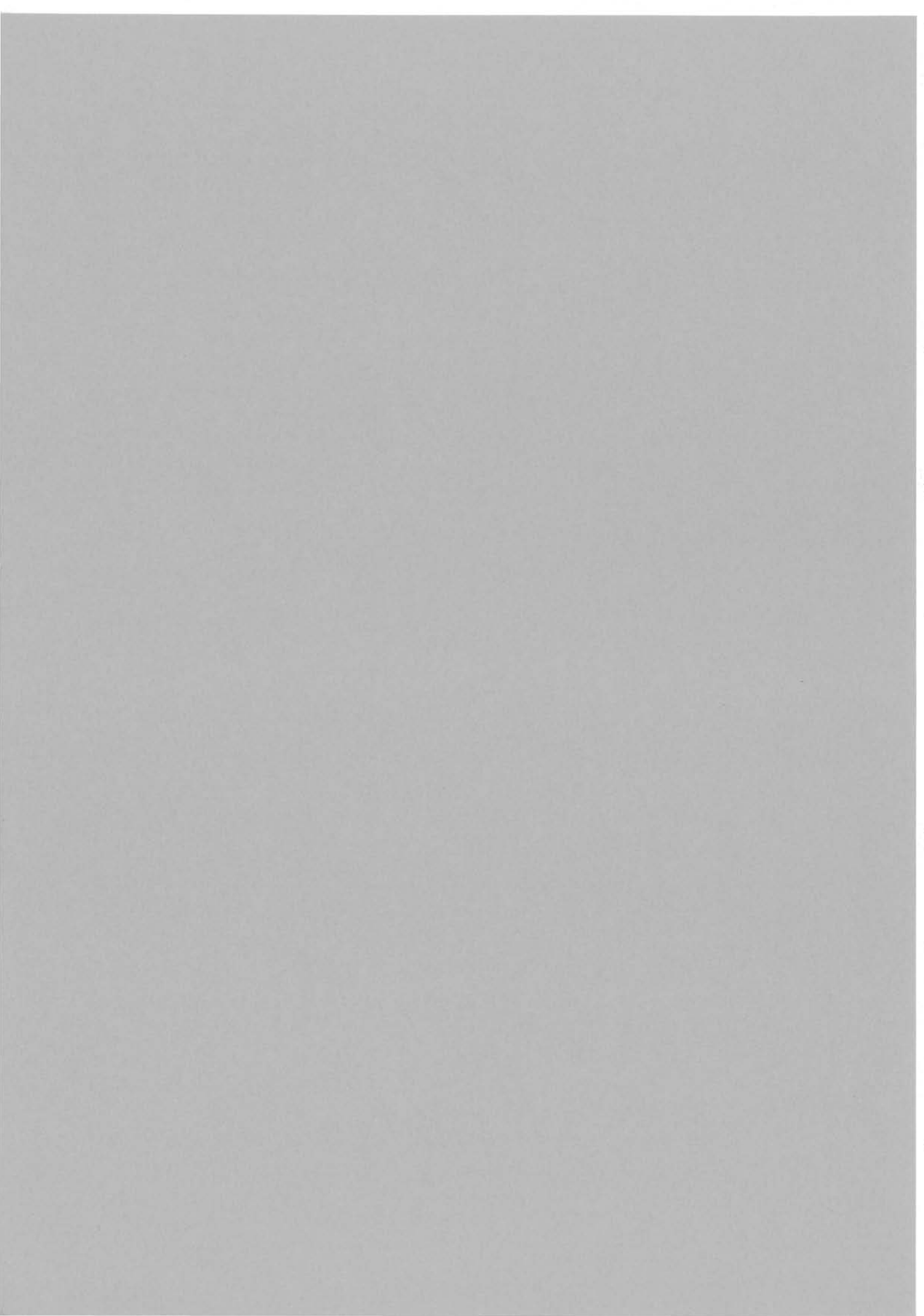
internationales. Nous détaillerons plus particulièrement la description des deux dispositifs existant au laboratoire qui ont été réalisés dans le cadre de thèses antérieures et sur lesquels s'appuie notre étude.

Le deuxième chapitre est consacré au banc de mesure développé. Nous décrivons le système de pilotage que nous avons conçu et réalisé pour les deux dispositifs de caractérisation en champ tournant du LEG. Nous présenterons également l'asservissement numérique mis au point pour reproduire des formes d'onde quelconques dans le plan de la tôle, avec une précision et une reproductibilité élevées.

Dans le troisième chapitre nous nous intéresserons au comportement bidimensionnel de trois échantillons de caractéristiques physiques et de textures différentes : tôle FeSi NO, FeCo et FeNi soumises principalement à une excitation circulaire. Cette étude comporte à la fois l'analyse des pertes magnétiques et celle du comportement vectoriel. Nous discuterons l'influence du niveau de l'induction et de la fréquence en relation avec les mécanismes d'aimantation.

Dans le quatrième chapitre, nous déterminerons les propriétés magnétiques développées sous induction tournante d'amplitude et de vitesse variable. En s'appuyant sur l'exemple d'un moteur asynchrone triphasé, on reproduira dans un échantillon, grâce au banc de mesures, deux conditions de fonctionnement réellement observées dans le stator de la machine. Un modèle de prédiction des pertes sous excitation 2D quelconque sera discuté. Finalement, l'influence de quelques formes d'onde particulière sera étudiée.

Chapitre I Dispositifs de caractérisation en 2D



Chapitre I Dispositifs de caractérisation en 2D

La connaissance approfondie des propriétés magnétiques nécessite l'utilisation des dispositifs de mesure adaptés, capables de reproduire les conditions de fonctionnement réel auxquelles sont soumis les matériaux magnétiques doux. Plusieurs principes de mesure sont actuellement utilisés, chacun ayant ses propres avantages.

Nous allons tout d'abord faire une courte présentation des dispositifs de mesure en 2D existants dans le monde et ensuite nous allons détailler les cadres en utilisation dans notre laboratoire.

1.1 Principaux dispositifs de mesure en 2D

Les dispositifs de mesure se différencient principalement par la forme de l'échantillon et le système de création du champ, par la méthode de mesure des grandeurs magnétiques et le type de contrôle de la variation du flux.

A. La source du champ d'excitation. Plusieurs variantes sont utilisées :

- stator de machine tournante triphasée avec échantillon approximativement ellipsoïdal, construit à partir de disques de diamètres convenablement choisis. L'ellipsoïde assure un champ démagnétisant uniforme. Le circuit magnétique est ouvert [SIE-95].
- cadres à bobines excitatrices biphasées (figure I-1). Les échantillons peuvent être carrés, rectangulaires ou en croix. La forme carrée permet une meilleure uniformité du champ dans l'échantillon. La fermeture du flux est assurée par des culasses à faible réluctance, qui peuvent être verticales ou horizontales. Les culasses horizontales, referment le flux total des deux axes, tandis que celles verticales conduisent séparément les deux flux principaux et diminuent les mutuelles entre les deux axes. Un feuilletage approprié des pièces polaires réduit encore les flux de fuites [NEN-94], [SIE-95], [DEL-97].

Ces cadres ne permettent pas d'atteindre des niveaux d'induction très élevés. Ces derniers sont limités à environ 1,5 T pour des tôles NO et 1,2 T pour des tôles GO.

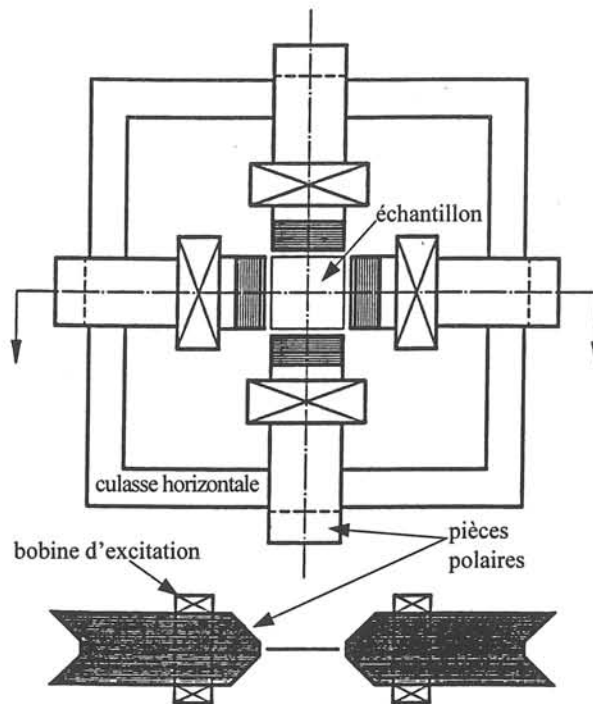


Figure I-1 : Dispositif de mesure 2D à excitation biphasée et à culasses horizontales [SIE-95]

- cadre triphasé à échantillon hexagonal (figure I-2). Cette construction récente permet de monter beaucoup plus en induction : jusqu'à 1,5 T dans le cas d'une tôle GO [HAS-98-1], [HAS-98-2].

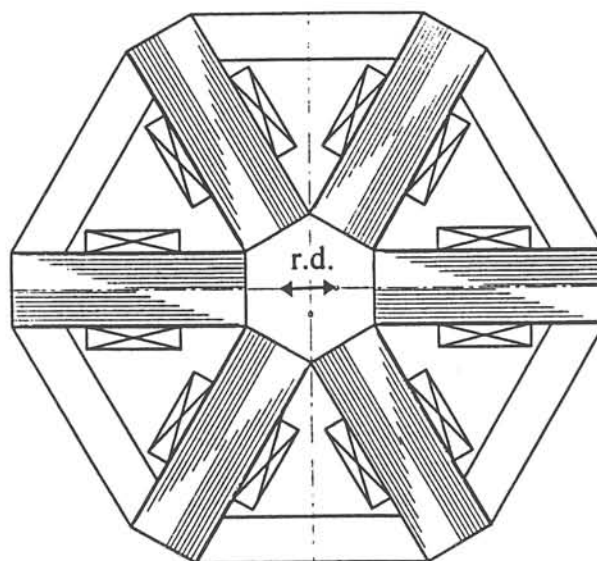


Figure I-2 : Dispositif de mesure 2D à excitation triphasée et à échantillon hexagonal

B. Le principe de mesure utilise principalement deux approches : thermique ou électromagnétique.

L'approche thermique, utilisée par l'Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris (IEN), par le Wolfson Centre for Magnetics Technology (WCM) et par le Department of Electrical Engineering of Okayama University, mesure les pertes P sous conditions adiabatiques :

$$P = c_v \cdot \frac{dT}{dt} = c_v \left(\frac{dV}{dT} \right)^{-1} \cdot \frac{dV}{dt}, \quad (\text{I-1})$$

où: c_v est la chaleur spécifique du matériau ;

T est la température de l'échantillon ;

dV/dT est le coefficient thermoélectrique ;

dV/dt est la pente de la montée de la force thermoélectromotrice V .

La chaleur spécifique du FeSi, $c_{v,FeSi}$ est obtenue par la loi Kopp-Neumann,

$$c_{v,FeSi} = c_{v,Fe} \cdot f_{Fe} + c_{v,Si} \cdot f_{Si}, \quad f_{Fe} \text{ et } f_{Si} \text{ étant}$$

les proportions de masse du fer et du silicium.

La mesure est faite à l'aide des jonctions cuivre - constantan étendues (IEN, figure I-3) ou à l'aide de thermistances connectées à un pont de Wheatstone (WCM). Les signaux obtenus sont ensuite conditionnés et amplifiés.

Cette méthode a l'avantage de donner des résultats précis même pour des niveaux d'induction élevés pour lesquels les mesures électromagnétiques deviennent difficiles à cause des faibles déphasages entre l'induction et le champ magnétiques. Néanmoins, ce principe de mesure seul ne permet pas la connaissance du champ dans le matériau.

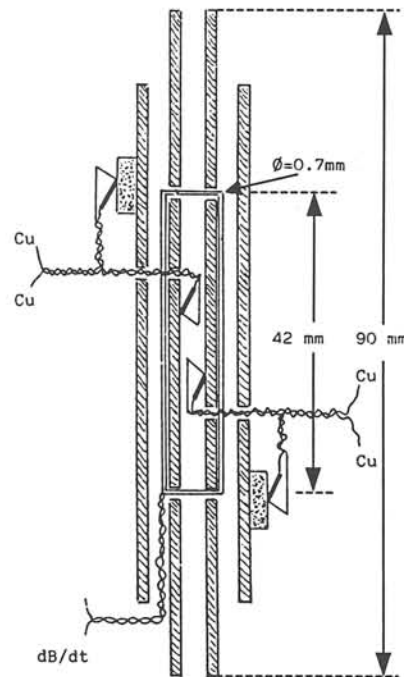


Figure I-3 : Mesure des pertes par la méthode thermique sur un échantillon ellipsoïdal

L'approche électromagnétique utilise des bobines détectrices pour mesurer l'induction B et le champ H dans le matériau. Les pertes magnétiques totales sont calculées à partir de l'expression générale :

$$P_t = \frac{1}{\rho T} \int_0^T \left(\mathbf{H} \cdot \frac{d\mathbf{B}}{dt} \right) dt = \frac{1}{\rho T} \int_0^T \left(H_x \cdot \frac{dB_x}{dt} + H_y \cdot \frac{dB_y}{dt} \right) dt, \quad (\text{I-2})$$

- où :
- T: la période du signal;
 - ρ : la masse volumique du matériau ;
 - B_x, B_y, H_x, H_y : les composantes mesurées de \mathbf{B} et de \mathbf{H} .

En induction tournante circulaire elles peuvent aussi être déterminées par :

$$P_t = \frac{2\pi}{\rho T^2} \int_0^T (|\mathbf{H} \times \mathbf{B}|) dt \quad (\text{I-3})$$

La détection de B, pour chaque direction principale, peut se faire avec :

- des bobines qui entourent l'échantillon (système utilisé par exemple à l'Institut für Werkstoffe der Elektrotechnik - IWE) ; une correction du flux de fuite est nécessaire.
- des bobines réalisées à travers des trous dans la tôle. Bien qu'elle soit de mise en œuvre plus laborieuse, cette méthode est plus précise que la précédente. Elle permet, en effet, de mieux contrôler la zone de mesure qui doit être une zone où le champ est uniforme. D'autre part les bobines entourent directement l'échantillon et les flux de fuite sont minimisés (LEG, WCM, Department of Electric Engineering - Oita University, Japon).
- des pointes (PTB) : cette méthode est basée sur la mesure de la différence de potentiel entre deux pointes conductrices en contact avec l'échantillon. Elle présente l'avantage d'être rapide. Sa mise en œuvre reste cependant délicate, car un soin particulier doit être apporté pour minimiser le flux de fuite dans l'air et assurer un contact reproductible entre la tôle et les pointes. D'autre part les tensions induites sont très faibles et des problèmes de mesure et d'asservissement sont plus critiques.

La détection du champ utilise dans la plupart des cas des bobines de champ (une bobine ou deux bobines par direction). Le champ est aussi parfois déterminé grâce à la mesure de la différence de potentiel magnétique scalaire (potentiel Rogowski-Chattock). La mesure de champ est particulièrement sensible à des mauvais alignements des bobines. Les capteurs de champ sont généralement calibrés et compensés et le traitement des signaux utilise des amplificateurs à faible bruit et des convertisseurs analogiques-numériques avec une résolution de 12 bits minimum.

C. Le contrôle de la forme d'onde de l'induction peut être :

- indirect, par l'effet de la désaimantation (IEN). La forme d'onde du flux s'approche de celle de la tension d'excitation grâce à la configuration électromagnétique du dispositif. Les bobines d'excitation sont alimentées par le réseau électrique via des transformateurs ou par des alimentations sinusoïdales de puissance, quand il est nécessaire d'obtenir d'autres fréquences que 50 Hz. Les performances sont assez faibles dans le cas des tôles GO en champ tournant et encore moins bonnes en unidirectionnel [SIE-95].
- direct analogique, en asservissant les tensions issues des bobines de mesure de B_x et B_y . Ce type de contrôle est utilisé dans la majorité des cas.
- direct numérique. Le circuit électronique analogique du type précédent est remplacé par un générateur de fonction arbitraire ou une carte numérique-analogique programmable. A titre d'exemple nous pouvons citer les travaux récents réalisés en Autriche pour développer un asservissement numérique basé sur la logique floue pour commander le dispositif à échantillon hexagonal [HAS-98-2].

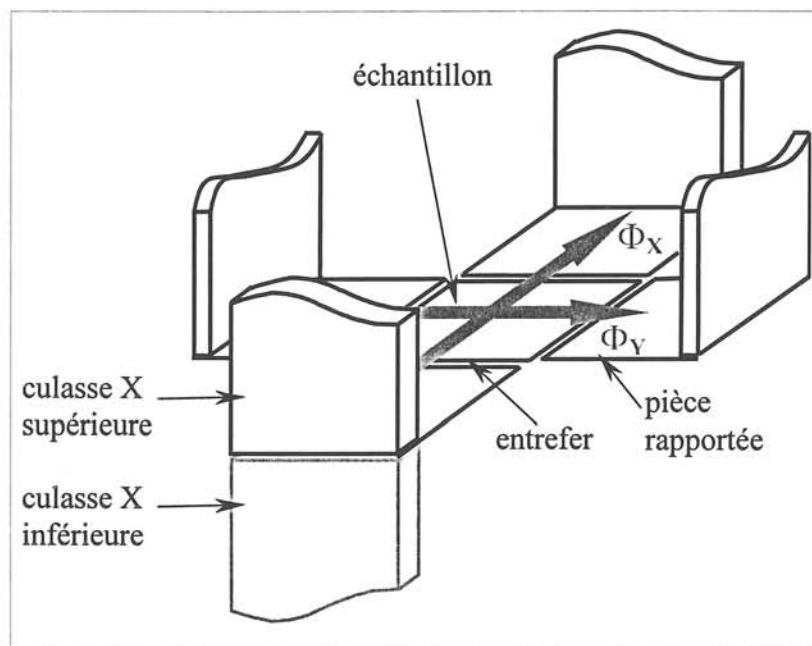
1.2 Description des dispositifs de mesure du LEG

1.2.1 Caractéristiques

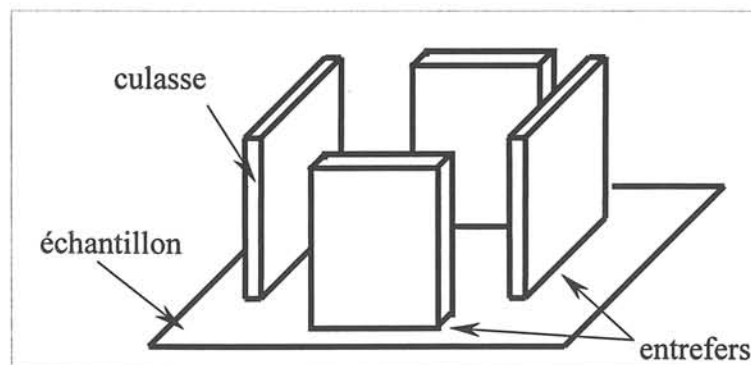
Le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble a développé deux dispositifs de caractérisation 2D, appelés RSST80 ([ZOU-91]) et RSST300 ([NEN-94]), qui permettent des essais sur des échantillons de forme carrée de 80 ou de 300 mm de côté respectivement. RSST : Rotational Single Sheet Tester désigne le nom qu'on a attribué à ce type de dispositif par analogie à la structure du SST : Single Sheet Tester destiné à la caractérisation d'une bande unique mais en régime d'induction uniaxiale appliquée le long d'une des deux directions principales de la tôle. Les deux cadres sont appelés RSST80 et RSST300.

Le principe de fonctionnement des deux cadres est le même et est basé sur un système d'excitation biphasé. L'échantillon est découpé suivant les deux axes principaux de la tôle, parallèlement et perpendiculairement à la direction de laminage, qui sont notés respectivement X et Y. Des pièces polaires, en circuit feuilleté de tôle FeSi GO, composées de culasses et de pièces rapportées dans le cas du RSST80, permettent de fermer le circuit

magnétique à travers une réluctance faible comme le montre la figure I-4. Cette figure représente les vues schématiques partielles des moitiés supérieures des deux cadres, les parties inférieures qui sont symétriques par rapport aux plans horizontaux correspondants ne sont pas représentées. Ces symétries assurent une meilleure distribution du flux dans la section de l'échantillon. Ce flux est créé par des bobines disposées sur les pièces polaires. Il y en a soit quatre disposées horizontalement (RSST80), soit huit disposées verticalement (RSST300). Pour chaque cadre, elles sont identiques pour l'axe X et l'axe Y. Elles permettent, en adaptant leur alimentation, d'obtenir dans le plan de la tôle des variations vectorielles de l'induction, incluant des excitations unidirectionnelles.



RSST80



RSST300

Figure I-4 : Disposition des pièces polaires (moitiés supérieures) dans les RSST

Le principe de mesure utilise l'approche électromagnétique, qui est basée sur la détermination de \mathbf{B} et de \mathbf{H} dans l'échantillon avec des bobines détectrices (figure I-5 et I-6).

Celle-ci s'effectue dans la zone centrale de la tôle, où l'uniformité du champ est relativement bonne. C'est un carré de 20 et de 80 mm de côté respectivement pour le RSST80 et RSST300. Les dimensions ont été définies suite à une simulation numérique par éléments finis des deux dispositifs en 2D ou 3D d'une part et d'autre part grâce à une analyse fine de la répartition du champ magnétique à la surface de l'échantillon à l'aide de sondes à effet Hall [NEN-96-1].

La mesure de B est assurée par deux bobines perpendiculaires réalisées à travers des trous percés dans la tôle et dont le diamètre est suffisamment petit pour pouvoir négliger leur effet. Dans le RSST80 chaque bobine est constituée par trois petits enroulements de sept spires chacun, mis en série et repartis sur un rectangle de 20 par 30 mm². Dans le RSST300

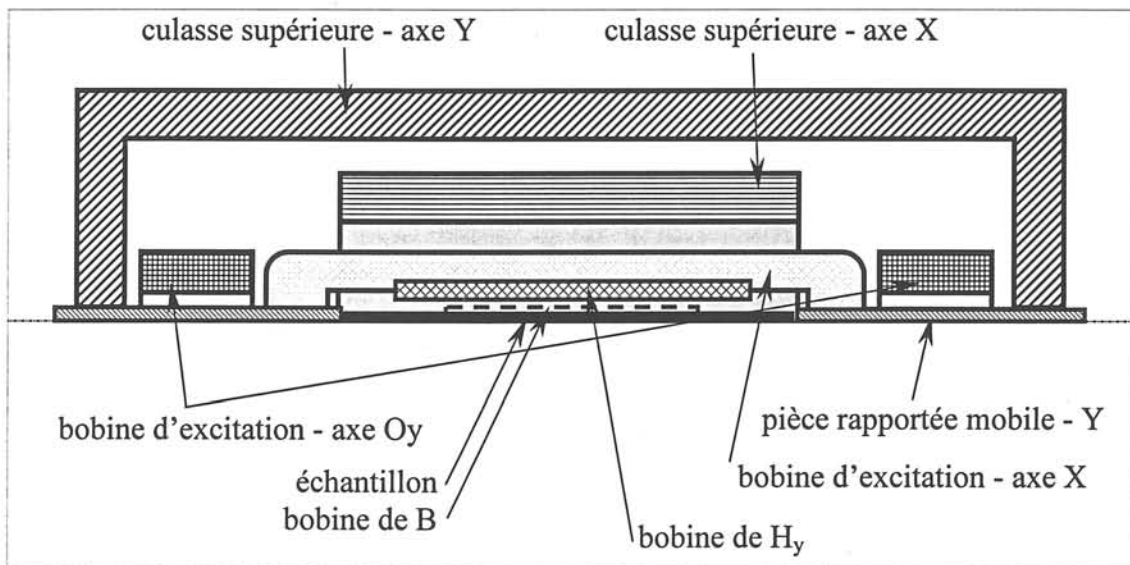


Figure I-5 : Vue en section de la moitié supérieure du RSST80

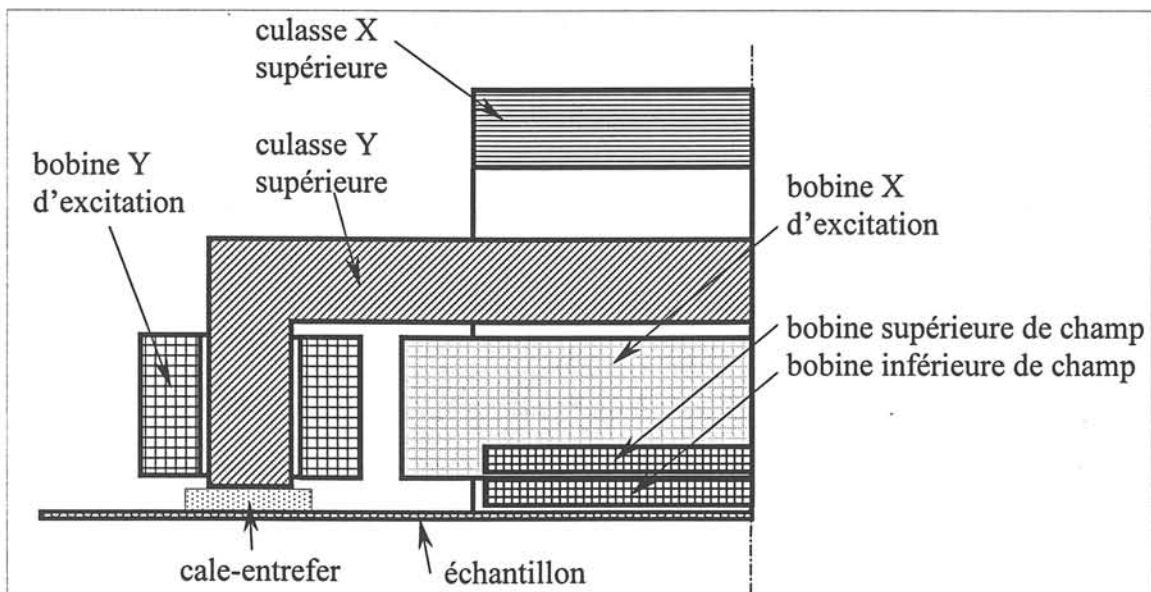


Figure I-6 : Vue en section de la partie gauche haute du RSST300

chaque axe comporte un seul enroulement constitué de 10 spires et placé au centre de la tôle.

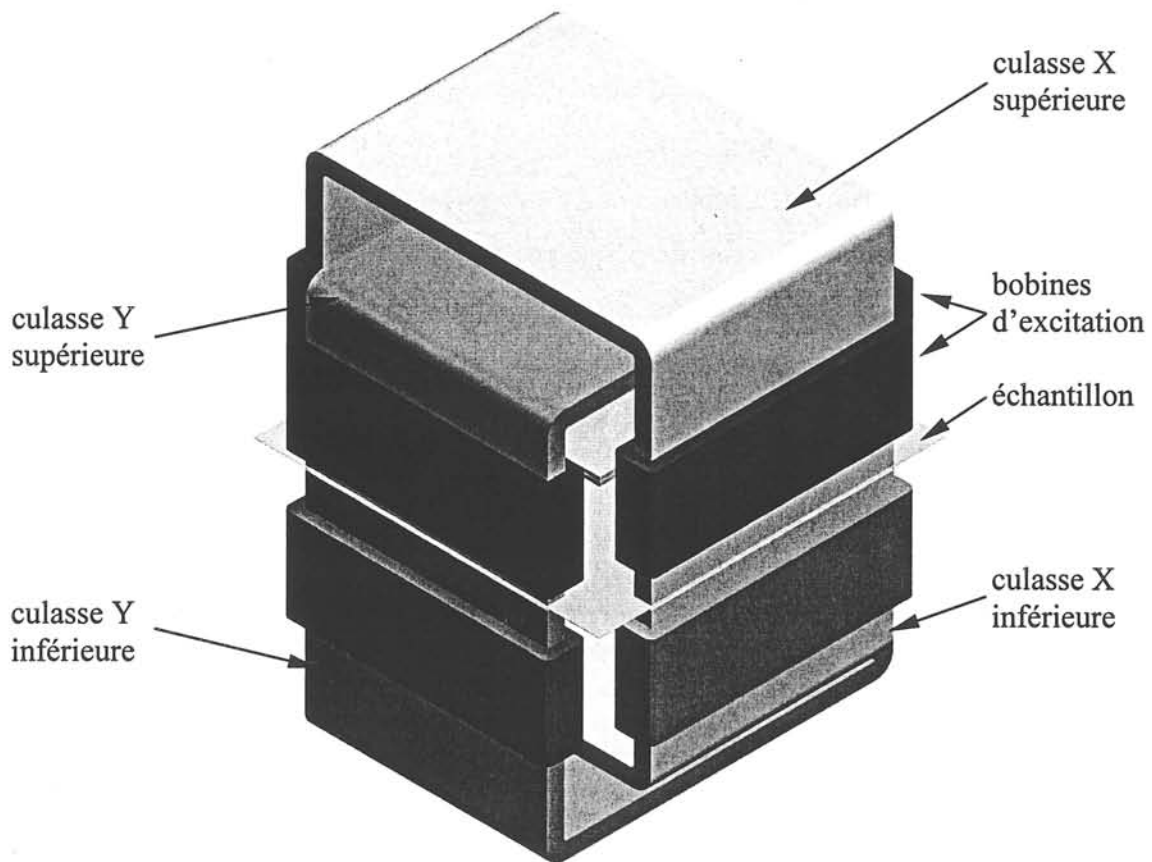


Figure I-7 : Vue du RSST300

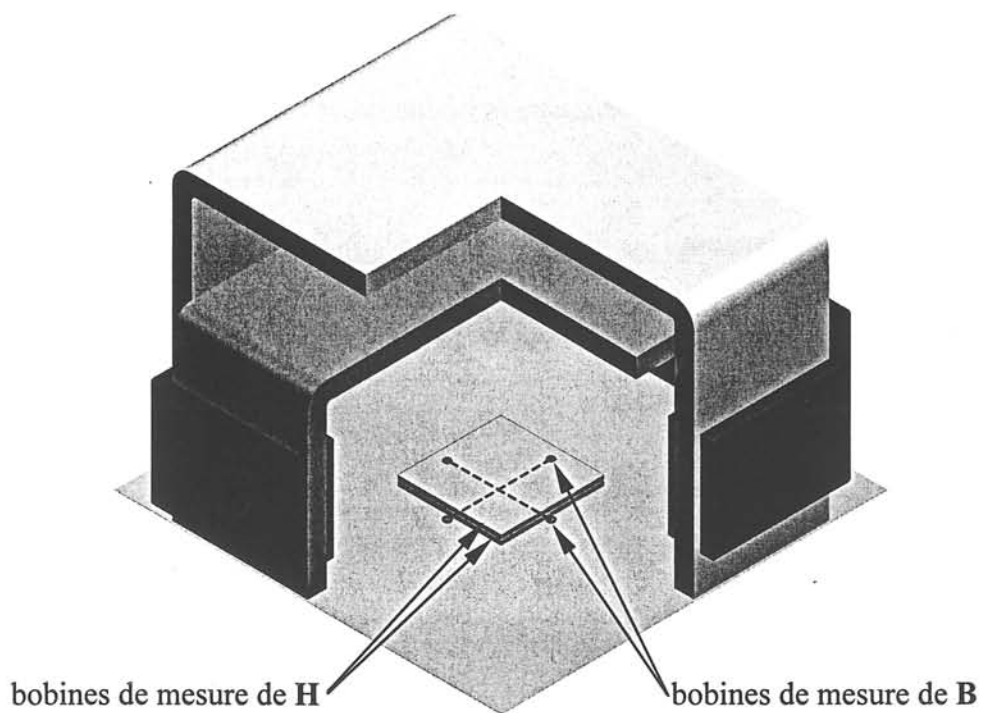


Figure I-8 : Vue en section partielle de la moitié supérieure du RSST300

La détection du champ magnétique \mathbf{H} est effectuée à l'aide de bobines plates disposées dans l'air le plus près possible et tangentiellement à la surface de l'échantillon. Le RSST80 comporte une bobine détectrice par axe placée à une distance z de la surface de l'échantillon. Implicitement, le champ \mathbf{H} est supposé constant de l'échantillon à z . Cette hypothèse n'est pas vérifiée en pratique et on observe une variation du champ magnétique au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'échantillon perpendiculairement à sa surface. Ceci est nettement visible dans la figure I-9, qui montre le résultat d'une simulation numérique et d'une expérimentation effectuée respectivement sur le RSST80 et RSST300. Cette figure montre que si on reste au voisinage de la surface de la tôle et que si on utilise pour chaque axe deux bobines détectrices placées à deux distances z_1 et z_2 , on peut accéder avec précision au champ \mathbf{H} dans la tôle en

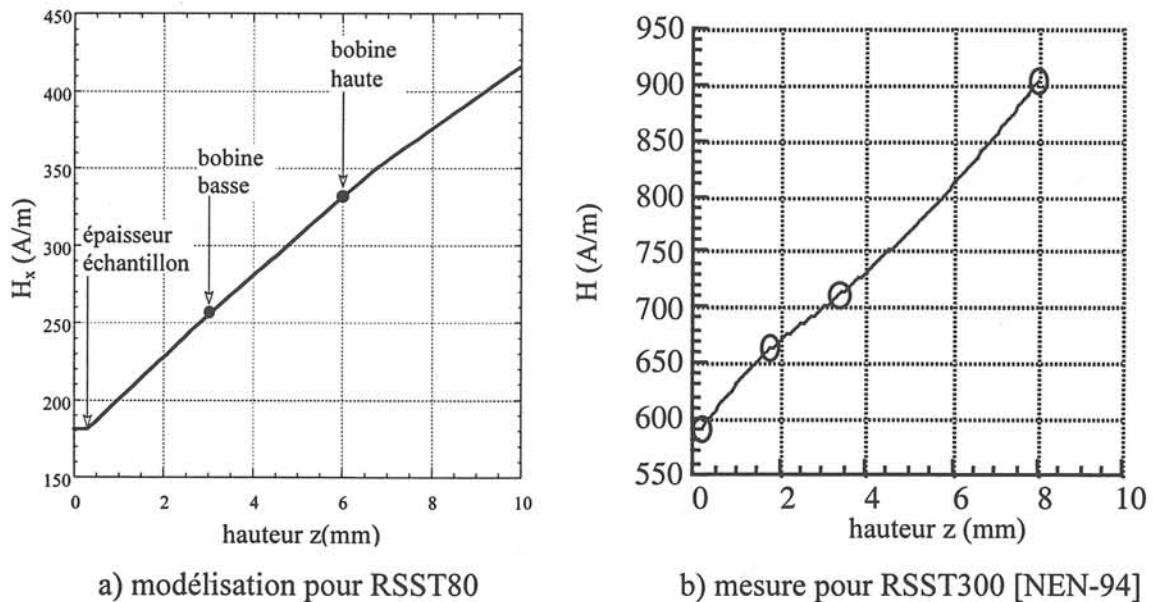


Figure I-9 : Variation du champ H le long d'un axe perpendiculaire au milieu du plan de la tôle

extrapolant linéairement les valeurs des champs $\mathbf{H}_1 = \mathbf{H}(z_1)$ et $\mathbf{H}_2 = \mathbf{H}(z_2)$ mesurés :

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{H}_1 z_2 - \mathbf{H}_2 z_1}{z_2 - z_1} = k_{H_1} \mathbf{H}_1 + k_{H_2} \mathbf{H}_2. \quad (\text{I-4})$$

C'est cette dernière méthode qui a été utilisée pour le RSST300.

Le tableau suivant synthétise les caractéristiques de deux RSST [MOU-97]:

	Echantillon (côté en mm)	Bobines de mesure de B	Bobines de mesure de H	Méthode de mesure de H	Entrefèr (mm)
RSST80	50 à 80	3×7 spires dans 30×20 mm ²	une couche, 165 spires (20×20 mm ²)	une bobine simple placée à 2,5 mm de la surface de la tôle	estimé à 0,1
RSST300	300 à 500	10 spires centrales de 80 mm de large	une couche, 1366 spires (80×80 mm ²)	une bobine double placée à 3 et 8 mm de la surface de la tôle	imposé à 1,5
Commentaires	Echantillons de laboratoire et échantillons de tôles industrielles	Les dimensions des zones de mesure ont été optimisées par : - simulation numérique 2D et 3D [ZOU-91], [NEN-95-2] - analyse expérimentale du champ à la surface de la tôle [NEN-96-1], [NEN-96-2]		Une bobine : on suppose H invariant par rapport à l'axe z perpendiculaire sur le plan de la tôle. Deux bobines : on suppose une variation linéaire H(z) qui est extrapolée.	L'entrefèr améliore l'homogénéité du champ magnétique dans le plan de l'échantillon

Tableau I-1 : caractéristiques de deux RSST

I. 2. 2 Etude comparée des performances de différents cadres

Nous avons participé directement ou indirectement à deux types d'études comparatives.

La première est relative aux dispositifs propres du laboratoire. Elle a été menée dans le cadre de la thèse de D. Moussaoui pour évaluer les performances et les limites des deux RSST. La difficulté de ce type d'étude réside dans le fait qu'il n'existe pas de références absolues. Pour y remédier le fonctionnement des RSST a été comparé en régime d'induction uniaxiale avec celui d'un dispositif à bande unique : SST, développé au laboratoire. Ce dernier, de structure plus simple permet des mesures plus précises que les cadres RSST.

La deuxième étude comparative concerne le RSST80 et s'inscrit dans le cadre d'une campagne de mesures européenne faisant intervenir différents dispositifs de caractérisation associés chacun à une chaîne d'alimentation et de mesure spécifique.

A. Comparaison RSST80-RSST300

Elle a été effectuée sur trois qualités de tôles magnétiques : FeSi GO (140-30S) de 0,3 mm d'épaisseur, FeSi NO (M330-50A) de 0,5 mm d'épaisseur et Fe NO (M650P65) de 0,65 mm d'épaisseur [KED-95], [MOU-97].

Les mesures ont été complétées avec des essais au cadre à bande unique SST300 en régime d'induction sinusoïdale appliquée le long de la direction de laminage (DL) et de la direction transverse (DT). Le SST300 permet de caractériser les mêmes échantillons que le RSST300. Il est équipé d'un système de bobine double permettant de mesurer le champ H sur une zone de $150 \times 150 \text{ mm}^2$. Des essais complémentaires ont montré que les trous nécessaires aux bobines de mesure de l'induction en champ tournant n'ont pas d'influence visible sur les caractéristiques magnétiques mesurées. Après les essais sur le SST300 et le RSST300, la tôle est découpée afin d'obtenir un échantillon carré de 80 mm de côté pour le RSST80. Les différentes conditions d'excitation suivantes ont été testées :

- induction sinusoïdale suivant DL et DT, avec le RSST300, RSST80 et SST300 ;
- induction uniaxiale appliquée à 45° et tournante circulaire avec le RSST300 et RSST80.

Une première analyse des essais permet de comparer tout d'abord le RSST300 et le SST300, ce dernier étant considéré comme dispositif de référence. Les résultats montrent que les valeurs des pertes et du champ sont en général plus petites quand elles sont mesurées par le SST, les écarts pouvant atteindre respectivement 10 et 8%.

La comparaison entre le RSST80 et RSST300, que ce soit en régime d'induction uniaxiale ou tournante montre que les écarts relatifs sont inférieurs à 10% sur les pertes. Il en est de même de la mesure du champ d'excitation en induction sinusoïdale pour les tôles à grains non-orientés. Pour les tôles à grains orientés les écarts sont beaucoup plus importants et peuvent être plus grands que 20%. Ces écarts sont également nettement mis en évidence en induction circulaire lors de l'analyse des diagrammes polaires $H_y(H_x)$: trajectoire de l'extrémité du vecteur \mathbf{H} dans le plan de la tôle, qui nous donne plus d'informations sur le comportement magnétique du matériau en décrivant l'aspect vectoriel entre \mathbf{B} et \mathbf{H} (figure I-10).

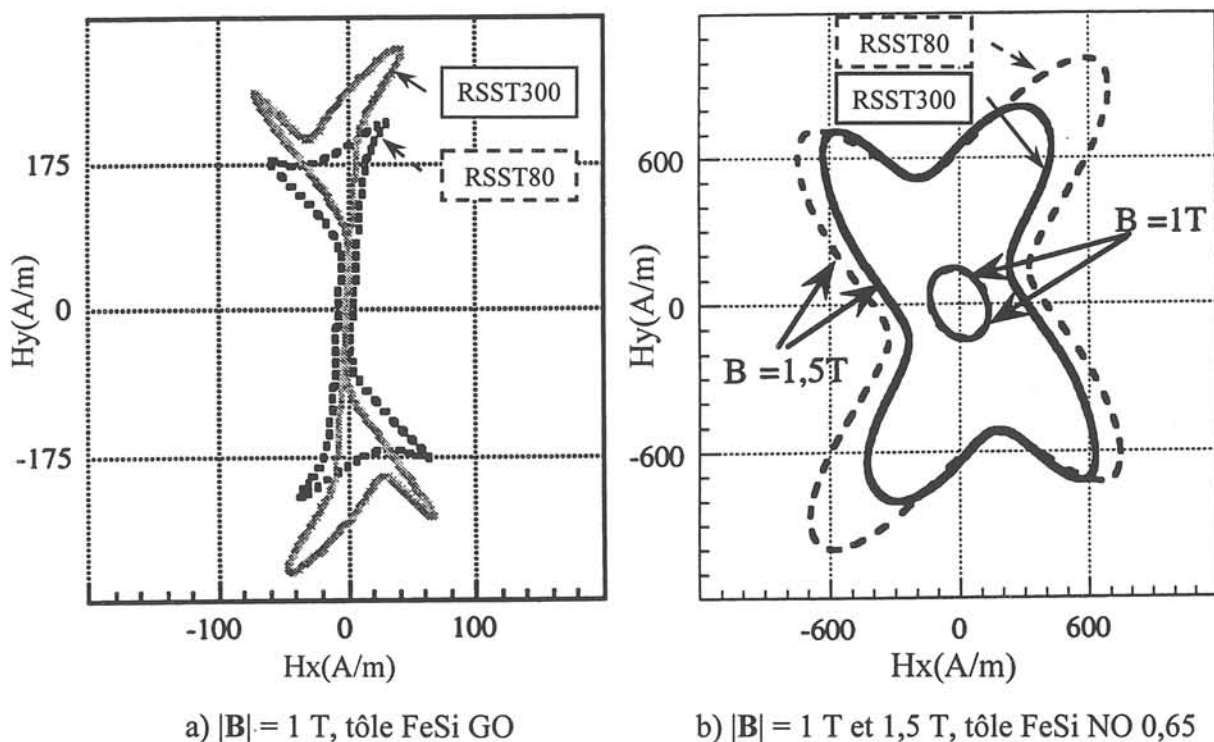


Figure I-10 : Diagramme polaire $H_y(H_x)$ mesuré en induction circulaire. $x = DL$, $y = DT$.
Comparaison entre le RSST80 et le RSST300

Les écarts observés peuvent être expliqués par les améliorations apportées au RSST300 :

- méthode de mesure de \mathbf{H} . Les bobines doubles dont est équipé le RSST300 sont indéniablement la principale différence entre les deux RSST. Elles permettent des mesures de champ plus précises.
- zone de mesure plus grande dans le RSST300. Ceci est particulièrement favorable dans le cas d'une tôle GO qui présente des gros grains et pour laquelle la zone de mesure de $20 \times 20 \text{ mm}^2$ réservée dans le RSST80 ne peut rendre compte que du comportement de

quelques grains seulement.

- alors que les niveaux des signaux détectés par les bobines de **B** sont équivalents dans les deux RSST et varient entre quelques dizaines à la centaine de mV, les signaux détectés par les bobines de **H** sont nettement plus faibles dans le RSST80. La chaîne de mesure étant la même, une amplification préalable est nécessaire pour les bobines de **H** du RSST80. Ceci entraîne des problèmes d'instrumentation supplémentaires : forte sensibilité au bruit, déphasage parasite, composante continue, etc.

Le RSST300, de conception plus récente que le RSST80, permet des mesures plus précises et plus fiables ; il doit être donc utilisé en priorité. Néanmoins le RSST80 donne des résultats acceptables pour les pertes et reste le seul qui permet des mesures d'échantillons de petites dimensions et en particulier des échantillons de laboratoire.

B. Intercomparaison européenne

La nécessité croissante de disposer des propriétés magnétiques des matériaux en champ tournant ainsi que la diversité des systèmes de mesure existant ont contribué au démarrage d'un projet de la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) visant la préparation d'une norme pour la mesure des pertes magnétiques en champ tournant [SIE-95]. Six laboratoires européens ont ainsi participé à une campagne d'intercomparaison mettant en œuvre leurs dispositifs de mesure :

- EBG : EBG Gesellschaft für Elektromagnetische Werkstoffe, Bochum ;
- IEN : Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris, Torino ;
- IWE : Institut für Werkstoffe des Elektrotechnik, RWTH Aachen ;
- LEG : Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble ;
- PTB : Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig ;
- WCM : Wolfson Centre for Magnetism Technology, Cardiff.

Cette intercomparaison a concerné 16 échantillons en tôle Fe et FeSi à grains orientés ou à grains non-orientés de différentes qualités. Les mesures ont été effectuées à 50 Hz pour différentes amplitudes de l'induction, en régime sinusoïdal le long de la direction de laminage, transverse et à 45°, et en régime d'induction circulaire.

À l'exception de l'IEN qui utilise un échantillon en forme d'ellipsoïde, les autres équipes travaillent sur des échantillons carrés, mais de dimensions différentes. Tous les échantillons ont été prélevés dans une même bande afin de minimiser les dispersions des

propriétés magnétiques.

Tous les participants mettent en œuvre la méthode de mesure électromagnétique, à l'exception de l'IEN qui utilise la méthode thermique et de WCM qui a appliqué la méthode thermique en complément de la mesure par bobines de champ, pour un des échantillons. Cependant la zone de mesure diffère d'un laboratoire à l'autre.

Cette intercomparaison révèle une dispersion importante entre les différents participants, spécialement pour les tôles GO et NO de haute qualité. A titre d'exemple, la figure I-11 illustre la courbe des pertes en fonction de l'amplitude de B , obtenue en régime circulaire par les différents laboratoires sur une tôle FeSi GO. L'histogramme de la figure I-12 regroupe les écarts observés sur la totalité des essais.

Ces résultats mettent en évidence la difficulté de ce type de caractérisation et montrent que nos essais se situent globalement bien dans cette campagne.

Plusieurs facteurs peuvent être à l'origine de ces dispersions :

- principe de la méthode de mesure choisie (électromagnétique ou thermique) ;
- dimensions et forme de l'échantillon ;
- dimension de la zone de mesure ;
- type et positionnement des détecteurs de B et de H ;
- efficacité de l'asservissement et précision de l'amplitude de l'induction ;
- conditionnement du signal et de la chaîne de mesure.

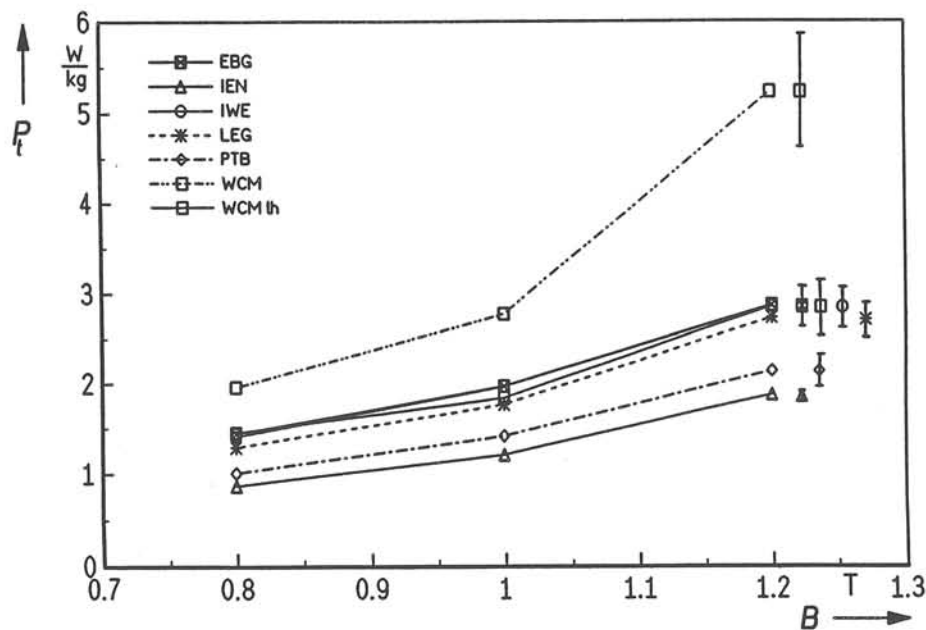


Figure I-11 : Pertes en champ tournant en fonction de l'induction, pour une fréquence de 50 Hz (tôle FeSi GO - ORSI 100) (les barres d'erreur afférentes à chaque participant sont portées à la droite de leur mesure à 1,2 T)

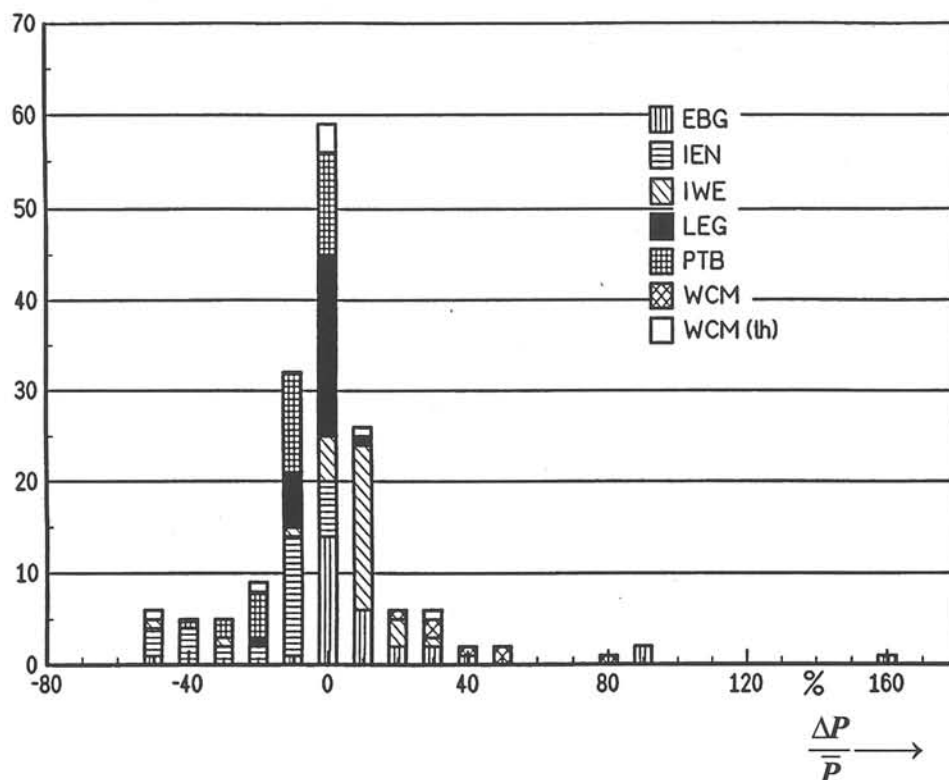


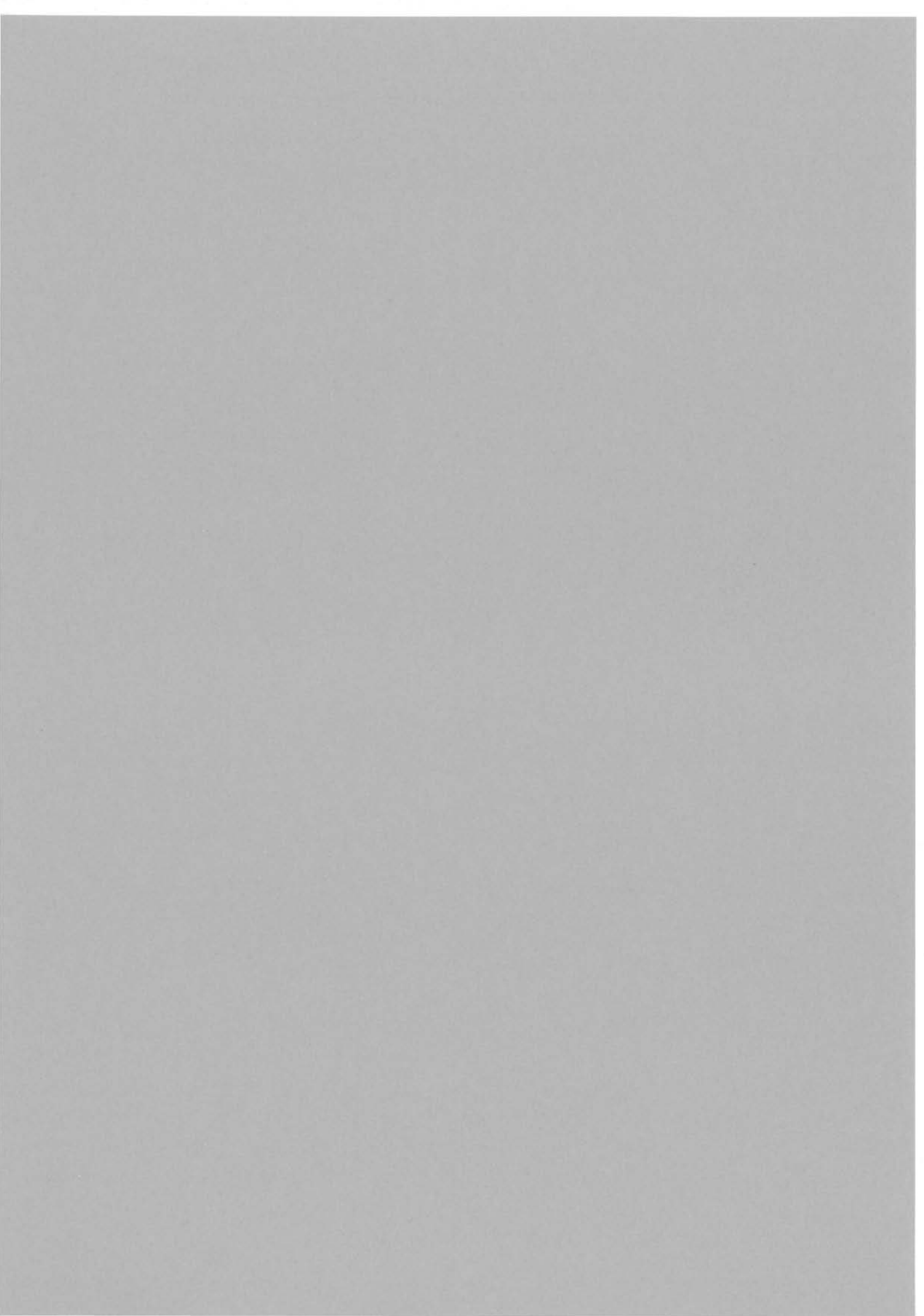
Figure I-12 : Dispersion des mesures des pertes en champ tournant considérée sur la totalité des essais

1.3 Conclusion

Comme nous avons pu l'observer tout au long de ce chapitre, la caractérisation des matériaux magnétiques doux sous excitation bidimensionnelle soulève de nombreux problèmes. La conception et la mise en œuvre des dispositifs adaptés sont difficiles. Les différentes méthodes adoptées ont des avantages, mais aussi des limitations, ce qui conduit à des écarts non négligeables entre des mesures faites sur un même type d'échantillon par deux cadres de conception différente. L'intercomparaison européenne s'est essentiellement focalisée sur les pertes magnétiques, les dispersions sont encore plus importantes sur les diagrammes polaires et déphasages entre \mathbf{B} et \mathbf{H} . Nous sommes encore loin aujourd'hui d'une procédure de normalisation.

Ces dispositifs doivent continuer à progresser et à évoluer. Il est important de réduire les erreurs systématiques et de résoudre les problèmes de conception et d'instrumentation qui persistent encore, comme par exemple l'obtention de niveau d'induction élevé ou la mise en place d'une détection plus pratique pour \mathbf{B} .

Chapitre II Le système de pilotage des RSST



Chapitre II Le système de pilotage des RSST

Dans le cadre de cette thèse nous nous sommes intéressés au banc d'alimentation et de mesure des deux dispositifs en champ tournant. Tout d'abord une chaîne d'acquisition numérique a été mise en place. Ensuite nous avons mis au point un asservissement numérique et nous avons pu recréer les conditions réelles subies par les matériaux magnétiques dans les machines électriques. L'ultime étape a été constituée par l'automatisation complète du système de caractérisation magnétique, afin d'obtenir un système fiable capable de faire un grand nombre d'essais.

Le fonctionnement du RSST suppose un système d'alimentation capable de délivrer les tensions de commande appropriées et une chaîne d'acquisition. Au début de notre travail les cadres disposaient d'un système à commande manuelle, utilisant un asservissement analogique adapté aux inductions de type sinusoïdal. Il était possible d'obtenir ainsi un flux unidirectionnel ou elliptique (avec les axes principaux parallèles aux DL et DT) tournant à vitesse constante.

Dans le cadre de notre travail nous avons réalisé :

- la chaîne d'acquisition et de traitement numérique des données
- l'asservissement numérique
- l'automatisation des mesures

Ces développements permettent de faire fonctionner indifféremment le RSST80 ou le RSST300 dans trois modes différents :

1. réglage manuel – le système de pilotage assure seulement la mesure et le traitement des données. Le niveau de l'induction est imposé manuellement et sa forme par l'asservissement analogique qui a été optimisé pour les formes d'onde sinusoïdales.
2. automatisation avec asservissement analogique – le système de pilotage travaille en mode automatique en utilisant l'asservissement analogique.
3. automatisation avec asservissement numérique. C'est le mode utilisé actuellement, car il assure l'exécution automatique d'une liste de mesures, comportant

des formes d'onde 2D quelconques. Les seules restrictions sont alors imposées par les sources de puissance.

II. 1 Chaîne de mesure et contrôle

Nous allons présenter tout d'abord la partie matérielle des dispositifs. Ensuite nous décrirons le circuit électrique équivalent, les algorithmes utilisés pour l'asservissement de la variation temporelle du vecteur induction et leurs implantations dans le logiciel de contrôle.

Le banc de mesures, dont on retrouve le schéma dans la figure II-1, est composé de :

a) une carte d'acquisition AT MIO 16X (National Instruments), capable d'échantillonner avec une fréquence maximale de 100 kHz, à une résolution de 16 bits. On peut utiliser jusqu'à huit voies différentielles, mais la fréquence d'échantillonnage s'en trouve divisée proportionnellement. Nous utilisons soit quatre voies, pour le RSST80, soit six voies pour le RSST300. Chaque entrée est dotée d'un préamplificateur programmable, avec des seuils de gain de : 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100. Les tensions d'entrée maximales pour les convertisseurs analogiques-numériques sont de ± 10 V.

La carte possède aussi deux sorties analogiques, d'amplitude maximale 10 V, sans réglage du facteur d'amplification ou de la composante continue. La fréquence maximale de 100 kHz des convertisseurs numériques-analogiques (CNA) n'est pas suffisante pour construire une forme d'onde complexe, même à 50 Hz. Pour monter en fréquence nous avons dû utiliser une carte séparée (PC 420 de Datel) pour la génération des tensions de commande. Cependant le logiciel peut toujours travailler sans la carte additionnelle, mais le montage est alors limité en fréquence et en forme d'onde.

b) une carte de génération des signaux PC 420 (Datel), travaillant à une fréquence maximale de 20 MHz par voie, avec une résolution de 12 bits. Sur chaque voie l'amplification et le réglage de la composante continue sont programmables avec une résolution de 12 bits dans un intervalle de ± 10 V. Les sorties sont filtrées par un filtre LC passe bas Butterworth et en option par un des sept autres filtres passe bas Butterworth. Ses larges mémoires tampons de sortie de 32 ko permettent le stockage des formes d'onde complexes. Le gros désavantage réside dans l'impossibilité de charger un nouveau vecteur de commande pendant le

fonctionnement de la génération. Par conséquent l'amplitude de la tension en sortie doit être ramenée à zéro progressivement, le fonctionnement de la carte est ensuite arrêté, on charge la nouvelle commande dans la mémoire locale de la carte, l'amplitude de la tension en sortie est remise à niveau et en dernier lieu les sorties de la carte sont activées à nouveau. Cette procédure ralentit beaucoup l'algorithme d'asservissement et est équivalente à une désaimantation (imparfaite bien sûr) à chaque pas de correction.

Afin de synchroniser l'acquisition et la génération, une sortie auxiliaire binaire de la carte a été transformée et programmée pour créer le déclenchement de l'acquisition.

Il aurait été plus simple et plus sûr d'avoir une seule carte accomplissant les deux opérations, entrée et sortie, mais une telle carte n'existe pas. Dans notre cas la stabilité et la résolution des horloges des deux cartes sont tout à fait suffisantes.

c) ordinateur de type Pentium, contenant les deux cartes précédentes, l'environnement de développement Lab Windows/CVI de National Instruments et le logiciel de commande développé par nous.

d) deux amplificateurs de puissance AS 1200 (Bouyer) ayant les caractéristiques suivantes:

- puissance nominale à 1 kHz / 8Ω : 700 W_{eff}
- puissance nominale à 1 kHz / 4Ω : 1200 W_{eff}
- bande passante : 10 Hz...100 kHz.

e) deux transformateurs d'adaptation de l'impédance et de séparation de type QH 28 B (Ets. P. Millerioux et Cie). Chacun est connecté à la sortie d'un amplificateur de puissance pour éliminer la composante continue résiduelle, qui même lorsqu'elle est d'amplitude très faible perturbe l'essai. Ils permettent aussi de choisir un niveau de tension mieux adapté à la fréquence de l'essai.

f) deux préamplificateurs EG&G Park Model 113 pour l'amplification des tensions induites dans les bobines de mesure du champ \mathbf{H} (V_{Hx} et V_{Hy}) dans le cas du RSST80.

g) un boîtier de connexions, que nous avons réalisé au LEG. Il assure les liaisons entre les entrées ou sorties des cartes, les bobines des RSST et le groupe générateur de fonctions - asservissement analogique.

Les premiers essais étaient faits avec une source de tension externe à deux voies et un asservissement analogique. Le boîtier assurait le changement de sens de rotation de l'induction. Ensuite le générateur externe a été remplacé par les sorties de la carte, programmées pour une sortie sinusoïdale d'amplitude contrôlée. La dernière étape a été le remplacement de l'asservissement analogique par celui numérique. Le système de mesure est capable néanmoins de travailler dans les trois types de configuration.

h) générateur synthétiseur à deux sorties ADRET 3100B

- fréquence 0,01 Hz...10 kHz

- amplitude 0-10 V.

i) asservissement analogique ([ZOU-91], [NEN-94] et [MOU-97]).

Dans le mode le plus élaboré de fonctionnement, le générateur (h) et l'asservissement analogique (i) ne sont plus utilisés. Ils sont remplacés par la carte de génération PC420 et l'asservissement numérique.

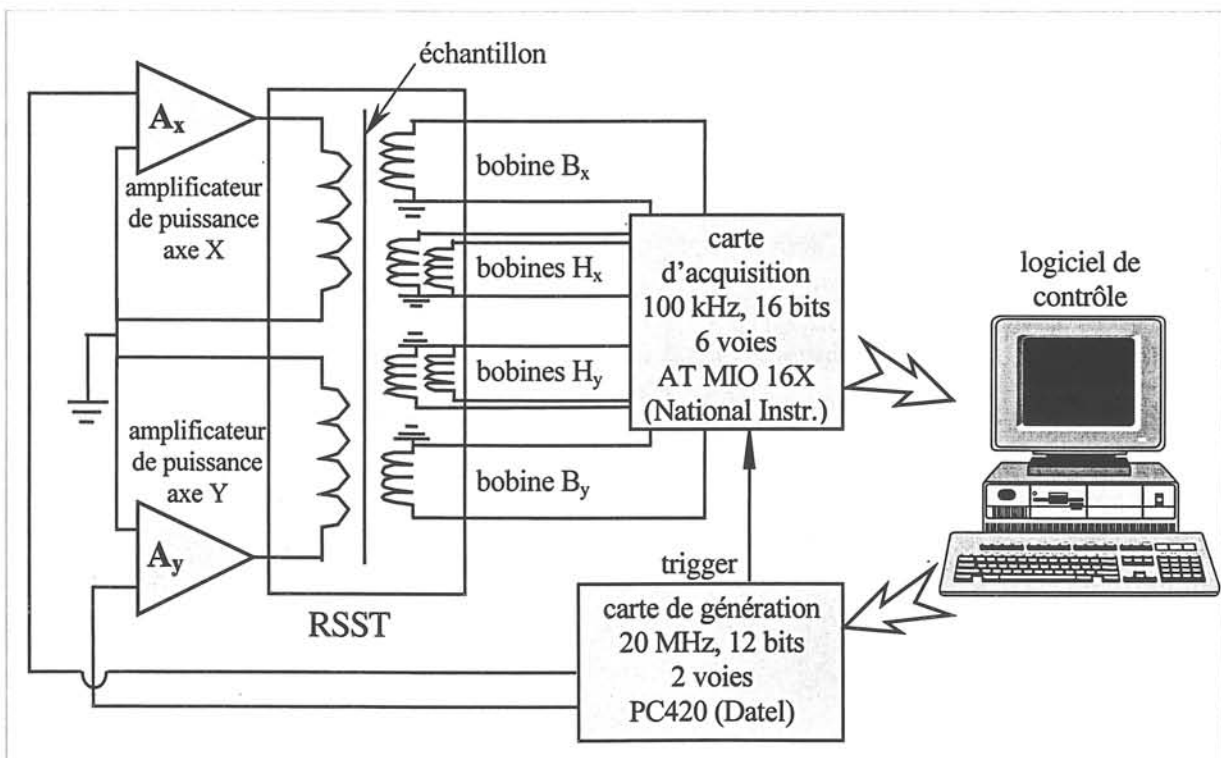


Figure II-1 : Schéma du banc de mesure

II. 2 Asservissement numérique pour le contrôle de la forme d'onde de l'induction

La détermination précise des caractéristiques magnétiques nécessite d'imposer avec précision la forme d'onde voulue pour l'induction magnétique. Dans certains cas la forme d'onde de $B(t)$ suit l'intégrale de la tension d'alimentation des bobines d'excitation ; c'est valable par exemple lors de l'utilisation du SST ou du RSST à excitation triphasée [HAS-98-2] pour des niveaux bas d'induction, en utilisant des échantillons perméables. Dans notre cas, le contrôle de la forme d'onde s'avère nécessaire pratiquement toujours, à cause des non-linéarités des matériaux, de l'existence des entrefers, des couplages magnétiques, des flux de fuite et des résistances des bobines d'excitation.

Dans le cadre des thèses précédentes [ZOU-91], [MOU-97] deux asservissements analogiques ont été développés. Ils permettent d'imposer des formes d'ondes sinusoïdales dans une direction quelconque de la tôle ou encore une induction décrivant une trajectoire elliptique de vitesse angulaire constante, ayant les axes principaux parallèles aux axes du cadre. Les asservissements étaient construits sur la base d'une contre réaction de type proportionnel à laquelle on ajoutait des correcteurs basse et haute fréquence. Ceux-ci étaient dimensionnés suite à une analyse de la réponse fréquentielle du système en boucle ouverte en régime sinusoïdal et optimisés pour un cadre et une alimentation donnés.

Nous nous intéressons dans ce travail à la création de trajectoires complexes de l'induction magnétique dans le plan de la tôle, qui soient parcourues avec des vitesses non-uniformes, dans un domaine de fréquence le plus étendu possible. L'asservissement de type numérique est le plus approprié pour imposer des conditions de fonctionnement aussi générales. Grâce à la programmation paramétrée, il s'adapte à toutes les formes d'ondes et à une large gamme de fréquence. Sa versatilité le rend incontournable et contrebalance indéniablement le fait qu'il soit plus lent qu'un asservissement analogique.

II. 2. 1 Schéma électrique équivalent du cadre. Equations du circuit

L'obtention de la forme d'onde désirée de l'induction magnétique à l'intérieur de l'échantillon suppose la connaissance du schéma équivalent du cadre à champ tournant ainsi que l'application d'un algorithme de commande approprié. Les deux cadres existants au

laboratoire répondent pratiquement de la même façon aux commandes appliquées. Nous avons choisi de faire référence dans nos exemples au RSST300.

Nous avons retenu un schéma de type R-L série pour le cadre et son alimentation (figure II-2). La structure de base contient les bobines d'excitation alimentées par les amplificateurs de puissance. Les convertisseurs numériques - analogiques, intégrés dans la carte PC420, délivrent les deux tensions de commande V_{cx} et V_{cy} pour les amplificateurs de puissance, ayant des gains A_ω identiques. Nous obtenons aux sorties des amplificateurs deux tensions V_{ox} et V_{oy} qui sont appliquées aux bobines d'excitation du cadre. Il en résulte deux courants i_x et i_y , les bobines d'excitation étant décrites par le circuit équivalent R-L série, où :

R_x, R_y : résistances ohmiques

L_{fx}, L_{fy} : inductances de fuite

L_x, L_y : inductances propres.

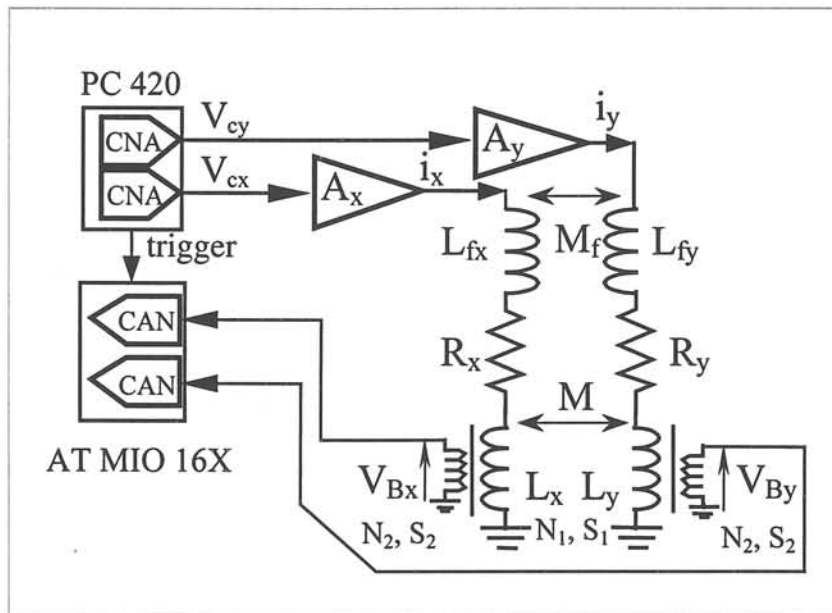


Figure II-2 : Schéma équivalent du cadre

De plus il faut considérer la non-linéarité des matériaux magnétiques utilisés et le couplage magnétique des axes principaux. Si nous considérons l'axe X du cadre, nous pouvons écrire :

$$V_{ox} = A_\omega \cdot V_{cx} = R_x i_x + L_{fx} \frac{di_x}{dt} + L_x \frac{di_x}{dt} + M_f \frac{di_y}{dt} + M \frac{di_y}{dt} \quad (\text{II-1})$$

$$V_{ox} = A_\omega \cdot V_{cx} = R_x i_x + L_{fx} \frac{di_x}{dt} + k_{RSST} V_{Bx} + M_f \frac{di_y}{dt} + M \frac{di_y}{dt}$$

k_{RSST} est la constante du cadre. Elle vaut, dans le cas d'une distribution uniforme du flux dans

la section de la tôle, $k_{RSST} = \frac{N_e S_t}{N_B S_B}$, où :

- N_e : nombre des spires de la bobine d'excitation
 N_B : nombre des spires de la bobine de mesure de B
 S_t : aire de la section de la tôle
 S_B : aire de la section de la zone de mesure de l'induction.

Les inductances ont de larges variations à cause des non-linéarités. Des linéarisations sont possibles, mais leur portée est locale.

II. 2. 2 Asservissement numérique

Des asservissements numériques ont été déjà développés pour le contrôle de la forme de l'induction magnétique dans le cas des cadres Epstein ou à bande unique SST [BER-93], [MAT-95]. Dans un premier temps, nous pouvons considérer chaque axe de notre RSST comme un SST. Néanmoins deux différences majeures apparaissent : les entrefers et l'interdépendance des axes (couplage magnétique). Celles-ci rendent beaucoup plus difficile la réalisation d'un régulateur numérique, mais les résultats, en termes de précision et stabilité sont nettement meilleurs par rapport à un asservissement analogique.

II.2.2.A Les entrefers

La présence d'un entrefer entre les culasses et l'échantillon dans les RSST conduit à une amélioration nette de l'homogénéité du flux dans le plan de l'échantillon. Par contre, elle rend plus compliquée la structure des RSST et impossible l'application simple du théorème d'Ampère pour calculer le champ magnétique. On ne peut plus relier directement les équations de circuit avec les équations de champ.

Dans une première étape nous avons essayé de concevoir l'asservissement numérique, en tenant compte de ces entrefers mais en supposant les deux axes indépendants.

La méthode la plus simple, qui est implantée, calcule une forme initiale pour les tensions appliquées aux bobines d'excitation, ensuite enchaîne une série de corrections itératives linéaires. Pour accélérer la convergence la première tension de commande, $V_c(t)$, est calculée à partir de la variation temporelle de l'induction de consigne $B_{ref}(t)$ comme étant une somme de trois termes proportionnel, intégral et dérivatif (PID) :

$$V_{B_{ref}}(t) = k_B \frac{dB_{ref}(t)}{dt} = \frac{1}{N_B S_B} \frac{dB_{ref}(t)}{dt} \quad (\text{II-2})$$

$$V_c(t) = \frac{k_{RSST}}{A_\omega} \left(V_{B_{ref}}(t) + k_d \frac{dV_{B_{ref}}(t)}{dt} + k_i \int V_{B_{ref}}(t) dt \right) \quad (\text{II-3})$$

Les valeurs des coefficients dérivatif et intégral, k_d et k_i , sont définies de telle façon à remettre les amplitudes des termes correspondants à un même niveau que celui de la partie proportionnelle. L'amplitude de la commande est ensuite ajustée pour obtenir une valeur crête de la tension acquise proche de la référence $\hat{V}_{B_{ref}}$.

La correction itérative linéaire considère l'erreur au pas courant $\varepsilon(t) = V_{B_{ref}}(t) - V_B(t)$ entre la tension de référence et la tension acquise. Une correction proportionnelle à cette erreur est ajoutée dans la commande :

$$\Delta V = Ri + L_f \frac{di}{dt} = A_\omega V_c - k_{RSST} V_{B_{ref}} \quad (\text{II-4})$$

$$V_c|_{pas\ suivant} = V_c|_{pas\ courant} + \Delta V \quad (\text{II-5})$$

Le coefficient k_{RSST} a été défini précédemment en supposant un couplage parfait entre la bobine d'excitation et la bobine de mesure de B. Ceci n'est pas vrai en pratique et une valeur plus faible de k_{RSST} doit être considérée pour assurer la stabilité de l'asservissement. De plus son choix est déterminant pour la durée de la convergence.

Pour accélérer le processus itératif, nous avons testé une méthode utilisant un facteur de retour $k'_{RSST} = k_{RSST} \times k_f$ avec k_f variable entre 0 et 1 au cours de la procédure. Le réglage de k_f dépend de la qualité du matériau et de l'induction de travail. Par exemple en excitation uniaxiale il varie entre 0,7 et 0,3 pour les tôles NO dans les directions DL et DT et les tôles GO dans la direction DL. Par contre il doit être petit (0,35 à 0,15) pour les tôles GO dans la direction DT. La figure II-3 donne l'évolution de l'erreur du facteur de forme, observée au cours des itérations successives dans le cas d'une tôle GO et d'une induction de référence sinusoïdale orientée suivant l'axe travers (axe de difficile aimantation). L'erreur du facteur de forme est définie classiquement pour contrôler l'écart de la forme de signal à la sinusoïde par la relation :

$$\text{erreur du facteur de forme} = 100 \cdot \frac{\tilde{V}_B - 1,1107 \cdot \bar{V}_B}{1,1107 \cdot \bar{V}_B} (\%) \quad (\text{II-6})$$

avec \tilde{V}_B : la valeur efficace de la tension acquise et \bar{V}_B la valeur moyenne du signal redressé.

Dans le premier cas, l'asservissement est exécuté avec un coefficient de retour k_f constant. Il a été choisi égale à 0,2 pour assurer la stabilité de la correction tout au long de la procédure. Dans le deuxième cas nous avons testé la méthode du k_f variable. Les valeurs initiales k_f ont été augmentées pour limiter le nombre de pas, puis k_f a été diminué pour assurer la stabilité. Grâce à cette méthode la convergence de l'asservissement est beaucoup plus rapide et sa précision est nettement meilleure.

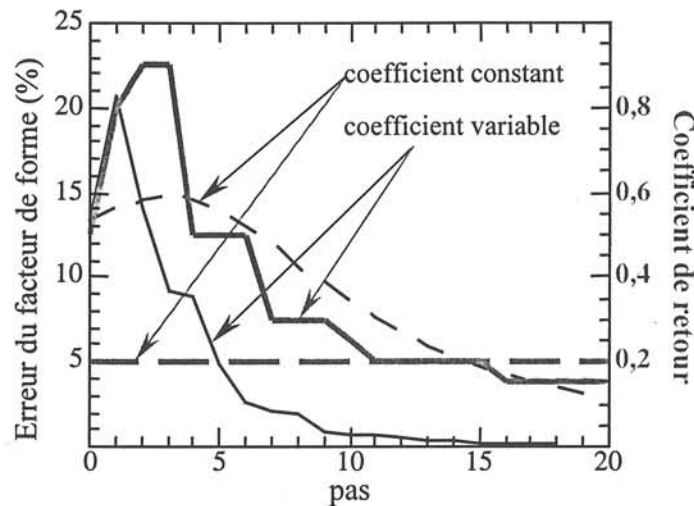


Figure II-3 : Evolution de l'erreur du facteur de forme (trait fin) en fonction du nombre d'itérations et pour les deux types de variation du coefficient de retour (trait gras), référence sinusoïdale d'amplitude 1,4 T à 50 Hz, orientée suivant la DT

Nous avons également essayé d'autres approches, notamment une correction non-linéaire et un calcul de la tension de commande basé sur une estimation du courant d'excitation à partir de la mesure du champ H . Malheureusement les deux approches n'apportent pas toujours un gain de rapidité, leur utilisation restant restreinte.

Il est possible aussi de calculer la tension de commande en déterminant la fonction de transfert du système entier. Cette méthode doit aboutir à des résultats meilleurs, mais est plus difficile à mettre en œuvre. En pratique, le calcul par analyse de Fourier nécessite un temps plus long que celui qu'on récupérerait en réduisant le nombre de pas. De plus, il n'est pas toujours possible d'utiliser directement une transformée rapide de Fourier, car les dimensions des vecteurs sont variables et, en général, différentes d'une puissance de 2.

II.2.2.B Couplage magnétique et fuites de flux entre les axes

La seconde grande différence entre le RSST et le SST est due au couplage magnétique entre les axes du cadre. Le flux sur une direction passe sur la direction perpendiculaire et il faut prendre en compte le comportement bidimensionnel du matériau [NEN-96]. Ce couplage a déjà fait l'objet d'une analyse détaillée lors de l'optimisation de la dimension de la zone de mesure. Le champ magnétique a été mesuré localement sur la totalité de la surface de l'échantillon afin de déterminer l'inhomogénéité de sa répartition. La figure II-4 [NEN-94] décrit les résultats obtenus dans le cas d'une tôle GO excitée en régime alternatif le long de la direction DL, DT et à 45°. Elle donne l'écart type des variations de l'amplitude du champ magnétique observées à l'intérieur des carrés centrés au milieu de la tôle – point (0 ; 0), pour plusieurs niveaux d'excitation unidirectionnelle. Le cas de l'excitation suivant la DT est le plus inhomogène, mais le champ devient plus uniforme au fur et à mesure que sa valeur augmente. Ce phénomène est étroitement lié à l'anisotropie du matériau qui tend à aligner préférentiellement le flux dans la direction de facile aimantation.

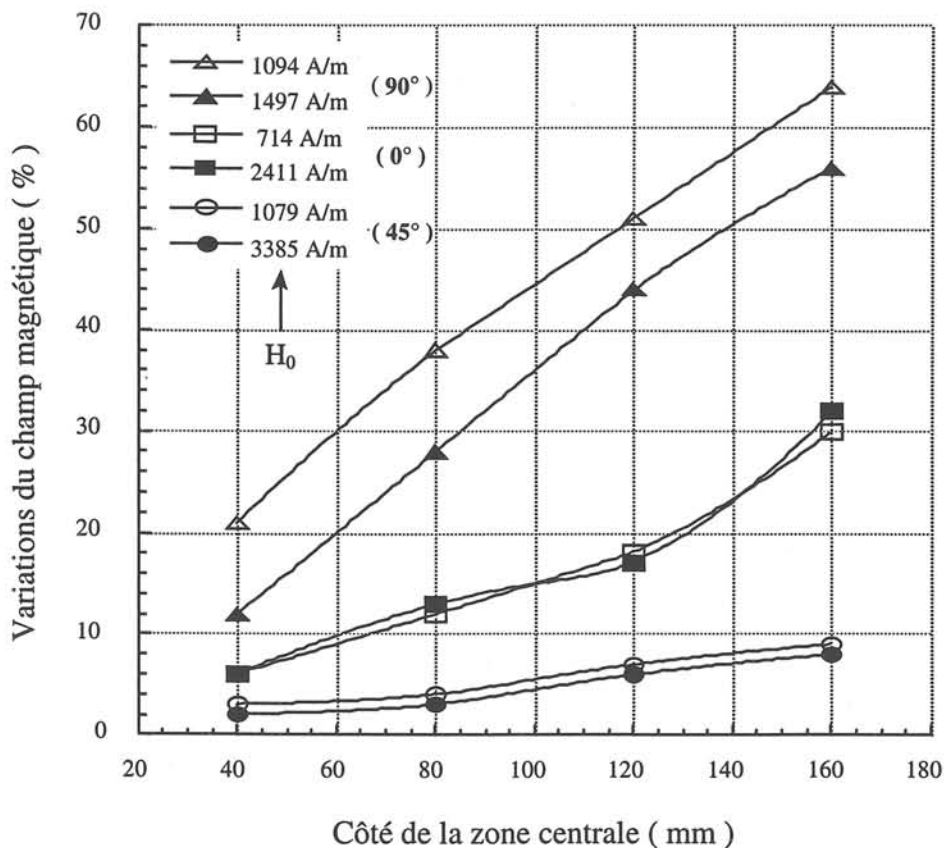


Figure II-4 : Ecart type des variations du champ magnétique mesuré à la surface de l'échantillon (FeSi GO) pour différents niveaux et directions d'excitation.

On retrouve ce comportement sur la variation temporelle de l'induction magnétique. Dans la figure II-5 nous avons représenté les inductions B_{x1} et B_{x2} (ou proportionnellement les flux) mesurées le long de l'axe de facile aimantation (axe Ox, direction de laminage) quand l'axe difficile (axe Oy, direction travers) est excité avec une induction sinusoïdale $B_{y1} = 0,5$ T, respectivement $B_{y2} = 1,4$ T.

Les interactions augmentent avec l'aimantation et l'anisotropie de la tôle étudiée. De plus, si la réluctance magnétique de l'échantillon s'accroît suffisamment, à cause de l'approche à la saturation, elle peut devenir comparable à la réluctance entre deux culasses perpendiculaires. Le flux s'échappera d'une culasse à l'autre, donc une moindre partie traversera l'échantillon.

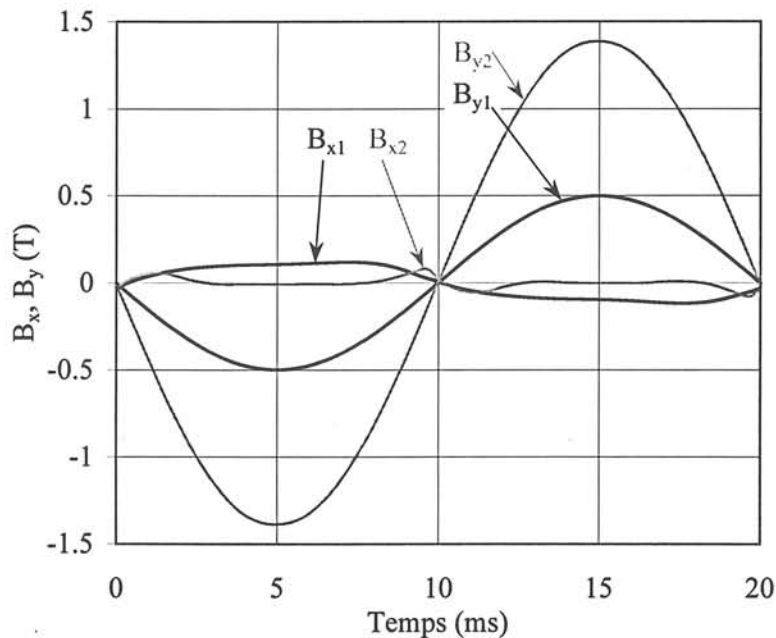


Figure II-5 : Inductions correspondantes aux flux de fuite sur l'axe de facile aimantation quand l'axe difficile est aimanté

Le phénomène est présent pour tous les types de matériaux, mais il est plus visible pour des tôles à grains orientés. Dans ce cas, il est probablement accentué par le faible écart angulaire qui peut expérimentalement séparer les axes principaux du matériau de ceux des bobines d'excitation.

Afin d'éliminer l'influence d'un axe sur l'autre, une procédure a été mise au point : avant de commencer l'asservissement proprement dit, on effectue une mesure des sensibilités entre les axes. Les tensions de commande seront modifiées pour en tenir compte.

II. 2. 3 Difficultés d'instrumentation

II.2.3.A Stabilité et précision des horloges des cartes

Les deux cartes sont programmées afin d'avoir leurs périodes, d'acquisition et de génération, les plus rapprochées possible. Une différence, même relativement petite, provoque une correction mauvaise, en fin de période. Très vite le processus devient instable et des oscillations importantes prennent naissance.

Pour éviter cela, des algorithmes de calcul du nombre de points et de la fréquence d'échantillonnage ont été implantés. Il n'est pas possible de superposer chaque fois exactement les instants de la génération et ceux de la mesure, car les intervalles d'échantillonnage des deux cartes sont différents : les horloges de base ont des fréquences différentes et les algorithmes de synthèse des horloges d'échantillonnage ne sont pas les mêmes. Le calcul de fréquence est conditionné par la carte d'acquisition, moins rapide et ayant une résolution temporelle inférieure. Ayant une fréquence d'échantillonnage plus haute, la carte de génération emploie plus de points afin de minimiser les décalages avec les instants de mesure.

II.2.3.B Comportement en fréquence

Les tensions de commande devront être calculées en considérant la fonction de transfert des amplificateurs de puissance et des transformateurs de séparation. A basse fréquence le signal doit augmenter pour compenser la baisse du facteur de gain.

Pour un même échantillon et une même induction, les tensions d'alimentation du cadre augmentent avec la fréquence. Des transformateurs à rapport variable seront très utiles. Actuellement nous changeons manuellement les rapports, ce qui enlève un des avantages de l'automatisation du système. A haute fréquence nous avons aussi une précision accrue des mesures, grâce aux niveaux augmentés des tensions dans les bobines de mesure. Les difficultés résident dans l'échauffement de l'échantillon, les vibrations mécaniques engendrées et les limitations imposées par la bande passante des amplificateurs de puissance.

II. 2. 4 Performances de l'asservissement

Avant de déterminer les performances de l'asservissement, nous avons fait des essais préliminaires pour quantifier l'influence de la remise à zéro des niveaux des tensions de sortie de la carte génératrice PC 420. Nous avons procédé à deux séries d'essais pour plusieurs valeurs croissantes d'induction. La première série a été effectuée en augmentant progressivement l'amplitude sans revenir à zéro, tandis que pour la deuxième série le réglage de chaque nouveau niveau d'induction était précédé par une remise à zéro des sorties de la carte.

Les résultats, en terme de valeur crête de l'induction et du champ magnétique ou de la valeur des pertes, montrent des écarts inférieurs au pour-cent. Nous pouvons donc considérer les effets de l'annulation de l'amplitude des tensions de commande V_{cx} et V_{cy} comme étant négligeables.

Nous avons évalué les possibilités de notre asservissement sur plusieurs qualités de tôles, lesquelles présentaient des inductions de saturation et des anisotropies très différentes. Plusieurs types de formes d'onde de l'induction ont été testés pour différentes valeurs crêtes. Nous avons mesuré les tensions aux bornes de bobines de mesures de B_x et B_y , appelées V_{Bx} et V_{By} et nous avons calculé les erreurs de facteur de forme, en utilisant l'équation II-6, et une erreur ε définie par :

$$\varepsilon = \frac{1}{N} \frac{1}{\hat{V}_{B_{ref}}} \sum_{i=1}^N |V_{B_{ref},i} - V_{B,i}| \quad (\text{II-7})$$

où N est le nombre de points acquis par voie.

Nous avons obtenu, dans le cas d'une référence sinusoïdale de l'induction, qu'elle soit unidirectionnelle ou elliptique, des erreurs de facteur de forme et des erreurs ε inférieures à 0,1% et à 0,04 respectivement, le réglage des amplitudes étant assuré à 0,1%.

Dans le cas d'une référence triangulaire de l'induction, la tension à asservir comporte des sauts qui sont impossible à obtenir. Néanmoins on peut se rapprocher beaucoup de cette référence. Nous avons porté dans la figure II-6 les tensions V_{Bx} en fonction du temps, pour deux amplitudes de l'induction : 1 T et 1,4 T et dans la figure II-7 les tensions de commande des amplificateurs de puissance V_{cx} pour les mêmes niveaux d'induction. Les essais ont été faits sur une tôle NO, en régime unidirectionnel orienté le long de la DL. Les erreurs du facteur de forme, calculé pour le triangle, restent inférieures à 0,02% et $\varepsilon \leq 0,001$.

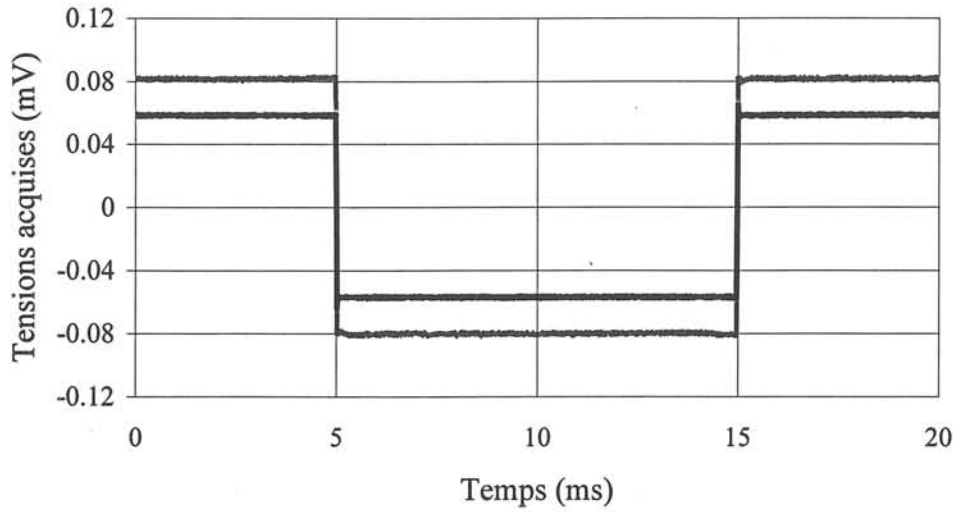


Figure II-6 : Tensions acquises aux bornes de la bobine de B_x , dans le cas d'une induction unidirectionnelle triangulaire d'amplitude 1 T et 1,4 T (tôle NO)

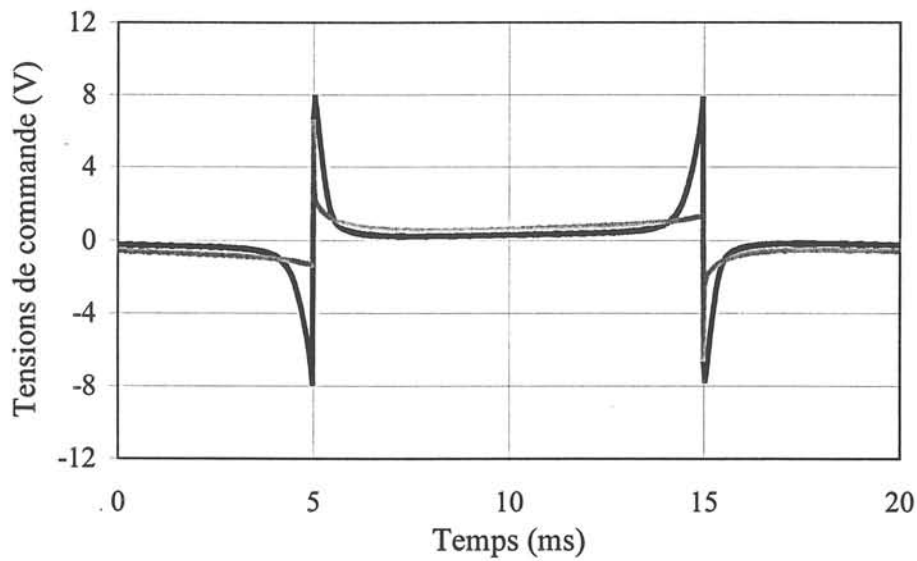


Figure II-7 : Tensions de commande à la sortie de la carte génératrice pour obtenir deux inductions unidirectionnelles triangulaires de 1 T et 1,4 T respectivement (tôle NO)

Nous avons également essayé des formes d'onde 2D, dont nous pouvons voir un exemple dans les figures II-8 et II-9. La référence de l'induction est une trajectoire carrée, parcourue à vitesse angulaire constante, très difficile à obtenir en pratique. Les erreurs de facteur de forme pour V_{B_x} et V_{B_y} restent inférieures à 0,01% et ϵ à 0,1%.

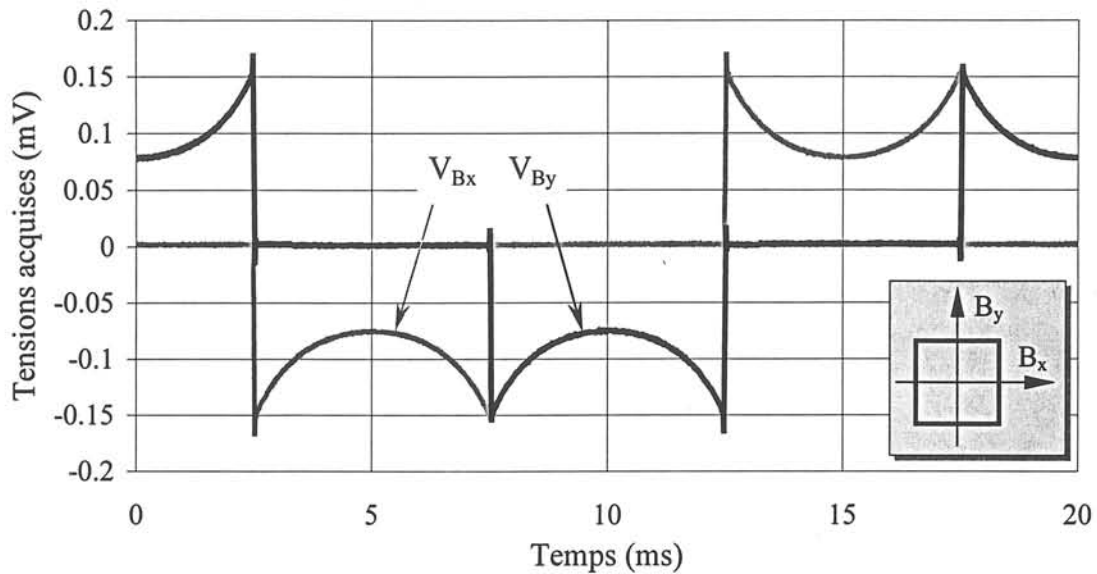


Figure II-8 : Tensions acquises aux bornes des bobines de B , dans le cas d'une induction ayant une trajectoire carrée dans la plan de la tôle, d'amplitude maximale de 1,2 T (tôle NO)

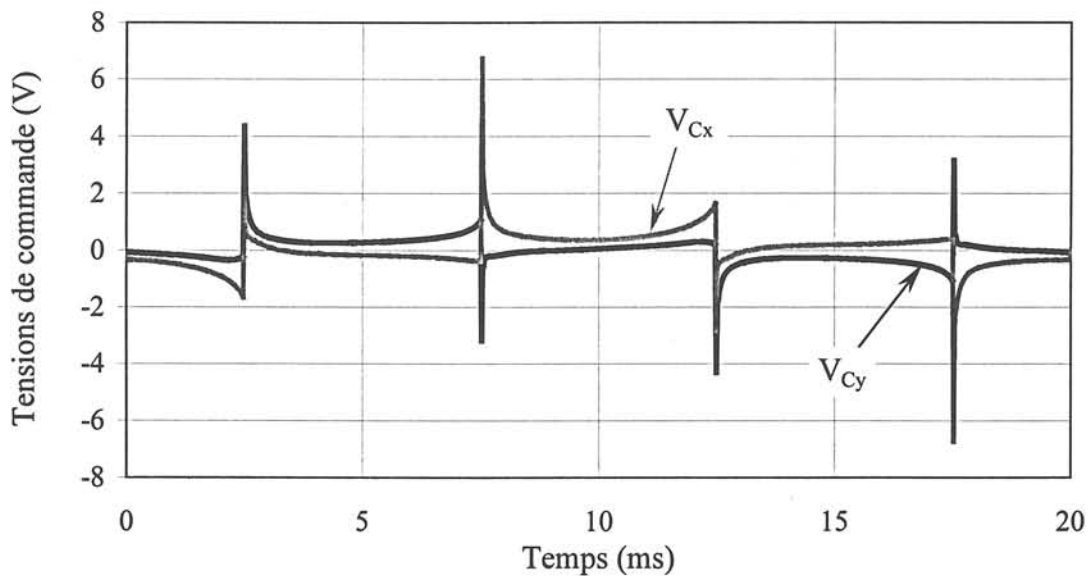


Figure II-9 : Tensions de commande dans le cas d'une induction ayant une trajectoire carrée dans la plan de la tôle, d'amplitude maximale de 1,2 T (tôle NO)

Le système d'asservissement analysé permet l'obtention des tensions de commande nécessaires à la création des formes d'onde complexes de l'induction. Ces tensions de commande peuvent avoir des variations importantes, que les amplificateurs de puissance ne peuvent pas toujours suivre. Pour aller encore plus loin, on doit disposer d'amplificateurs délivrant une puissance plus grande avec une largeur de bande plus étendue.

II. 3 Le logiciel de pilotage. Automatisation des mesures

Au cœur du système de mesure, on trouve le logiciel de pilotage. Ses principales fonctions sont la communication avec l'utilisateur, la commande de l'alimentation des cadres à champ tournant, de la chaîne de mesure et le traitement des données.

Dans les paragraphes suivants nous allons détailler l'organisation et les fonctionnalités du logiciel, qui compte plus de 14500 lignes de code « C » écrites entièrement pendant le DEA et la thèse.

II. 3. 1 Structure du logiciel

Nous avons initialement développé le logiciel pour assurer seulement l'acquisition et un traitement simple des données séparément pour chaque cadre. La structure a évolué et intègre aujourd'hui plusieurs fonctionnalités importantes, dont :

- ◆ le paramétrage permettant le contrôle des deux cadres existants ;
- ◆ la technique de la fréquence équivalente (sous - échantillonnage) pour augmenter la plage des essais en fréquence ;
- ◆ l'asservissement numérique, pour obtenir toutes les formes d'onde de l'induction en régime unidirectionnel ou tournant dans le plan de la tôle ;
- ◆ l'automatisation, au début avec un asservissement externe analogique, ensuite avec l'asservissement interne numérique ;
- ◆ l'automatisation des essais dans les deux sens de rotation de **B** nécessaires aux corrections des erreurs de positionnement des bobines de mesure ;
- ◆ l'éditeur des formes d'onde de l'induction ;
- ◆ l'exploitation des résultats.

L'évolution a aussi profité de l'amélioration des compilateurs disponibles. Le choix a été porté dès le début sur le milieu de développement LabWindows de National Instruments, pour sa convivialité, sa fonctionnalité et les possibilités de communication avec des appareils programmables. LabWindows est composé d'un éditeur de textes, d'un éditeur graphique, d'un compilateur (qui à partir de la version 3.0.1 est compatible ANSI C) et de bibliothèques

spécifiques, que nous utilisons pour l'acquisition, le traitement mathématique, et le contrôle de l'interface graphique. La version actuelle est 4.0.1.

La première version achetée du compilateur, LabWindows 2.1 pour MS DOS, rendait difficile la conception d'un programme modulable. De plus une partie importante de ses fonctions n'étaient pas compatible avec le standard ANSI C. En conséquence au moment du passage à la version 3.0.1 (CVI), nous avons dû effectuer un long travail de mise à jour de notre logiciel :

- transformation de la structure pour obtenir des modules spécialisés. Cela nous a permis de renforcer la sûreté de programmation et de fonctionnement et de faciliter le développement.
- modification du code utilisant les fonctions des anciennes bibliothèques de LabWindows, et plus spécialement des fonctions d'entrée – sortie : affichage de texte, gestion des fichiers et de chaînes de caractères, qui n'étaient pas compatibles avec le standard « ANSI C ».
- modification des types de données, suite au changement de la codification en mémoire. Par exemple un nombre entier entièrement stocké sur deux octets dans la version 2 est sur quatre octets dans la version pour MS Windows. Ceux-ci n'étaient pas détectables par le compilateur, qui peut faire de conversions ou troncatures automatiques. Nous avons dû vérifier toutes les lignes sources. Par ailleurs, le passage à chaque nouvelle version a apporté des changements dans les fonctions de bibliothèque : modification des types ou du nombre des paramètres, regroupement ou éclatement des fonctionnalités, etc.
- découverte et correction si possible, contournement sinon, des erreurs internes du compilateur ou de ses bibliothèques :
 - allocation défectueuse de la mémoire pour les vecteurs de données, ce qui empêchait le transfert avec la carte AT MIO 16X ;
 - erreurs de certaines fonctions mathématiques ou d'acquisition ;
 - incompatibilité entre les pilotes et la carte (problèmes lors de la calibration de la carte).

De longs efforts ont ainsi permis d'identifier les erreurs, de recevoir des modules de corrections ou, en ultime instance, de les éviter quand il n'y avait pas de bibliothèque corrigée.

Suite aux problèmes de génération de la carte AT MIO 16X, au niveau du synchronisme et de la fréquence d'échantillonnage insuffisante en sortie, nous avons acquis une carte de génération beaucoup plus rapide : PC420 de Datel. Nous avons pu ainsi utiliser la carte AT MIO 16X en acquisition dans une gamme élargie de fréquences grâce au sous-échantillonnage. Si la carte AT MIO 16X a été livrée avec un pilote compatible LabWindows, la carte PC 420 a nécessité un travail important de réécriture des fonctions d'accès aux registres de commande, afin de créer une bibliothèque de fonctions « C ».

La figure II-10 schématise la structure actuelle du logiciel. Sa conception assure une architecture ouverte à des nouvelles fonctionnalités, tout en gardant une stabilité et sûreté en fonctionnement. L'utilisation doit être simple et intuitive et les options disponibles sont systématiquement modifiées en fonction de la configuration de travail choisie par l'utilisateur permettant de mieux le guider.

En conséquence nous avons choisi une structure basée sur un noyau entouré de modules spécialisés et hiérarchisés sur plusieurs niveaux. Nous avons groupé les fonctions les plus utilisées dans des bibliothèques dédiées, ayant l'avantage de donner la possibilité de réutilisation dans d'autres applications de notre domaine. Nous nous sommes rapprochés, autant que puisse le permettre un compilateur ANSI C, de la programmation orientée objet. Un module regroupe des fonctions spécifiques, dont une qui assure l'initialisation et une autre l'arrêt. Certains gèrent des parties de l'interface graphique spécifiques au module, qui sont le plus souvent concentrées autour d'un panneau. Les tâches qu'ils exécutent sont contrôlées par les événements reçus du système : entrée des données, actions de la souris ou du clavier, messages Windows NT.

A la base de la hiérarchie, la fonction « C » principale, *main()*, assure l'initialisation du programme et la mise en route de la boucle d'événements. L'initialisation met en marche et vérifie l'état de la carte d'acquisition et de la carte de génération. Cette dernière ne doit pas délivrer des tensions en sortie. Le programme peut également fonctionner sans la présence des cartes pour assurer l'exploitation des résultats sur d'autres ordinateurs. Ensuite sont appelées les fonctions d'initialisation de chaque module. Ces fonctions chargent chacune leur partie de l'interface graphique, elles lisent les valeurs de démarrage d'une partie des variables et font les calculs initiaux. Ainsi le programme assure sa configuration de départ avec les données

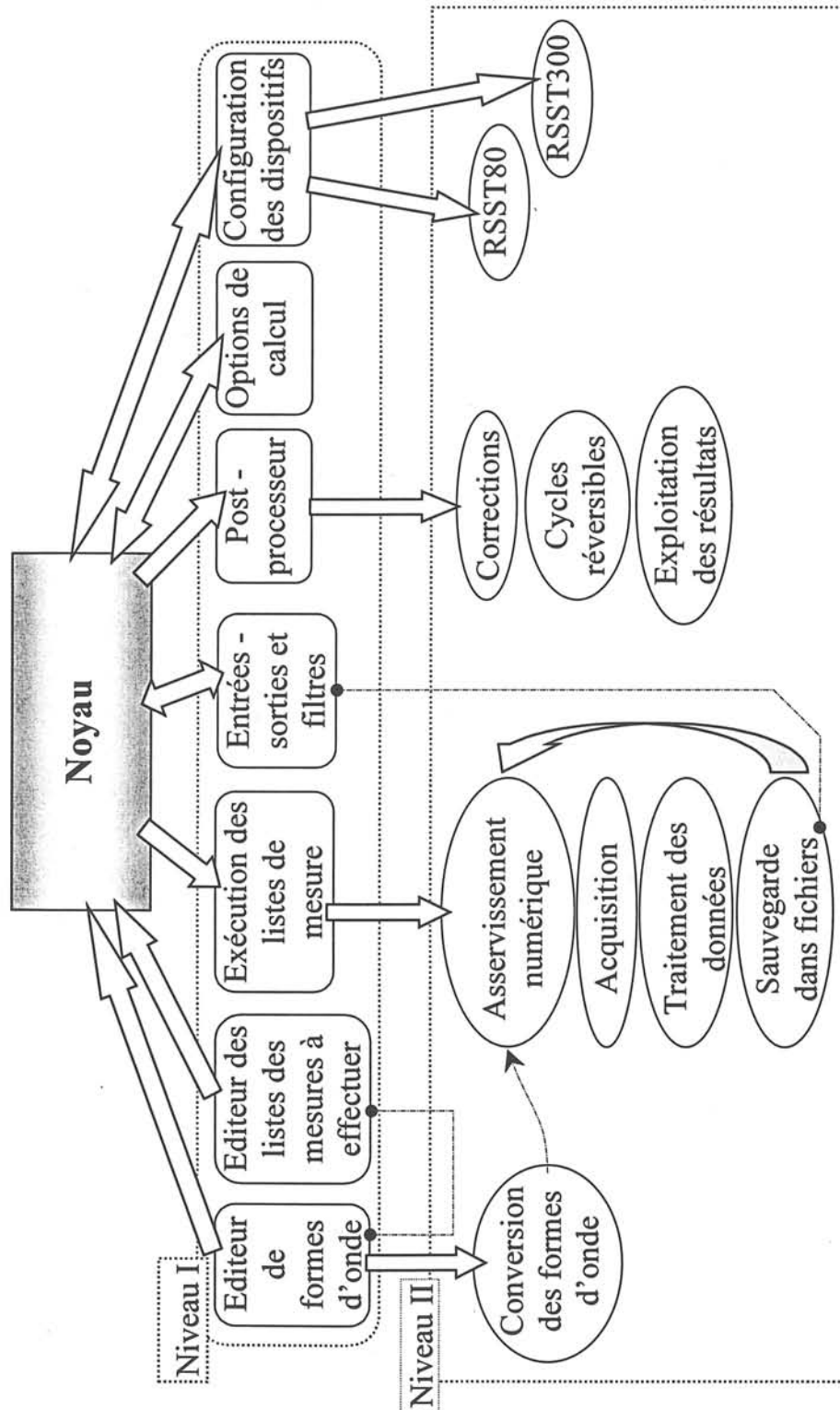


Figure II-10 : Structure du logiciel

stockées dans l'interface graphique ou dans le fichier de démarrage du programme. L'interface graphique de départ reflète le mode de travail choisi : automatique ou manuel. A la fin du chargement de l'interface graphique le programme lance la boucle principale d'événements et il est prêt à recevoir des commandes de l'utilisateur. Durant toute l'initialisation, le programme informe l'utilisateur de l'évolution de son état. Il peut même s'arrêter s'il détecte de problèmes importants, par exemple un mauvais fonctionnement des cartes. A la fin du fonctionnement du programme, les signaux de sortie sont abaissés jusqu'à zéro, afin que les amplificateurs de puissance puissent être éteints ; l'interface graphique est ensuite déchargée de la mémoire.

Le premier niveau en-dessous de la base de la hiérarchie, indexé ci-après avec □, est constitué par les modules lancés à partir de la boucle principale d'événements. Ceux-ci répondent aux options disponibles dans le menu principal ou dans la fenêtre du programme. Les opérations principales correspondantes, qui font appel aux modules du deuxième niveau - notés avec □, sont :

- opérations sur des fichiers (entrées - sorties et filtres) :
 - traitement des fichiers binaires des données ;
 - sauvegarde des données en mode texte (exportation vers d'autres logiciels) ;
 - traitement des fichiers liste.
- mesures : construction et modification d'une liste de mesures. Elle contient les données nécessaires pour une série d'essais à faire : fréquence, valeurs maximale et minimale de l'induction, rotation par rapport à l'axe X, type de forme d'onde. Une fois cette liste prête, les mesures peuvent être déclenchées en automatique. Si le mode de fonctionnement choisi était le mode manuel, seule la fréquence peut être introduite. Dans ce cas d'ailleurs, on ne peut mesurer que la forme d'onde qui est déjà définie.
- édition des formes d'onde de l'induction
- configuration des dispositifs
 - contrôle des connexions externes spécifiques aux modes de travail et choix de la carte de génération entre la AT MIO 16X et la PC 420 ;
 - choix du cadre utilisé, RSST80 ou RSST300, des caractéristiques de l'échantillon et dans le cas de l'utilisation de RSST80, modification des facteurs de gain des amplificateurs pour les bobines de mesure du champ.
- résultats, post-traitement des données

- présentation, après calcul, des grandeurs mesurées ;
 - corrections des mesures basées sur des essais effectués dans les deux sens de rotation de \mathbf{B} pour les formes d'onde 2D ;
 - construction des cycles réversibles.
- options de calcul

Les bibliothèques sont les suivantes :

- mathématique
- contrôle de la carte PC420
- traitement des vecteurs
- fonctions générales
- graphique et sons
- conversion des formes d'onde

II. 3. 2 Composantes importantes du logiciel

Dans cette section nous allons aborder de plus près la programmation des composantes importantes, telles que :

- A. la configuration de travail ;
- B. l'acquisition ;
- C. l'éditeur pour la création de la forme d'onde de l'induction magnétique qu'on cherche à imposer dans l'échantillon ;
- D. le module d'asservissement numérique ;
- E. la correction de l'erreur d'alignement des bobines de H et la construction du cycle réversible pour les mesures en 2D ;
- F. le traitement des fichiers ;
- G. l'exploitation des résultats.

II.3.2.A La configuration de travail

Le logiciel propose plusieurs choix :

- type de cadre utilisé – RSST80 ou RSST300

- configuration de l'asservissement
 - I asservissement numérique
 - II asservissement analogique et commande sinusoïdale
 - III asservissement analogique et source externe sinusoïdale
- mode de fonctionnement
 - automatique (excepté pour la troisième configuration de l'asservissement)
 - manuel (une mesure à la fois).

A titre d'exemple, la figure II-11 illustre le panneau de configuration des cadres (RSST80 ou RSST300), des instruments (amplificateurs de puissance, transformateurs, amplificateurs à faible bruit pour les bobines de H) et de l'échantillon.

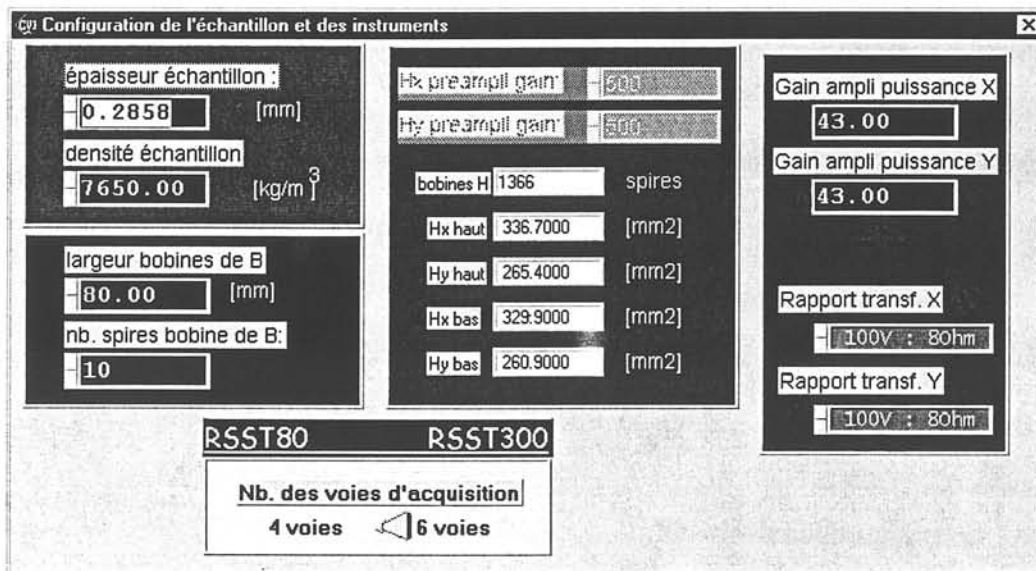


Figure II-11 : Panneau de configuration des cadres RSST

Un autre panneau gère les connexions externes, lors de l'utilisation d'un asservissement analogique ou d'un générateur externe (configuration de l'asservissement II ou III).

II.3.2.B L'acquisition

Ce module comprend plusieurs fonctions qui assurent l'initialisation, la configuration des voies d'entrée, la création de la base de temps, et le traitement primaire des données acquises.

Fonction d'initialisation

Elle se déroule sur la base de l'organigramme suivant :

- calcul de la fréquence d'échantillonnage pour l'acquisition
 - calcul de la période \Rightarrow nombre de périodes ;
vitesse d'échantillonnage ;
temps équivalent entre deux acquisitions ;
résolution de l'horloge de la carte ;
nombre de points à acquérir
 - si il y a plus d'une période à acquérir
alors entrelacement des périodes
 \Rightarrow calcul du vecteur de temps sur toutes
les périodes
transformation de la base de temps en dents de scie
sinon calcul simple du vecteur de temps
 - calcul de la période, respectivement fréquence exacte des mesures
- valeurs initiales pour : l'intervalle d'échantillonnage de la génération
le témoin données_acquises
les gains des voies d'entrée

Correction des instants d'acquisition

Quand la carte d'acquisition est programmée pour plusieurs voies d'entrée, comme dans notre cas, à chaque déclenchement elle procède à l'échantillonnage séquentiel pour chacun des canaux d'entrée. Le temps écoulé entre deux échantillonnages d'un même canal sera le temps nécessaire à un échantillonnage (δt) multiplié par le nombre des voies d'entrée (n_v) en utilisation.

Dans la figure II-12 nous avons représenté le cas de quatre signaux d'entrée (RSST80) ; mais pour simplifier le schéma, seulement deux voies sont tracées et les variations des signaux ont été exagérées. Une conséquence de l'acquisition multi-voies est la diminution de la fréquence d'échantillonnage résultante par voie : la fréquence maximale est divisée par le nombre des voies d'entrée. De plus cette acquisition n'étant pas synchrone il apparaît un déphasage entre les valeurs numérisées pour les différentes entrées. Pour retrouver la même origine des temps, les valeurs numérisées, sauf celles de la première voie, sont interpolées. Ainsi, sur l'exemple de la figure II-12, les points acquis de la deuxième voie sont numérotés 2, 2+ n_v , etc. Ils sont mesurés aux instants t_2 , t_{2+n_v} , etc. respectivement. Les points 2', (2+ n_v)', etc. sont calculés par interpolation Spline de cette fonction tabulée aux instants $t_2 - \delta t$, $t_{2+n_v} - \delta t$,

etc., qui correspondent aux instants d'échantillonnage de la première voie.

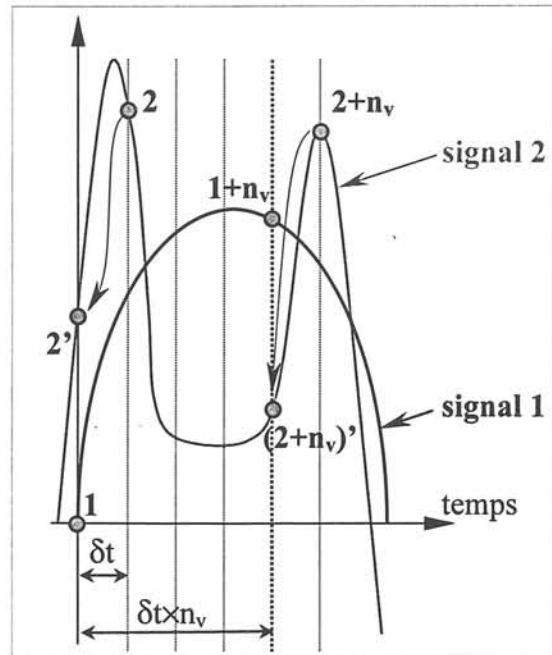


Figure II-12 : Echantillonnage à plusieurs voies sur une période
 1, 2, ... : points acquis
 2', ... : points interpolés du signal 2 synchrones du signal 1

Technique de la fréquence équivalente pour monter en fréquence

Quant la carte n'est pas assez rapide pour obtenir le nombre d'échantillons imposés par voie, nous pouvons employer une technique de sous-échantillonnage (ou de fréquence équivalente). Celle-ci consiste à échantillonner sur plusieurs périodes le signal d'entrée (figure II-13).

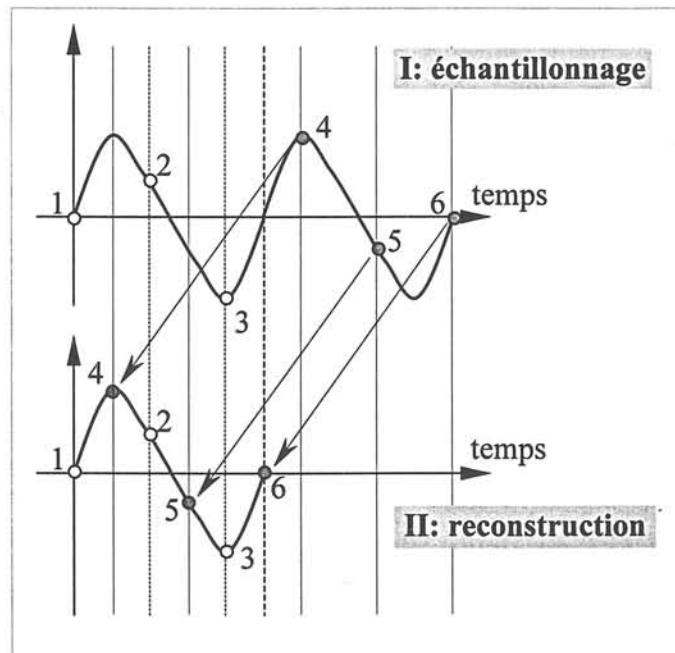


Figure II-13 : Technique de la fréquence équivalente

Les instants doivent avoir des positions relatives différentes par rapport au début des périodes respectives, afin qu'ils ne se superposent pas dans l'étape de la reconstruction. Les points échantillonnés s'entrelacent et nous obtenons une fréquence équivalente plus grande, proportionnelle au nombre de périodes.

Exemple

A titre d'exemple nous pouvons voir dans la figure II-14 le mode de fonctionnement manuel, permettant seulement des mesures sans intervenir sur l'asservissement. Dans la partie graphique de la fenêtre principale nous pouvons observer les tensions mesurées aux bornes des bobines de **B** et de **H**, après la correction des instants d'acquisition et le desentrelacement dû au sous-échantillonnage. La mesure a comporté six voies d'entrée à 1001 points chacune, sur trois périodes.

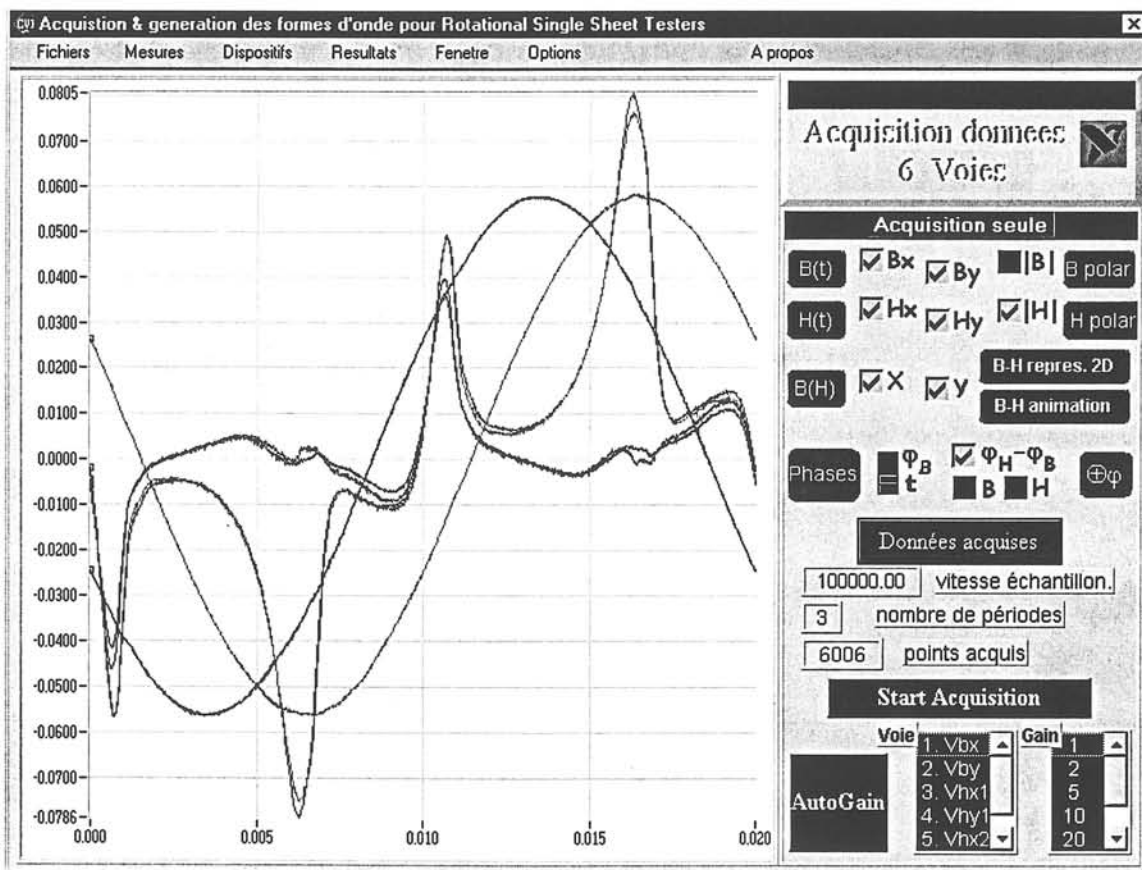


Figure II-14 : Panneau configuré pour le mode de fonctionnement "acquisition simple" et pour le cadre RSST300. Tensions mesurées aux bornes des bobines de **B** et de **H**. **B** suit une trajectoire elliptique dans le plan de la tôle.

II.3.2.C L'éditeur des formes d'onde

C'est l'outil qui permet la création et la modification des formes d'onde de référence de l'induction. Il peut également communiquer avec d'autres programmes, en important des formes d'onde issues par exemple d'une simulation d'une machine électrique par le logiciel de calcul par éléments finis «Flux2D». La représentation interne de la forme d'onde est en unités relatives d'induction, temps et vitesse de rotation. Ceci permet lors de la construction de la liste de mesure de l'utiliser pour des différents niveaux d'induction, fréquences ou angles de rotation par rapport à l'axe X du cadre. Nous avons choisi de représenter la forme d'onde par un point de départ suivi d'un enchaînement de sections. Une section a une forme simple, elle peut être une partie d'une des fonctions suivantes :

- fonction de premier ordre (segment de droite) (figure II-15 a et b : (type 2)), de deuxième ordre (segment de parabole) ou de troisième ordre ;
- ellipse ;
- fonctions décrites par leur composition en harmoniques.

Les formes générées peuvent être unidimensionnelles (1D) ou bidimensionnelles (2D). Elles sont caractérisées par des points $(B_i, t_i, \text{type}_i)$, $1 \leq i \leq n$ dans le cas 1D (figure II-15 a) ou $(B_{xj}, B_{yj}, \omega_j, \text{type}_j)$, $1 \leq j \leq m$ dans le cas 2D (figure II-15 b). t_i sont les instants, ω_j la vitesse angulaire, $\text{type}_{i,j}$ le type de la fonction d'onde et n, m le nombre de sections. De plus les sections de fonction de deuxième et troisième degré et les arcs d'ellipse peuvent être orientés par rapport à un axe de rotation. Seulement la moitié de l'onde est décrite, le reste étant complété par symétrie.

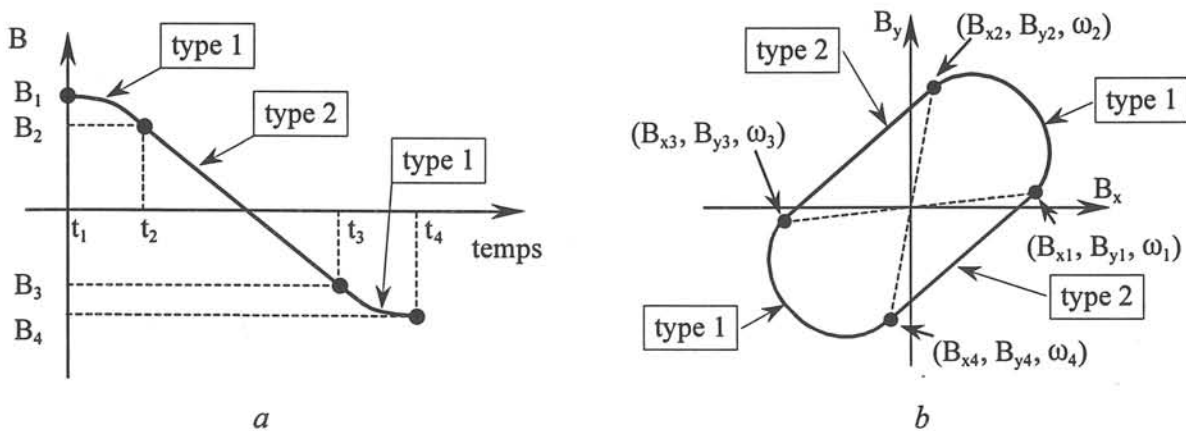
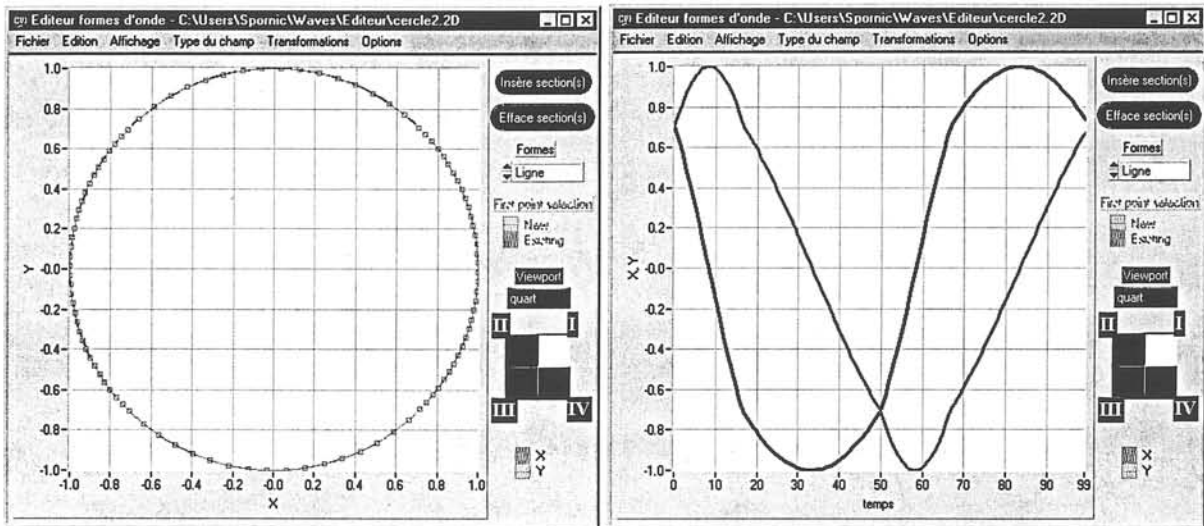


Figure II-15 : Construction des formes d'onde avec l'éditeur

Cette organisation des données a l'avantage de permettre la description de formes complexes et paramétrables dans un format compact (figure II-16 et II-17). Dans le cas d'une importation d'une série des valeurs numériques à partir de « Flux2D », l'éditeur fait une analyse de Fourier du signal $B_x(t)$ et $B_y(t)$ et reconstruit le signal en gardant uniquement les harmoniques dont l'amplitude est plus grande à 1% de l'harmonique la plus élevée (figure II-17). La mémoire nécessaire est réduite fortement et la forme d'onde devient utilisable pour toutes les fréquences et les niveaux d'induction, le nombre de points acquis ou générés étant modifiable.

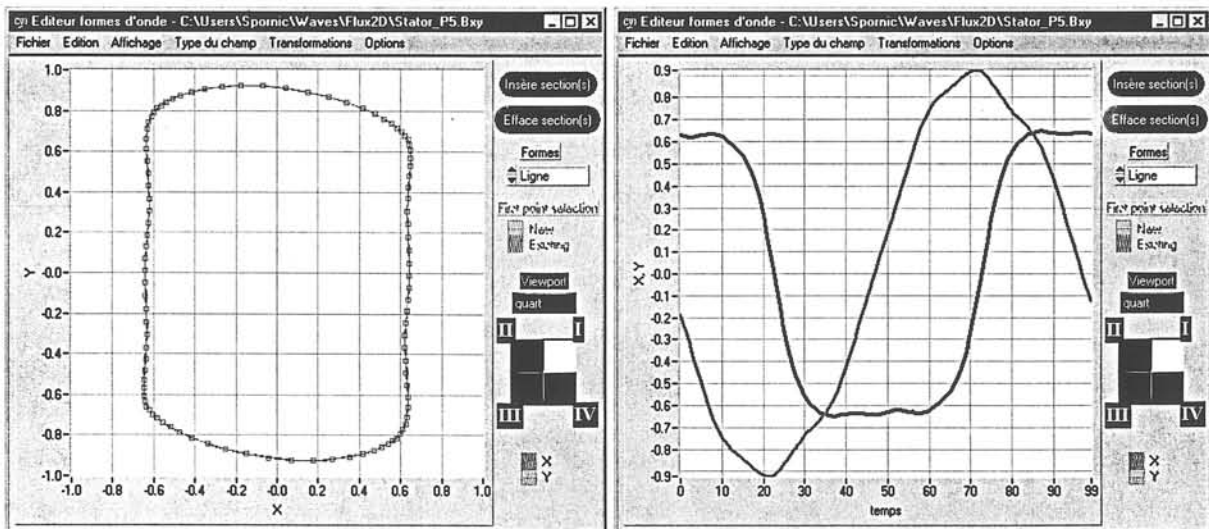
La transformation de la forme d'onde du format vectoriel de stockage en un vecteur binaire est faite au moment de la construction de la dérivée de référence au début du



a) forme d'onde 2D

b) composantes en fonction du temps

Figure II-16 : Induction circulaire à vitesse variable créée avec l'éditeur



a) forme d'onde 2D

b) composantes en fonction du temps

Figure II-17 : Importation d'une forme d'onde calculée par Flux2D

processus d'asservissement numérique, quand on procède à une dérivation analytique.

L'éditeur présente plusieurs possibilités de transformation, comme le déplacement, la rotation, l'agrandissement ou la réduction d'une ou de plusieurs sections. Une première possibilité de travail est en mode interactif, sur un écran graphique et on utilise la souris, les options d'agrandissement (zoom), etc. L'autre possibilité est de modifier le fichier texte qui contient la description des objets. C'est assez facile, parce que celui-ci est composé de mots clé explicites. De plus un en-tête rappelle les significations des colonnes. Le format d'écriture est libre, la lecture étant assurée par une recherche ordonnée des mots clef. L'exemple suivant illustre le fichier correspondant au cercle parcouru avec deux vitesses angulaires, montré dans la figure II-16 :

```

Editeur formes d'onde pour Waves v.8.3 : forme d'onde 2D
Type forme coord. X finale coord. Y finale Type vitesse angulaire Vitesse ang. finale
=====
2 sections (le point initial ne compte pas)
Point 1.000000 0.00000 0.000000
Arc 0.000000 1.00000 vit_ang_fixe 1.3333333
1.0 1.0 0.0 0.0 0.0 90.0 0.0 (ligne de paramètres)
Arc -1.00000 0.00000 vit_ang_fixe 0.6666667
1.0 1.0 0.0 0.0 90.0 180.0 0.0 (ligne de paramètres)

```

II.3.2.D Le module d'asservissement numérique

Il utilise l'algorithme décrit dans le paragraphe II.2.2. L'organigramme de la fonction principale est :

- création de la référence
 - ⇒ choix :
 - forme d'onde prédéfinie sinus, trapèze, ... en 1D ;
 - ellipse, rectangle en 2D ;
 - dérivation forme d'onde créée ou modifiée par l'éditeur des formes d'onde
- si la première forme de la liste ou la fréquence ou la forme ou l'angle de rotation a changé alors
 - ⇒ initialisation de la forme d'onde, calcul de la base de temps
 - ⇒ définition de la voie d'acquisition initiale et finale
- tant que l'erreur est grande et le nombre des pas est acceptable répète
 - | □ cycle de la voie initiale à la voie finale
 - | | ajustement des gains en acquisition
 - | | acquisition canal courant
 - | | si sous - échantillonnage

- | | ⇒ de - entrelacement
- | | conversion entiers → réels (unités en volts)
- | | vérification acquisition (amplificateurs carte non - saturés)
- | | calcul de la nouvelle commande
- | | calcul erreur
- | □ cycle de la voie initiale à la voie finale
- | | conversion commande en entiers
- | | envoi nouvelle commande ⇒ [mise à zéro des sorties de la PC420
- | | | chargement de la mémoire de la carte
- | | | remise à niveau des sorties
- | |
- | |

A titre d'exemple nous avons porté dans la figure II-18 la panneau de base configuré pour le mode automatique, pendant l'étape d'asservissement numérique.

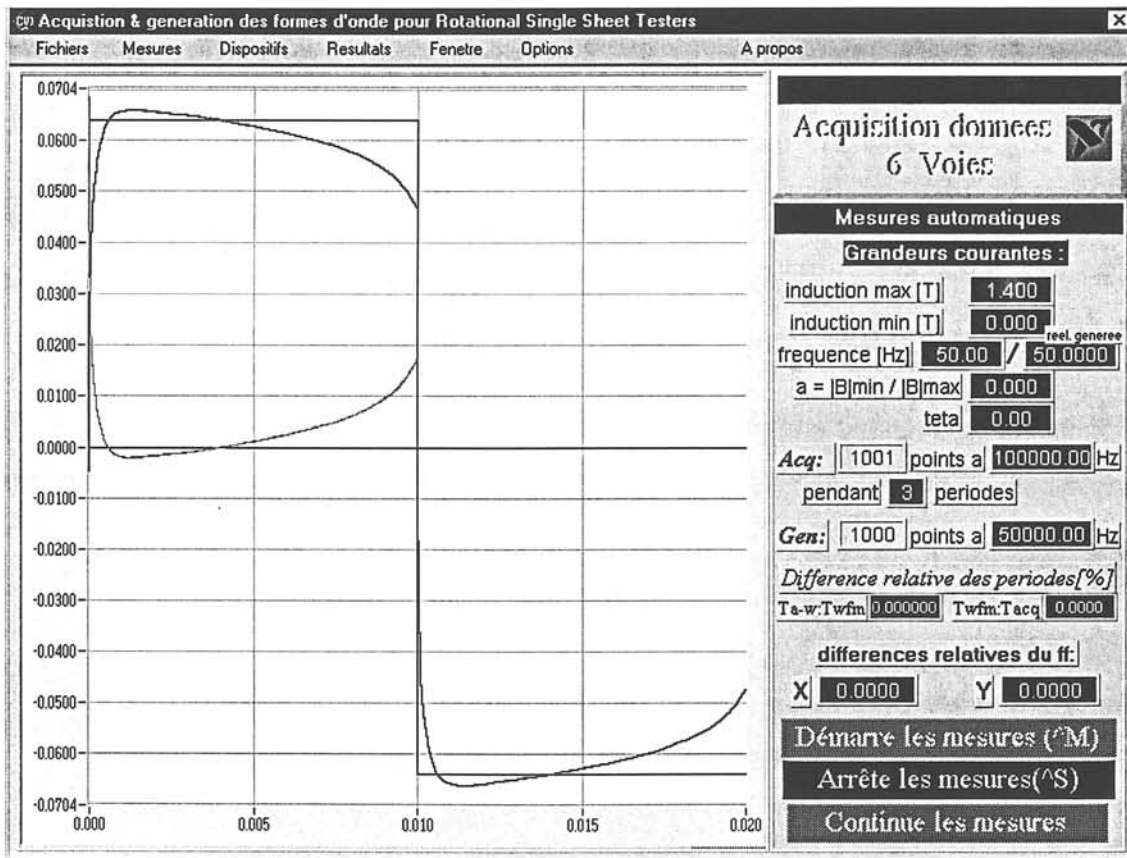


Figure II-18 : Panneau configuré pour le fonctionnement automatique, étape de l'asservissement numérique (induction de référence triangulaire, donc tension de référence en créneaux, sur une tôle GO)

Remarque : Dans le mode d'asservissement analogique, une autre fonction a été utilisée pour

contrôler le signal : les sorties de la carte étaient programmées avec des commandes sinusoïdales. Chaque pas faisait une acquisition et une correction de l'amplitude de sortie. On s'arrêtait si l'amplitude de l'induction mesurée était bonne ou si le facteur de forme était mauvais, l'asservissement et les amplificateurs de puissance ne pouvant plus imposer la commande.

II.3.2.E Correction de l'erreur d'alignement des bobines de H et construction du cycle réversible pour les mesures en 2D

En pratique les bobines de mesure, particulièrement celles du champ, ne peuvent pas être positionnées avec une précision très haute. Ceci engendre des erreurs de mesure [SIE-90] qu'on peut corriger en effectuant pour un même niveau d'induction des essais dans les deux sens de rotation de \mathbf{B} . Dans l'hypothèse des faibles erreurs d'alignement nous pouvons appliquer les corrections suivantes :

$$\begin{aligned}
 B_{x_{cor-ah}} &= \frac{B_{x_{ah}} + B_{x_h}}{2} & B_{y_{cor-ah}} &= \frac{B_{y_{ah}} - B_{y_h}}{2} & B_{y_{cor-h}} &= -B_{y_{cor-ah}} = \frac{-B_{y_{ah}} + B_{y_h}}{2} \\
 H_{x_{cor-ah}} &= \frac{H_{x_{ah}} + H_{x_h}}{2} & H_{y_{cor-ah}} &= \frac{H_{y_{ah}} - H_{y_h}}{2} & H_{y_{cor-h}} &= -H_{y_{cor-ah}} = \frac{-H_{y_{ah}} + H_{y_h}}{2} \\
 P_{2D} &= \frac{P_{2D_{ah}} + P_{2D_h}}{2}, & & & &
 \end{aligned} \tag{II-8}$$

où l'indice ah correspond aux mesures dans le sens de rotation anti-horaire et l'indice h aux mesures dans le sens horaire. Ces corrections sont appliquées automatiquement à partir des fichiers liste.

Tous les cycles montrés par la suite seront implicitement corrigés avec la convention anti-horaire.

La construction du cycle réversible [MOU-97] permet d'éliminer l'apport de l'hystérésis et de la dynamique. Elle est faite comme suit :

$$\begin{aligned}
 B_{x_{rev}}(t) &= \frac{B_{x_{cor-ah}}(t) + B_{x_{cor-h}}(T-t)}{2}, & B_{y_{rev}}(t) &= \frac{B_{y_{cor-ah}}(t) + B_{y_{cor-h}}(T-t)}{2} \\
 H_{x_{rev}}(t) &= \frac{H_{x_{cor-ah}}(t) + H_{x_{cor-h}}(T-t)}{2}, & H_{y_{rev}}(t) &= \frac{H_{y_{cor-ah}}(t) + H_{y_{cor-h}}(T-t)}{2}
 \end{aligned} \tag{II-9}$$

La courbe obtenue est symétrique par rapport aux axes principaux de la tôle. Le déphasage moyen entre \mathbf{B} et \mathbf{H} et les pertes sont nuls.

II.3.2.F Opérations sur des fichiers (entrées - sorties et filtres)

Le logiciel utilise trois types de fichiers : données en mode binaire, données en mode texte et listes.

Les fichiers de données en mode binaire sauvegardent les données collectées lors d'une mesure, dans le format suivant : fréquence, intervalle d'échantillonnage équivalent, nombre des points des vecteurs acquis, composantes de l'induction et du champ magnétique mesuré : $B_x(t)$, $B_y(t)$, $H_x(t)$, $H_y(t)$, pertes P . En option on peut sauvegarder les erreurs des facteurs de forme et les composantes de la dérivée de l'induction.

Les fichiers de données en mode texte sont utilisés seulement en écriture, en général pour transférer les données à d'autres applications. Ils contiennent dans l'en-tête les conditions de l'essai (fréquence, nombre des points des vecteurs) et les vecteurs qu'on souhaite transférer parmi B_x , B_y , $|\mathbf{B}|$, H_x , H_y , $|\mathbf{H}|$, $\varphi_{(\mathbf{B},\mathbf{H})}$.

Le fichier liste est aussi en format texte, mais il est généré pour une série d'essais, soit manuellement, soit automatiquement en fonction du mode de fonctionnement du programme. Il contient aussi un en-tête avec référence et des explications suivies de groupes de deux lignes, une contenant le nom du fichier binaire correspondant, l'autre les résultats significatifs de chaque essai. Il est spécialement très utile lors de la correction des essais pour les formes d'onde en 2D et lors de l'exploitation des résultats.

II.3.2.G Exploitation des résultats

Ce module permet de visualiser, à la fin d'une ou de plusieurs mesures ou à partir des données stockées, les données acquises et traitées. Ceci peut se faire à l'écran ou sur papier, dans un format texte ou graphique.

Il y a plusieurs possibilités de présentation :

- courbes dessinées une par une, qui exploitent les fichiers binaires, en utilisant le panneau décrit dans la figure II-14. Avec la facilité de superposition, on peut dessiner sur le même graphique différentes variations, d'un même type de grandeur (par exemple la variation au cours du temps de l'induction : $B_x(t)$, $B_y(t)$, module $|\mathbf{B}|(t)$) ou de types différents (par exemple les diagrammes polaires de l'induction et du champ magnétique : $B_y(B_x)$ et $H_y(H_x)$).

- animation d'une mesure 2D : les vecteurs **B** et **H** sont animés pour reproduire leur mouvement pendant une période.
- mesures graphiques : un autre panneau intérieur, appelé « Mesures graphiques » peut être activé et prendre la place du panneau « Acquisition seule » présenté dans la figure II-14. Il permet à l'image d'un oscilloscope numérique et grâce à deux curseurs de faire du traitement direct sur les courbes : calcul de valeur crête ou instantanée, intervalle de temps ou différence de tension, etc.
- courbes tracées en série : permettent d'exploiter les fichiers liste et à travers ceux-ci, les fichiers binaires qui y sont référencés. On peut ainsi par exemple visualiser les pertes en fonction de \hat{B} , \hat{H} , fréquence ou superposer les diagrammes polaires de **B** ou de **H** pour différents niveaux d'induction et ceux-ci pour tous ou seulement une partie des essais. A titre d'exemple nous montrons dans la figure II-19 une superposition des trajectoires elliptiques de **B**.

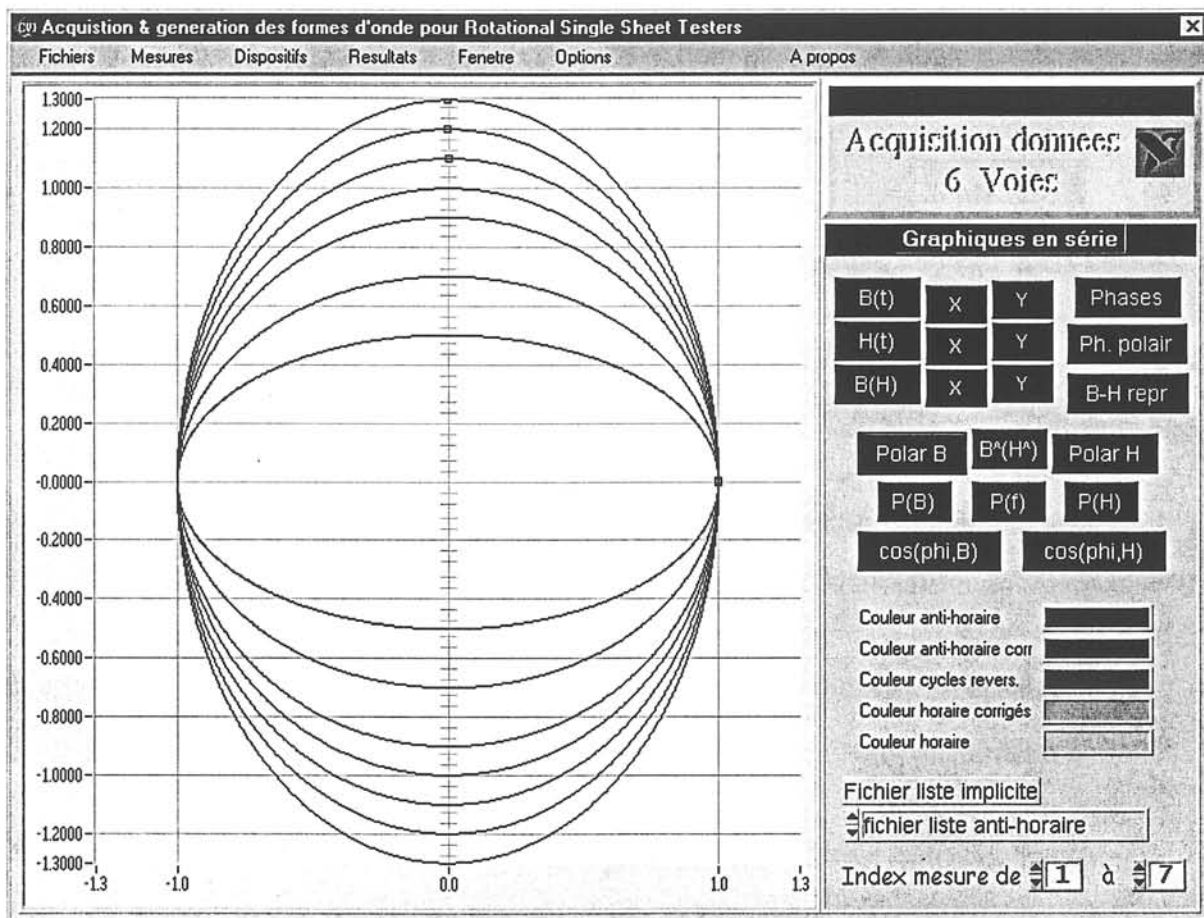
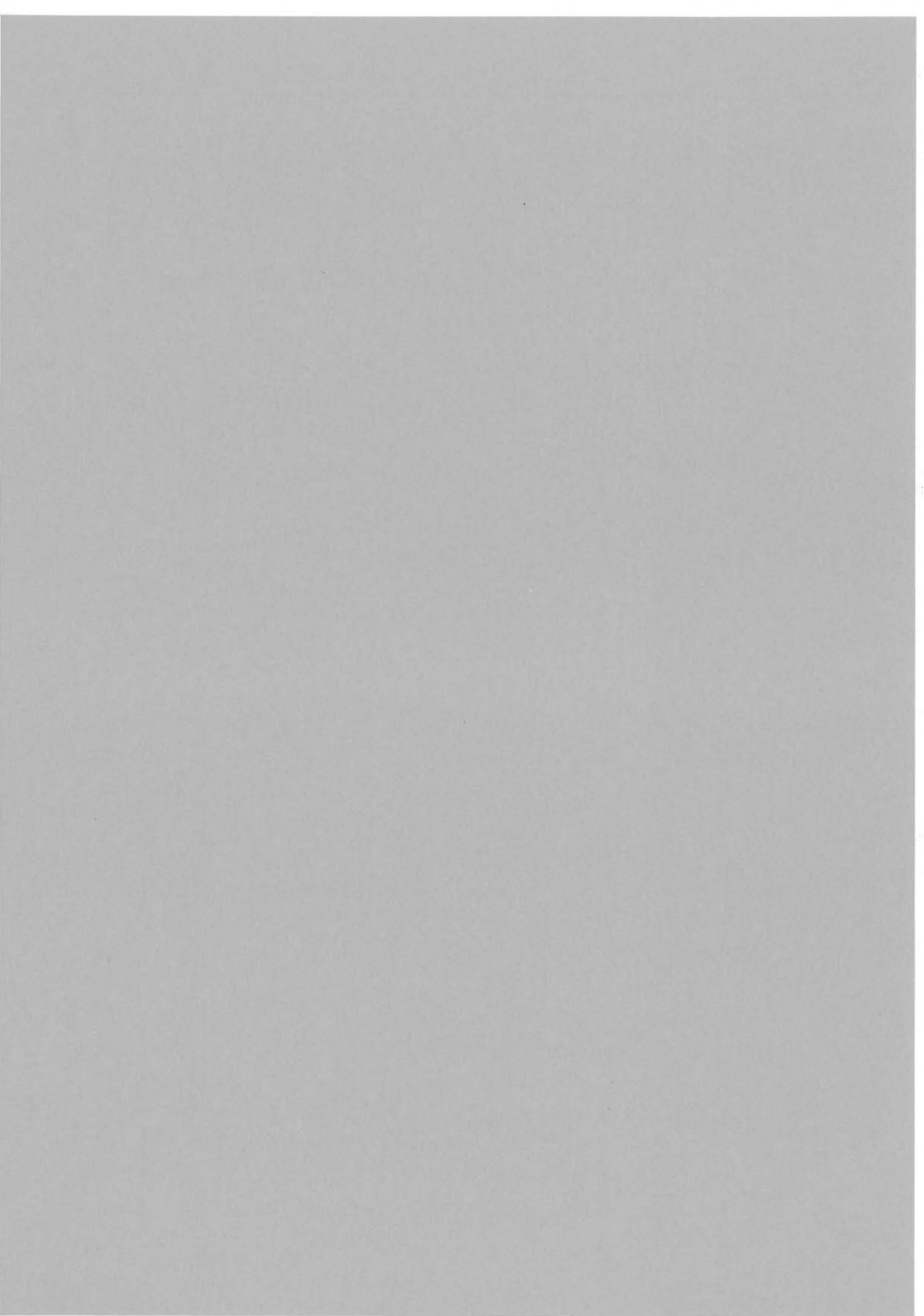


Figure II-19 : Panneau d'exploitation graphique des résultats. Configuration graphique en série. Diagrammes polaires de **B**

II. 4 Conclusion

Au long de ce chapitre nous avons décrit la réalisation et les performances du système de contrôle des cadres à champ tournant. Celui-ci est capable de reproduire, dans le plan de l'échantillon analysé, des formes d'onde complexes, qui nous a permis une investigation approfondie des différents matériaux magnétiques doux. Sa conception assure un dialogue simple et convivial avec l'utilisateur dans l'étape de l'introduction des commandes et pour l'exploitation des résultats, la réalisation des mesures pouvant être complètement automatisée.

Chapitre III Comportement magnétique de différentes qualités de tôles en induction circulaire



Chapitre III Comportement magnétique de différentes qualités de tôles en induction circulaire

Les deux dispositifs RSST et le banc de mesures associé, décrits dans les chapitres précédents, nous ont permis d'étudier différents types de tôles magnétiques. Nous avons retenu deux qualités particulières : AFK1 et Rectimphy, que nous avons comparées avec une tôle courante, mieux connue. Le choix a été porté sur une tôle NO, le M330-35A, mieux adaptée à cette comparaison qu'une tôle GO.

La tôle M330-35A est un acier Fe-Si3 fully process à grains non-orientés. Elle a un niveau de pertes assez petit (3,30 W/kg à 1,5 T et 50 Hz) avec une anisotropie de $\pm 18\%$ maximum. Cette anisotropie est définie par le rapport : $\frac{P_T - P_L}{P_T + P_L}$, où P_L , P_T sont les pertes dans les directions long et travers respectivement. L'induction $B(10^4 \text{ A/m}) = 1,71 \text{ T}$. L'épaisseur de la tôle est de 0,35 mm.

AFK1 est un alliage 25Co-Fe, faisant partie d'une famille de produits qui présente la plus haute induction à saturation, permettant ainsi une augmentation de la puissance massique nécessaire par exemple dans l'industrie aéronautique. Dans cette famille, l'AFK1 possède l'induction la plus élevée, $B(10^4 \text{ A/m}) > 2 \text{ T}$, mais une perméabilité magnétique maximale ($\mu_{r \text{ max}} = 8000$) et une résistivité moins grandes. L'alliage est plutôt destiné à des applications à courant continu et à très haute induction. Néanmoins, comparé à d'autres alliages magnétiques, il présente des faibles pertes à haute fréquence : $P(400 \text{ Hz} / 2 \text{ T}) < 75 \text{ W/kg}$ pour une tôle de 0,1 mm d'épaisseur. Sa haute température de Curie permet une utilisation à 250-500 °C sans dégradation de ses propriétés magnétiques. L'addition de faibles quantités de métal (Cr 0,3% et Mn 0,5%) augmente sa résistivité et sa ductilité (le traitement mécanique comme le découpage est plus facile que pour le FeSi). Dans notre cas, la tôle testée est assez épaisse : 0,37 mm.

Rectimphy, 48Ni-Fe, est un matériau à texture cubique, très perméable ($\mu_{r \text{ max}} = 10^5$), présentant une induction à saturation de seulement 1,6 T et un cycle d'hystérésis carré : $B_r/B_s > 0,97$. Il a un faible niveau de pertes dans un large spectre de fréquence. La tôle a une épaisseur de 0,30 mm.

Le tableau suivant synthétise les principales caractéristiques de ces matériaux, ainsi

que celles du fer pur à titre de comparaison :

	AFK1	Rectimphy	Fe-Si3 NO	Fe
H_c (A/m)	200	12,5	44	100
B_s (T)	2,4	1,6	2	2,2
densité (g/cm ³)	8	8,2	7,65	7,85
résistivité élec. ($\mu\Omega\text{cm}$)	20	45	45	10
Température Curie (°C)	900	450	770	770

Tableau III-1 : Caractéristiques physiques

Dans le cadre de ce chapitre, nous allons présenter l'étude des trois matériaux retenus principalement sous excitation 2D circulaire. Des essais en induction sinusoïdale unidirectionnelle compléteront la partie dédiée aux pertes.

La première partie du chapitre concerne l'aspect scalaire de la caractérisation des matériaux magnétiques. La deuxième partie approfondira cette étude, en regardant la dépendance vectorielle entre les vecteurs induction et champ magnétiques. Nous y analyserons les trajectoires des extrémités des vecteurs \mathbf{B} et \mathbf{H} ainsi que la différence de phase entre eux.

Dans les deux cas une tentative de modélisation du comportement 2D sera présentée.

III. 1 Aspect scalaire. Pertes magnétiques

Nous commençons par une étude scalaire du comportement des matériaux magnétiques, basée sur les pertes engendrées en régime tournant circulaire, P_{rot} , auxquelles nous allons ajouter pour comparaison les pertes relevées en régime d'induction sinusoïdale unidirectionnelle appliquée le long de la direction DL, 45° et DT et notées respectivement P_L , P_{45° et P_T .

III. 1. 1 Pertes magnétiques à fréquence constante de 50 Hz

Les trois matériaux retenus ont été soumis à plusieurs essais à fréquence industrielle (50 Hz), pour plusieurs niveaux d'induction allant de 0,3 T à une limite imposée par le banc d'essai et dépendante de la qualité du matériau.

Tout d'abord nous présentons dans la figure III-1 l'évolution des pertes P_{rot} , P_L , P_{45° et P_T en fonction du niveau d'induction pour le M330-35A. Le matériau présente un comportement relativement isotrope jusqu'à environ 1,3 T. Dans cet intervalle les pertes en régime d'induction uniaxiale nous indiquent l'axe transverse comme étant légèrement plus difficile que les deux autres directions étudiées. A partir d'environ 1,4 T, la direction 45° devient plus défavorable que DL et DT, mettant ainsi en évidence l'émergence d'une direction de difficile aimantation située entre ces deux axes.

A basse induction ($|B| < 0,9$ T), les pertes en induction circulaire peuvent être déterminées à partir des essais en régime d'induction uniaxiale sinusoïdale en appliquant le théorème de superposition : $P_{rot}(B) = P_L(B) + P_T(B)$. Ceci confirme des résultats antérieurs obtenus sur des tôles FeSi de qualité différentes ([KED-92], [NEN-95-1]).

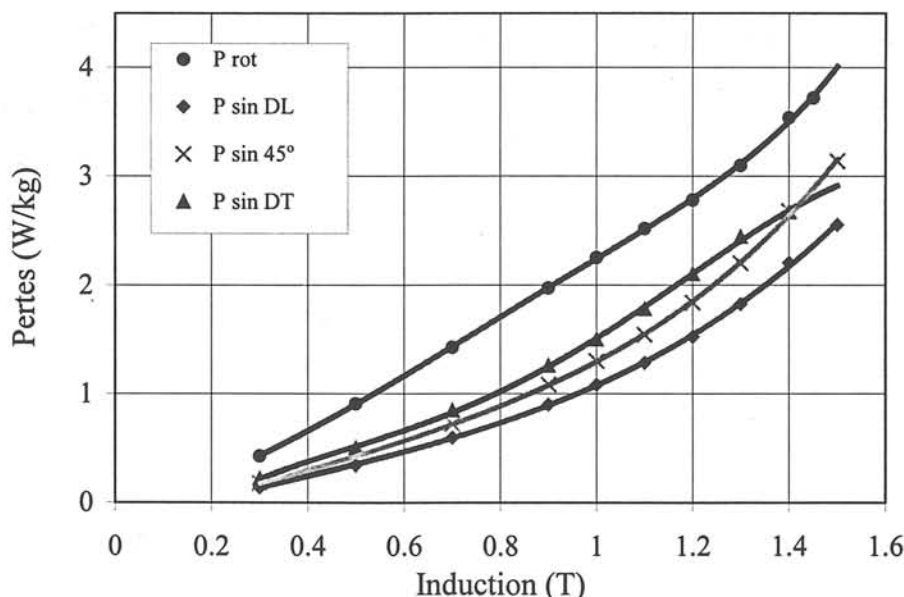


Figure III-1 : Pertes en régime d'induction circulaire et unidirectionnelle sinusoïdale, à 50 Hz, pour la tôle M330-35A (FeSi NO)

Les mesures relatives à l'échantillon FeCo sont représentées dans la figure III-2. Le AFK1 est un matériau isotrope, montrant des pertes P_L , P_{45° et P_T sensiblement équivalentes. Une direction difficile semble se dégager à partir de 1,7 T. La superposition des pertes suivant

les deux axes principaux de la tôle n'est pas applicable pour cette tôle. En effet, les pertes magnétiques en régime tournant sont légèrement supérieures à la somme $P_L + P_T$ jusqu'à 0,7 T. Au-delà elles deviennent plus faibles.

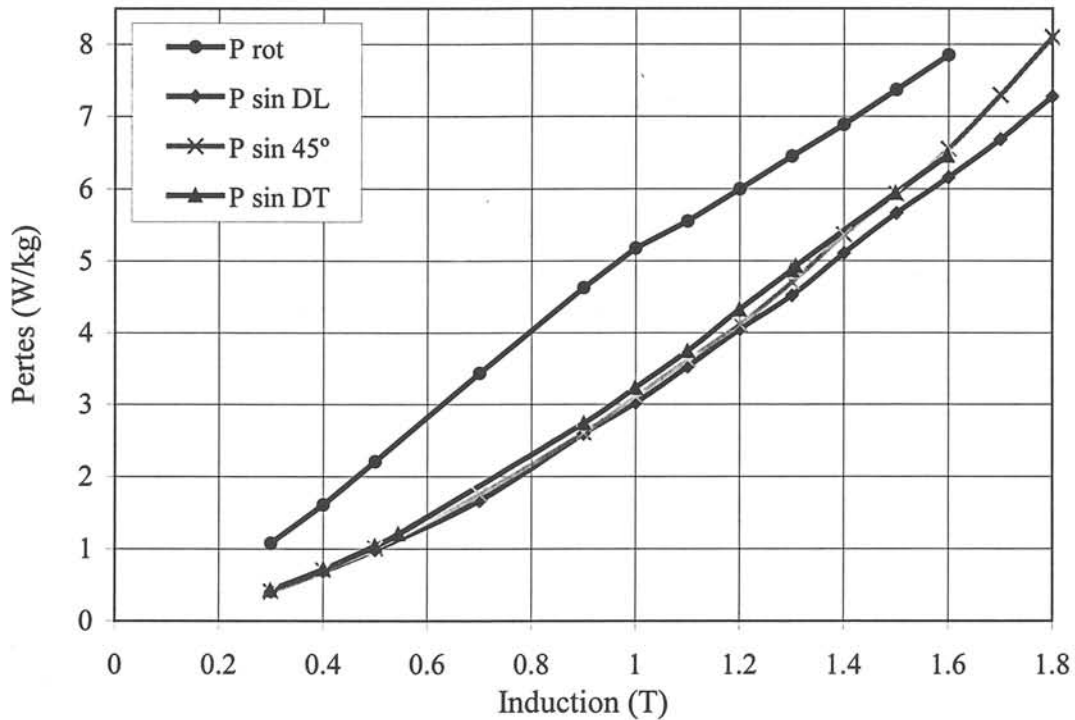


Figure III-2 : Pertes en régime d'induction circulaire et unidirectionnelle sinusoïdale, à 50 Hz, pour la tôle AFK1 (FeCo)

Le cas de la tôle FeNi est très intéressant, car elle permet d'obtenir le comportement 2D le plus complet (figure III-3). En effet, compte tenu de sa forte perméabilité et de sa faible polarisation à saturation, elle n'impose pas de limite de travail au banc de mesures et permet de tester une large plage de variation de l'aimantation et dans un domaine de fréquence allant jusqu'à 400 Hz. Ainsi, nous pouvons observer la courbe atypique des pertes en fonction de $|B|$ en régime circulaire. Pour cette tôle la décroissance de la courbe débute à 1,3 T.

En régime sinusoïdal, les trois axes DL, DT et 45° sont relativement similaires jusqu'à 1,2 T. Au-delà la direction 45° se détache clairement comme étant très difficile.

Egalement pour cette tôle et peut être à l'exception de 0,3 T, la superposition des pertes n'est pas valable, puisque P_{rot} restent toujours inférieur à $P_L + P_T$.

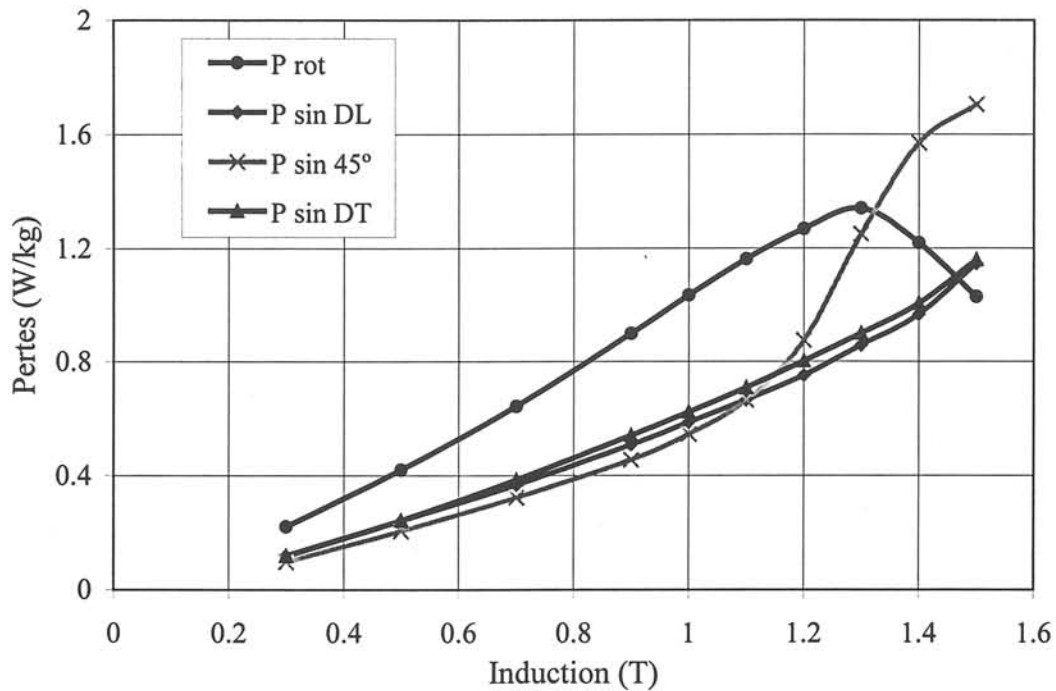


Figure III-3 : Pertes en régime d'induction circulaire et unidirectionnelle sinusoïdale, à 50 Hz, pour la tôle Rectimphy (FeNi)

Les trois qualités étudiées montrent des comportements assez spécifiques. Les différences proviennent évidemment des polarisations à saturation qui sont très différentes pour chacune des qualités étudiées ; à cet égard il conviendrait plutôt de comparer leurs comportements respectifs à une même valeur de l'induction relative B/B_s . Mais surtout la différence la plus nette est due aux textures de chacune des tôles ; la tôle FeNi est très texturée et présente une texture cubique très marquée. A l'inverse la tôle FeCo n'est pas du tout texturée. Enfin la tôle FeSi présente une texture non négligeable. Il faut surtout noter que les constantes d'anisotropie sont bien différentes pour ces matériaux, ce qui influence les processus d'aimantation.

III. 1. 2 Effet de la fréquence

Afin d'étudier les effets de la fréquence, nous avons réalisé des essais sur les trois tôles, dans une plage de fréquences de 20 à 350 Hz, pour deux niveaux d'induction circulaire : 1 T et 1,3 T. Pour la tôle FeNi, cette dernière valeur correspond au maximum de la courbe des pertes $P_{rot}(|B|)$. Les deux séries de mesures sont portées dans les figures III-4 et III-5.

La tôle FeCo développe les pertes les plus importantes dans les deux cas. En effet, sa

résistivité électrique petite ($20 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$, comparée à $45 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ pour les autres deux échantillons), ainsi que son épaisseur légèrement plus importante, favorisent le développement des courants de Foucault, ce qui augmente les pertes totales mesurées.

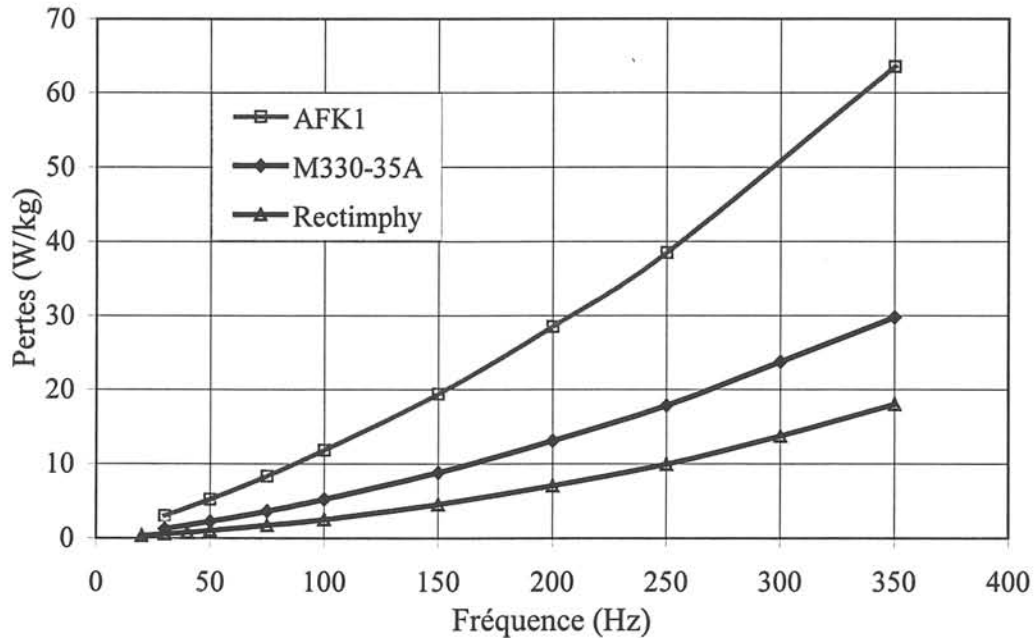


Figure III-4 : Pertes magnétiques en fonction de la fréquence, sous excitation tournante circulaire d'amplitude 1 T

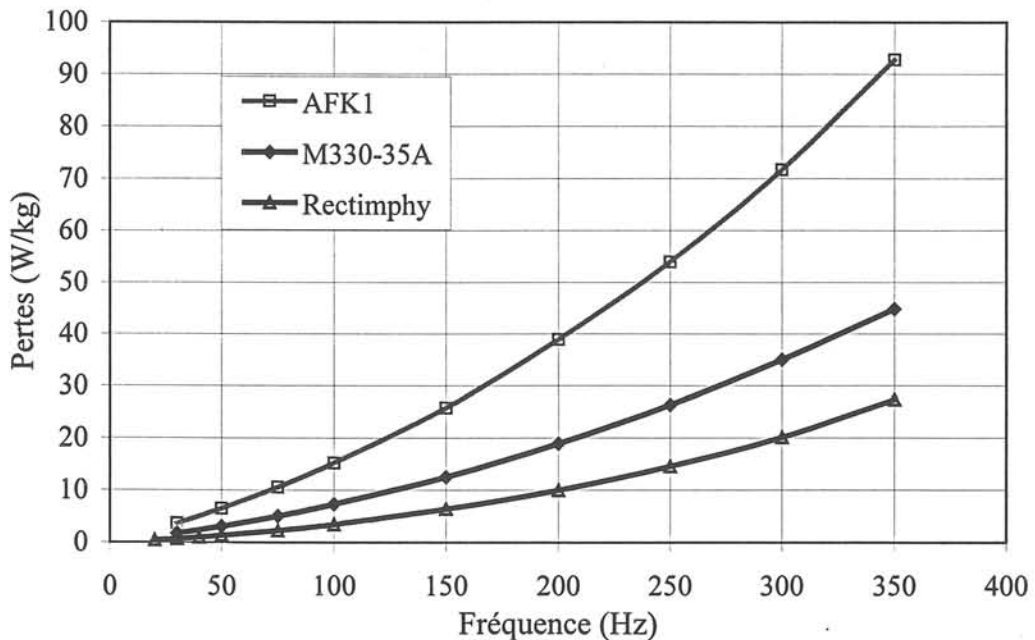


Figure III-5 : Pertes magnétiques en fonction de la fréquence, sous excitation tournante circulaire d'amplitude 1,3 T

III. 1. 3 Modélisation des pertes en induction circulaire

Parmi les modèles de prédiction des pertes qu'on peut trouver dans la littérature, nous avons choisi le modèle mixte [MOU-97], qui permet de calculer les pertes en champ tournant en fonction de l'induction et de la fréquence et qui est basé sur une combinaison des modèles développés par Bertotti-Fiorillo [BER-94] et par Zhu [ZHU-97].

Le principe du modèle de Bertotti-Fiorillo, largement connu, suppose une décomposition des pertes en régime d'induction tournante similaire à celle utilisée dans le cas d'une induction sinusoïdale uniaxiale. Les pertes totales s'écrivent comme la somme des pertes par hystérésis ($P_{h\text{rot}}$), par courants induits ($P_{c\text{rot}}$) et par excès ($P_{e\text{rot}}$) :

$$P_{\text{rot}} = P_{h\text{rot}} + P_{c\text{rot}} + P_{e\text{rot}} \quad (\text{III-1})$$

Les pertes par hystérésis sont :

$$P_{h\text{rot}} = K_{hr}(B) \cdot f \quad (\text{III-2})$$

Les pertes par courants induits sont celles calculées par la théorie classique de l'effet de peau dans un milieu isotrope et linéaire. Dans notre cas (induction circulaire) elles sont le double des pertes en régime uniaxial et s'écrivent :

$$P_{c\text{rot}} = 2 \cdot K_{cr}(B) \cdot f^2 = \frac{\pi^2 e^2 \sigma B^2}{3\rho} \cdot f^2 \quad (\text{III-3})$$

où K_c est le coefficient des pertes par courants induits, e est l'épaisseur de la tôle, σ est la conductivité électrique, ρ est la densité de masse et f est la fréquence.

La variation des pertes par excès avec la fréquence a été donnée par la théorie statistique des domaines magnétiques de Bertotti et s'écrit dans le cas d'une exploitation simple de cette théorie et pour une induction circulaire :

$$P_{e\text{rot}} = K_{er}(B) \cdot f^{3/2} \quad (\text{III-4})$$

Le modèle de Zhu permet de donner une loi analytique de la courbe des pertes par hystérésis en fonction de B obtenue en champ tournant en s'appuyant sur une analogie avec la courbe du couple d'une machine asynchrone monophasée en fonction du glissement :

$$K_{hr}(B) = a_{h1} \left[\frac{\frac{1}{1 - \frac{B}{B_s} \sqrt{1 - \frac{1}{a_{h2}^2 + a_{h3}^2}}}}{1 - \frac{B}{B_s} \sqrt{1 - \frac{1}{a_{h2}^2 + a_{h3}^2}}} + \frac{1}{1 + \frac{B}{B_s} \sqrt{1 - \frac{1}{a_{h2}^2 + a_{h3}^2}}} \right] \left(\left(a_{h2} + \frac{1}{1 - \frac{B}{B_s} \sqrt{1 - \frac{1}{a_{h2}^2 + a_{h3}^2}}} \right)^2 + a_{h3}^2 \right) \quad (\text{III-5})$$

où B et B_s correspondent aux amplitudes de l'induction de travail et de saturation. a_{h1} , a_{h2} , a_{h3} étant trois paramètres qu'on peut identifier en effectuant trois essais à des inductions différentes.

Le modèle mixte s'appuie sur celui de Zhu pour déterminer la dépendance de K_{hr} avec B . On déterminera de même trois coefficients a_{e1} , a_{e2} , a_{e3} , définissant la dépendance de K_{er} dont le comportement obéit au même modèle. Il utilise ensuite celui de Bertotti-Fiorillo pour déterminer la dépendance des pertes en fonction de la fréquence. L'identification des paramètres du modèle nécessite six essais à trois niveaux d'induction et deux fréquences.

Le modèle mixte a été validé lors de son élaboration sur une tôle non-orientée [MOU-97], mais à des niveaux d'induction relativement bas. Nous l'avons appliqué à la tôle FeNi, matériau pour lequel nous avons les mesures les plus complètes. Afin d'identifier les fonctions $K_{hr}(B)$ et $K_{er}(B)$, nous avons utilisé six mesures de pertes : à 20 et 100 Hz et à 0,5, 1 et 1,3 T. La figure III-6 montre l'évolution des coefficients $K_{hr}(B)$, $K_{er}(B)$ et $K_{cr}(B)$.

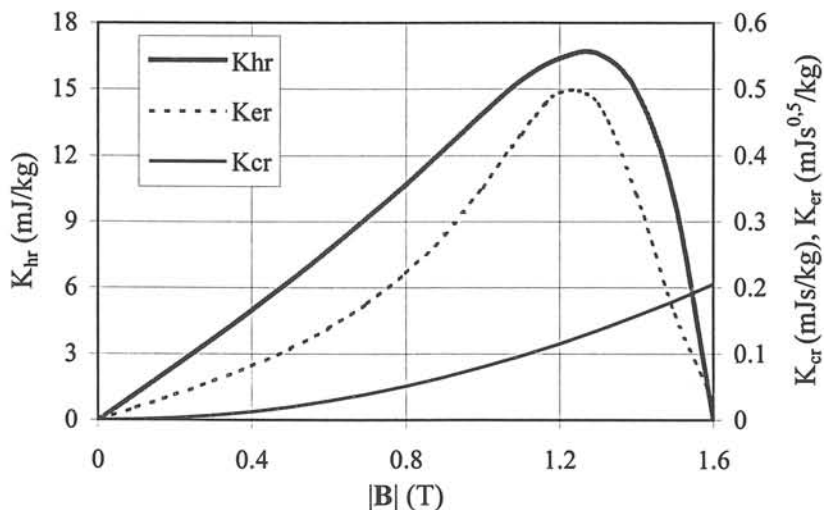


Figure III-6 : Variations calculées des fonctions $K_{hr}(B)$, $K_{cr}(B)$ et $K_{er}(B)$

Le modèle a été ensuite testé pour trois fréquences : une fréquence intermédiaire de 50 Hz comprise entre les deux fréquences de l'essai d'identification et deux fréquences plus élevées : 200 et 350 Hz. La figure III-7 compare les pertes calculées à celles obtenues expérimentalement.

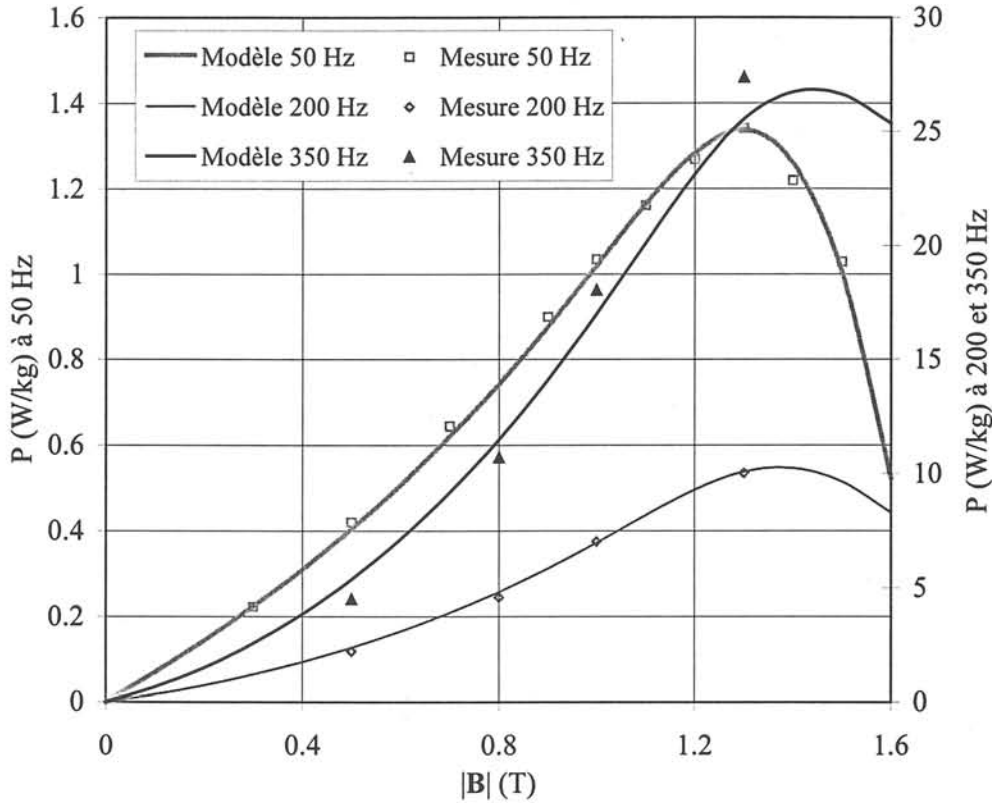


Figure III-7 : Variations des pertes en fonction de l'induction obtenues à 50, 200 et 350 Hz
Comparaison mesure et modèle

Le modèle offre une très bonne précision pour la détermination des pertes à 50 et 200 Hz, bien que cette dernière fréquence s'éloigne des fréquences choisies pour le calcul des coefficients. A 350 Hz on voit apparaître des écarts entre l'expérience et le modèle, qui sont de l'ordre de 16% pour des inductions inférieures à 0,8 T et de moins de 7% au-delà. Ces écarts restent cependant acceptables compte tenu de la fréquence testée. En effet les essais deviennent plus difficiles à haute fréquence et la précision des mesures s'en trouve diminuée. D'autre part, à 350 Hz, nous sommes à la limite de l'hypothèse du modèle de Bertotti, qui stipule une induction homogène dans la section de la tôle.

III. 2 Aspect vectoriel. Diagrammes $H_y(H_x)$ et déphasages en régime circulaire

Afin de mieux comprendre le caractère vectoriel de la loi $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ dans les tôles testées, nous avons étudié l'évolution du vecteur \mathbf{H} dans le plan de la tôle en régime d'induction circulaire tournant à vitesse constante.

Les mesures ont été faites systématiquement dans les sens de rotation horaire et antihoraire. Les courbes présentées dans ce chapitre correspondent à celles obtenues quand \mathbf{B} tourne dans le sens antihoraire. Elles ont été corrigées des erreurs d'alignement des bobines de mesures en utilisant les essais dans les deux sens de rotation et les équations II-8.

Les résultats obtenus sur les trois tôles sont présentés séparément. Pour chaque matériau nous présentons tout d'abord le comportement à 50 Hz. Nous avons intentionnellement séparé les courbes obtenues à basse et à haute induction car leurs formes sont généralement différentes et révèlent de ce fait des mécanismes d'aimantation différents. Pour en faire une analyse quantitative et mieux caractériser la relation vectorielle entre \mathbf{B} et \mathbf{H} , il est nécessaire de se reporter à la variation de l'amplitude du champ magnétique, $|\mathbf{H}|$, et de son déphasage avec \mathbf{B} , $\Delta\varphi$, en fonction de la position du vecteur \mathbf{B} , φ_B . Ces courbes seront donc systématiquement données.

L'interprétation du comportement du matériau en induction circulaire doit tenir compte de trois phénomènes qui interviennent simultanément et qui sont très dépendants : anisotropie, hystérésis et courants induits. Ces deux derniers sont d'ailleurs indissociables et nous préférons les grouper sous le terme hystérésis dynamique qui est à l'origine des pertes magnétiques. L'induction \mathbf{B} étant imposée durant l'essai, ces phénomènes agissent à la fois sur l'amplitude et sur la phase du vecteur champ magnétique. On peut schématiquement attribuer l'origine des fluctuations de $|\mathbf{H}|$ et de $\Delta\varphi$ au cours du temps à l'anisotropie et associer leurs niveaux moyens aux pertes magnétiques.

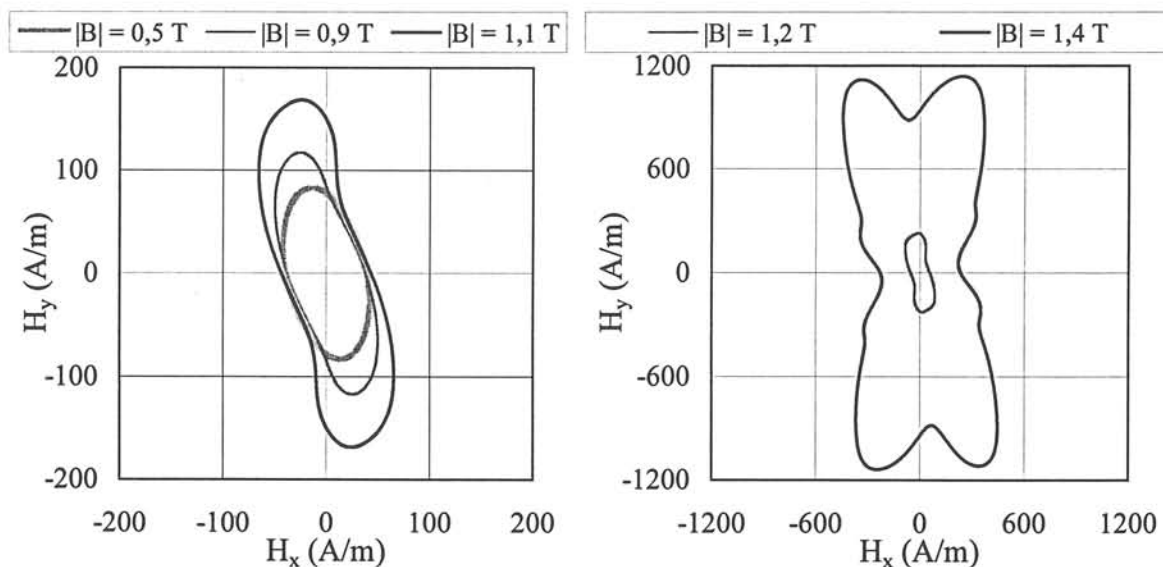
L'influence de la fréquence sur le comportement en régime d'induction circulaire sera également présentée pour chaque matériau. Cette étude permettra de mettre en évidence le rôle des pertes magnétiques.

Enfin, nous isolerons à partir des résultats précédents le comportement purement anisotrope des trois matériaux. Des courbes réversibles construites grâce à un moyennage astucieux des courbes dynamiques obtenues en régime tournant dans les sens horaire et antihoraire permettent en effet d'éliminer l'hystérésis dynamique et d'accéder à un tel comportement.

III. 2. 1 Tôle M330-35A

III.2.1.A Comportement à 50 Hz

Dans la figure III-8 nous avons porté les diagrammes polaires $H_y(H_x)$ décrits par l'extrémité du vecteur \mathbf{H} dans le plan de la tôle au cours d'une période, quand l'induction magnétique parcourt une trajectoire circulaire. Les formes obtenues sont différentes en fonction du niveau d'induction. En effet alors que pour $|\mathbf{B}| < 1,1$ T les diagrammes $H_y(H_x)$ se présentent comme des ellipses, plus ou moins déformées, ils se transforment en papillon à plus haute amplitude. Ces courbes permettent déjà d'avoir une image de l'anisotropie macroscopique du matériau qui est loin d'être négligeable dans le cas de cette tôle.

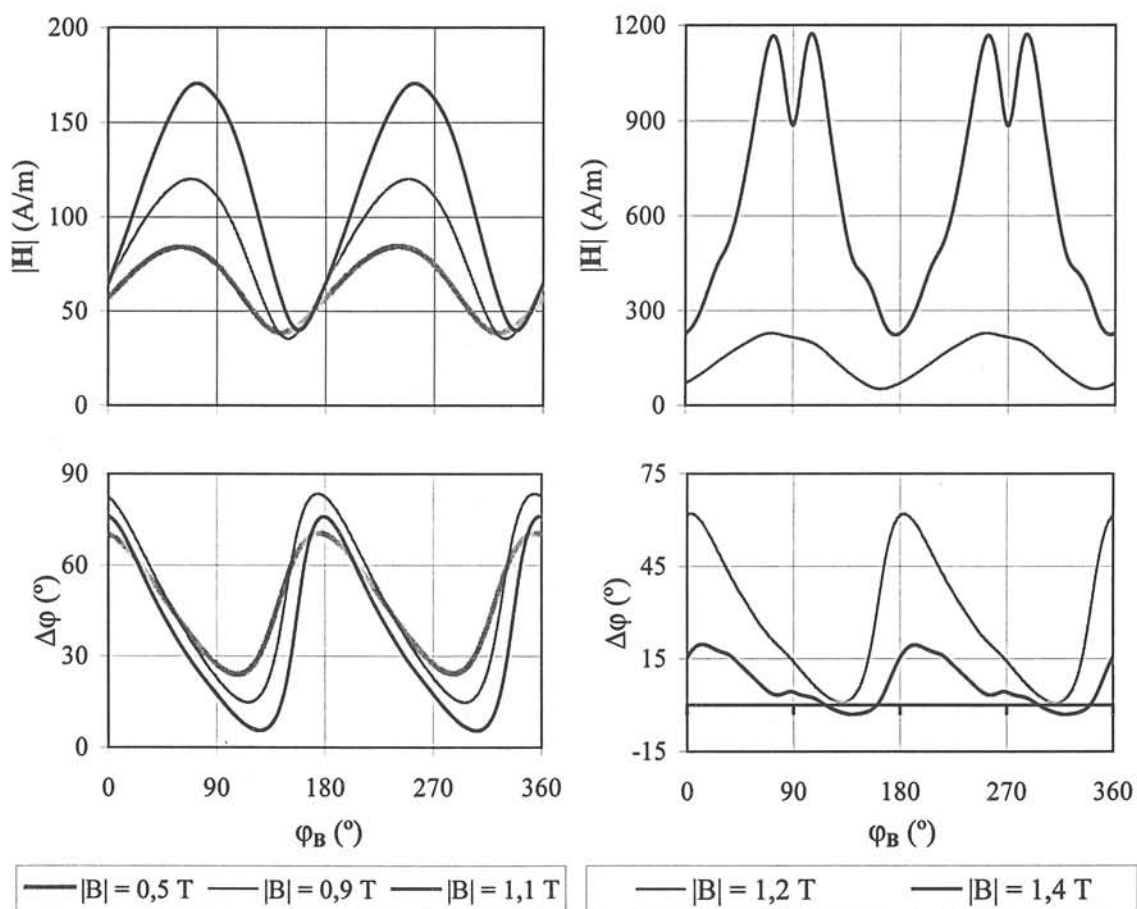


a) basse induction : $|\mathbf{B}| = 0,5$ T, $0,9$ T et $1,1$ T b) haute induction : $|\mathbf{B}| = 1,2$ T et $1,4$ T

Figure III-8 : Diagrammes polaires $H_y(H_x)$ sous induction circulaire de fréquence 50 Hz (tôle FeSi NO)

Tant que le niveau d'induction reste inférieur à environ 1,1 T les courbes $H_y(H_x)$ ont des formes similaires. Cependant elles ne permettent pas de dégager avec simplicité les axes de facile et difficile aimantation. En effet, l'hystérésis se superpose à l'anisotropie et les pertes supplémentaires engendrées modifient la position du minimum et du maximum de $|\mathbf{H}|$, lesquels ne se trouvent plus dans les directions DL et DT. On remarque également que toutes ces trajectoires se rejoignent autour de la position de ce minimum, qui correspond en pratique à l'approche de \mathbf{B} de la direction DL. Ces résultats sont très visibles sur la courbe de la

variation de $|\mathbf{H}|$ en fonction de φ_B (figure III-9 a). Les minima de $|\mathbf{H}|$ se confondent relativement quelque soit la valeur du $|\mathbf{B}|$, alors que sa valeur moyenne et sa fluctuation augmentent clairement avec $|\mathbf{B}|$. Quant à la différence de phase entre \mathbf{B} et \mathbf{H} , $\Delta\varphi$, elle est systématiquement positive. \mathbf{H} est en avance en moyenne de 45° par rapport à \mathbf{B} . \mathbf{H} tire \mathbf{B} pour compenser l'effet des pertes magnétiques qui agissent comme un frottement et freinent la rotation de \mathbf{B} . $\Delta\varphi$ varie énormément au cours du temps. Ses oscillations atteignent 50° à 70° et traduisent comme celles de \mathbf{H} une anisotropie importante du matériau. Contrairement au $|\mathbf{H}|$ les variations de $\Delta\varphi$ restent peu influencées par le niveau de \mathbf{B} .



a) basse induction : $|\mathbf{B}| = 0,5 \text{ T}, 0,9 \text{ T et } 1,1 \text{ T}$ b) haute induction : $|\mathbf{B}| = 1,2 \text{ T et } 1,4 \text{ T}$

Figure III-9 : Variation du module de \mathbf{H} et de son déphasage avec \mathbf{B} en fonction de la phase de \mathbf{B} , 50 Hz, $\varphi_B = 0^\circ$ correspond à la DL ; tôle FeSi NO

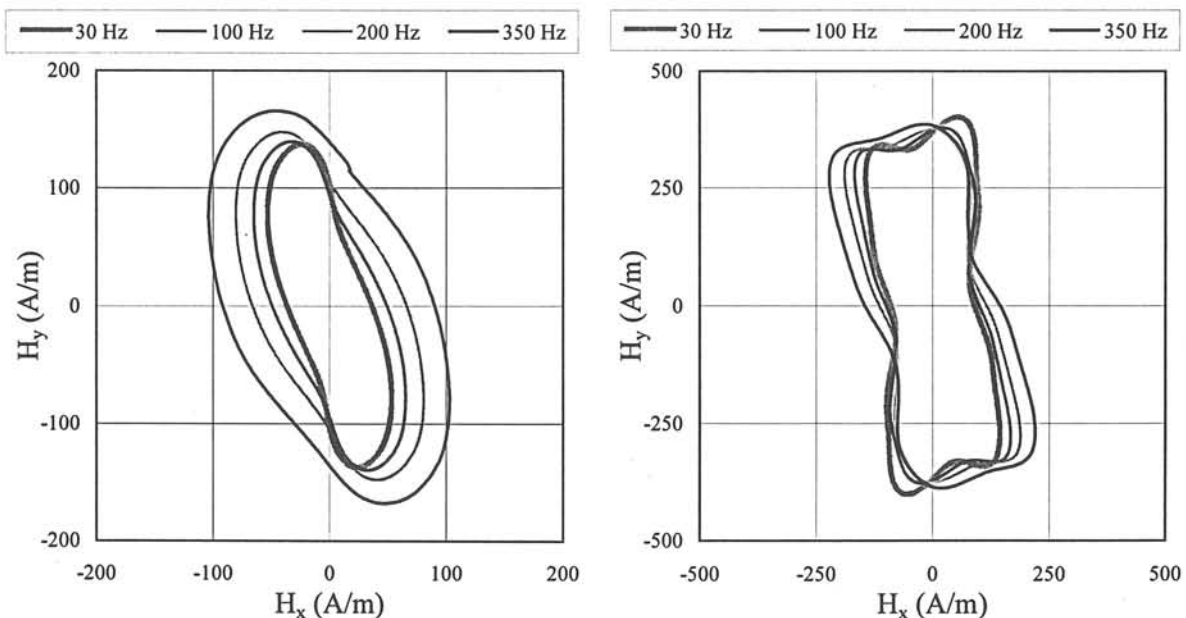
A haute induction (figure III-8 b, figure III-9 b) les diagrammes $H_y(H_x)$ sont totalement distincts les uns des autres et on assiste à une augmentation simultanée des composantes H_x et H_y avec \mathbf{B} . On observe une forte croissance de la valeur moyenne de l'amplitude de \mathbf{H} et de ses fluctuations en fonction du niveau de l'induction. Le déphasage au contraire subit une évolution inverse. Entre 1,2 et 1,4 T sa valeur moyenne chute brutalement

de 30 à 8° et ses fluctuations de 60 à 20°.

Au fur et à mesure que l'induction augmente, la composante hystérétique diminue en valeur relative par rapport à la contribution $-\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}$. Par ailleurs la non linéarité du matériau impose une croissance accélérée du champ, entraînant ainsi une diminution des déphasages entre \mathbf{B} et \mathbf{H} . On distingue alors mieux les directions caractéristiques de la tôle. Les minima de $|\mathbf{H}|$ correspondent à peu près à DL et DT et on observe l'émergence d'une direction difficile à 60° (courbes à 1,4 T – figure III-9 b). On peut également retrouver ce résultat en analysant la courbe de variation du déphasage. La direction DT passe donc d'une direction difficile à une direction localement facile.

III.2.1.B Effet de la fréquence

Parmi les niveaux d'induction étudiés au paragraphe précédent, nous avons retenu deux : 1 T et 1,3 T. Ces niveaux sont caractéristiques des deux types de comportement observés sur cette tôle. Nous avons ensuite procédé à une série d'essais à plusieurs fréquences, de 30 à 350 Hz, en gardant une induction circulaire (figure III-10).



a) basse induction : $|\mathbf{B}| = 1 \text{ T}$

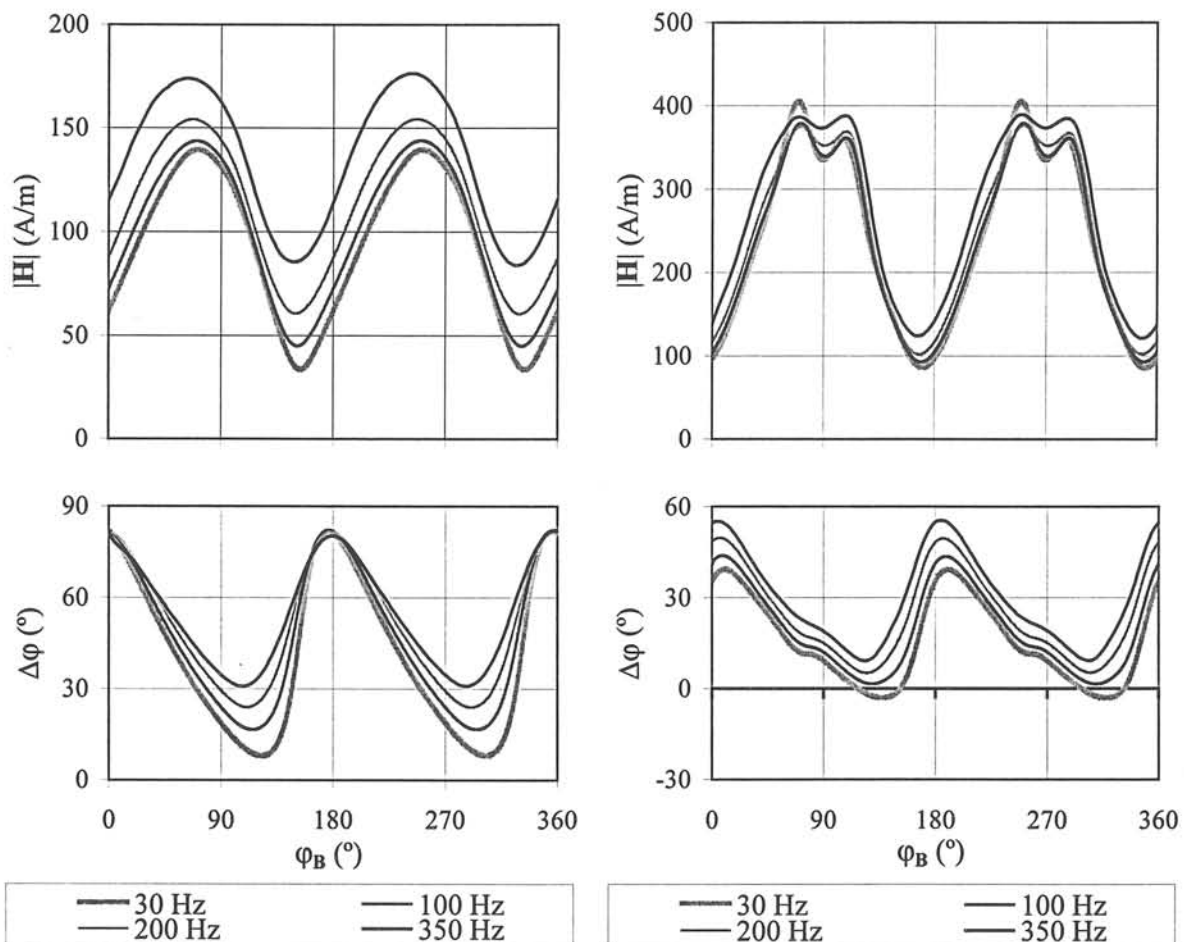
b) haute induction : $|\mathbf{B}| = 1,3 \text{ T}$

Figure III-10 : Diagrammes $H_y(H_x)$ à fréquence variable : 30, 100, 200 et 350 Hz (tôle FeSi NO)

L'augmentation de la fréquence induit deux phénomènes :

- une rotation des trajectoires $H_y(H_x)$ dans le sens du mouvement des vecteurs \mathbf{B} et \mathbf{H} ;
- un élargissement des diagrammes.

Ces phénomènes existent à tous les niveaux d'induction, mais sont plus visibles à basse induction. Ils traduisent directement la modification avec la fréquence de l'amplitude et de la phase de \mathbf{H} comme le montre la figure III-11. Ils sont dus à l'augmentation des pertes magnétiques. Une amplitude et une phase de \mathbf{H} plus élevées sont nécessaires pour maintenir une rotation uniforme de \mathbf{B} .



a) basse induction : $|\mathbf{B}| = 1 \text{ T}$

b) haute induction : $|\mathbf{B}| = 1,3 \text{ T}$

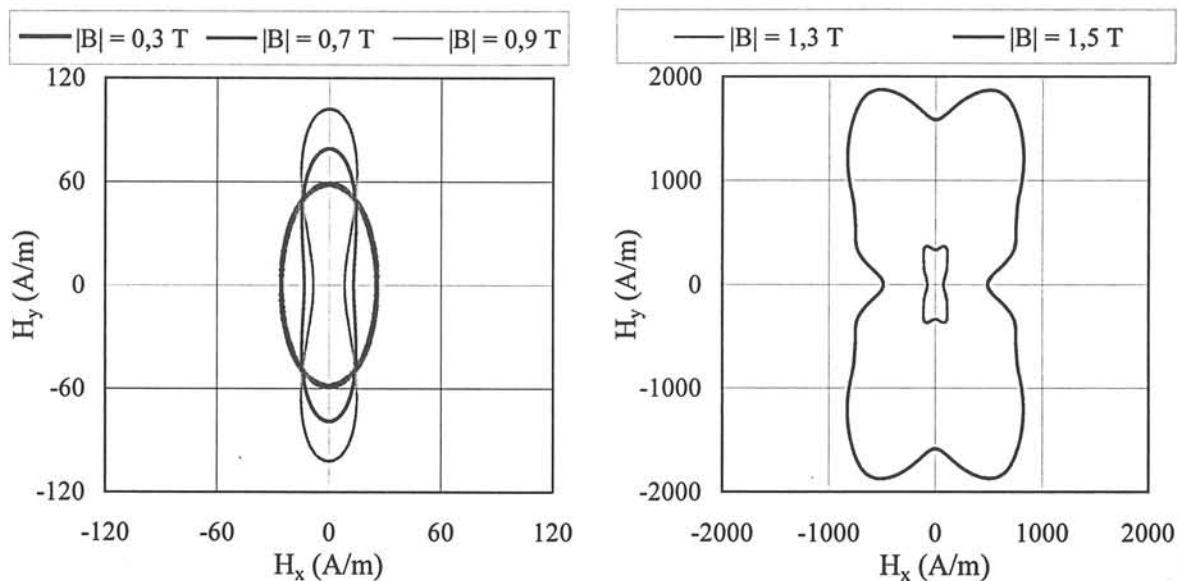
Figure III-11 : Variation de $|\mathbf{H}|$ et de $\Delta\varphi$ en fonction de φ_B , fréquence variable : 30, 100, 200 et 350 Hz ; tôle FeSi NO

Ainsi on observe à basse induction une augmentation sensible de la valeur moyenne de $|\mathbf{H}|$ et de $\Delta\varphi$ (50% et 80% respectivement de 30 à 350 Hz). On remarque également une atténuation des oscillations des courbes avec la fréquence (30% et 18%). Cette constatation

s'explique par une uniformisation des différentes directions de la tôle, comme si les effets dynamiques réduisaient l'anisotropie apparente. En montant encore plus en fréquence on tend vers un matériau isotrope présentant des diagrammes $H_y(H_x)$ de forme sensiblement circulaire. A haute induction tous ces phénomènes sont présents, mais de manière moins importante. On constate toutefois clairement la disparition progressive de l'axe difficile à 60° au profit de l'axe DT.

III.2.1.C Caractéristiques réversibles

En utilisant les mesures faites en régime d'induction tournante circulaire à fréquence industrielle, nous avons construit les diagrammes réversibles des trajectoires de l'extrémité du champ magnétique $H_{y\text{-rev}}(H_{x\text{-rev}})$, que nous avons portés dans la figure III-12.



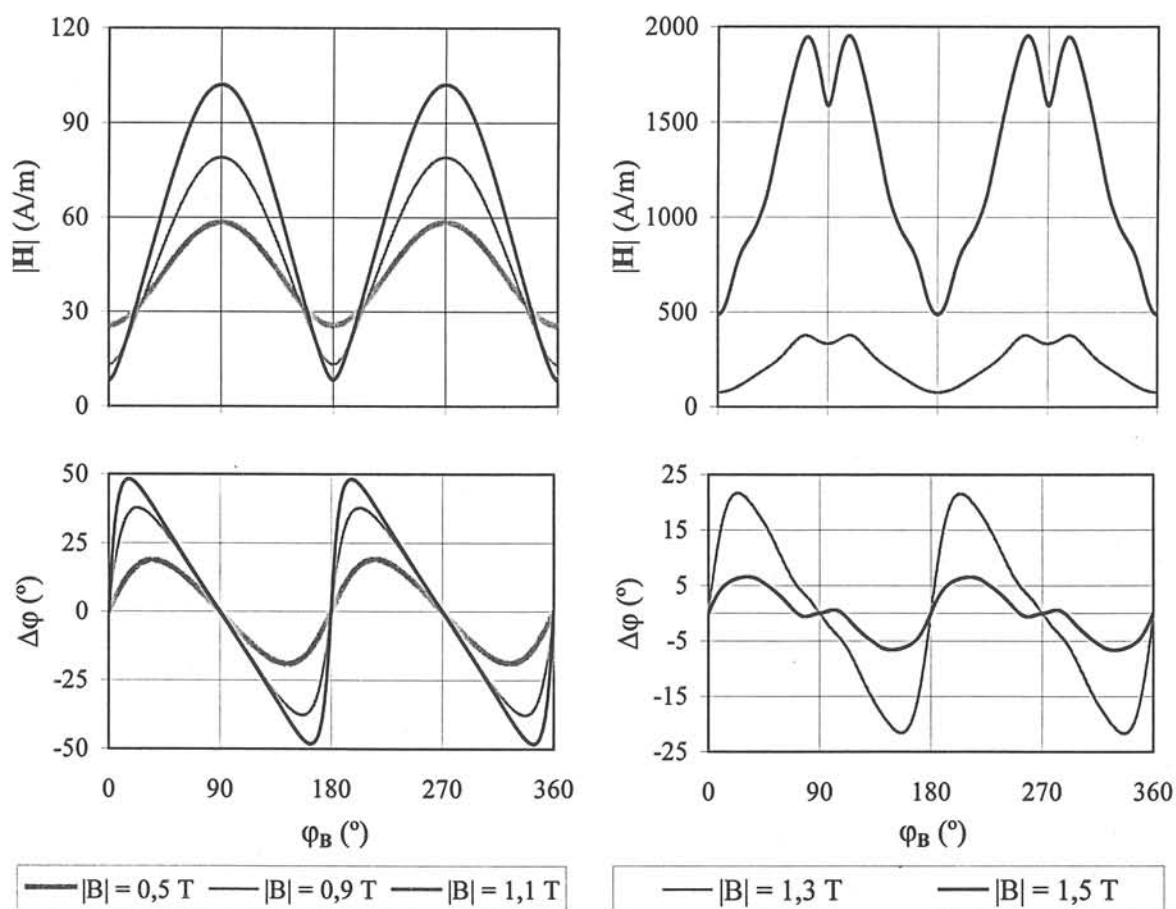
a) basse induction : $|B| = 0,3 \text{ T}, 0,7 \text{ T}, 0,9 \text{ T}$ b) haute induction : $|B| = 1,3 \text{ T}$ et $1,5 \text{ T}$

Figure III-12 : Cycle réversible $H_{y\text{-rev}}(H_{x\text{-rev}})$ obtenu pour différents niveaux d'induction circulaire (tôle FeSi NO)

La méthode utilisée [MOU-97] considère le champ \mathbf{H} comme étant la somme vectorielle de deux composantes : hystérique, \mathbf{H}_{hys} et réversible, \mathbf{H}_{rev} . Dans le cas d'une excitation bidimensionnelle et à l'aide des équations II-9 on peut isoler la composante réversible et construire le diagramme polaire $H_{y\text{-rev}}(H_{x\text{-rev}})$ correspondant. Cette méthode élimine la contribution de l'hystérésis et des courants induits, dégageant ainsi celle de

l'anisotropie du matériau. Le diagramme obtenu ne dépend plus du sens de rotation imposé et il est symétrique par rapport aux axes principaux de la tôle.

Ces diagrammes $H_{y\text{-rev}}(H_{x\text{-rev}})$ associés aux courbes $|\mathbf{H}_{\text{rev}}|(\varphi_B)$ et $\Delta\varphi_{\text{rev}}(\varphi_B)$ (figure III-13) nous donnent toutes les informations sur l'anisotropie macroscopique du matériau. Ainsi sur les axes caractéristiques de la tôle, axes de facile et de difficile aimantation, le vecteur \mathbf{H} doit être toujours colinéaire à \mathbf{B} et son amplitude est soit minimale soit maximale. Pour vaincre l'anisotropie du matériau qui tend à aligner \mathbf{B} sur les axes de facile aimantation et assurer la direction voulue de \mathbf{B} , la variation du module du champ n'est pas suffisante. L'orientation du vecteur doit assurer un couple de rotation : le champ a une position entre celle de l'induction et celle de la direction difficile la plus proche. Quand \mathbf{B} est proche de l'axe facile, le module $|\mathbf{H}|$ passe par un minimum alors que le déphasage entre \mathbf{B} et \mathbf{H} évolue très rapidement. Par contre ce déphasage varie plus faiblement lorsque \mathbf{B} est proche de l'axe difficile, situation où le module $|\mathbf{H}|$ passe par un maximum.



a) basse induction : $|\mathbf{B}| = 0,3 \text{ T}, 0,7 \text{ T}, 0,9 \text{ T}$

b) haute induction : $|\mathbf{B}| = 1,2 \text{ T}$ et $1,3 \text{ T}$

Figure III-13 : Variation réversible de $|\mathbf{H}|$ et $\Delta\varphi$ en fonction de φ_B ; tôle FeSi NO

Le comportement réversible de la tôle FeSi NO se différencie également en fonction du niveau d'induction. Ainsi, à très basse induction, soit $|\mathbf{B}| < 0,3 \text{ T}$, le diagramme $H_{y\text{-rev}}(H_{x\text{-rev}})$ est elliptique (figure III-12 a). Le matériau est environ 2,3 fois moins perméable sur l'axe DT que sur l'axe DL. Au fur et à mesure que \mathbf{B} augmente, l'ellipse s'allonge dans la direction DT tout en se rétrécissant sur l'axe DL. Cet étranglement signifie que la pseudo-courbe d'aimantation que l'on tracerait dans la direction DL aurait une pente négative. Cela est pour le moins surprenant et nous reviendrons par la suite sur ce comportement.

Entre 1 et 1,2 T les diagrammes $H_y(H_x)$ gardent la même forme mais s'élargissent uniformément.

A plus haute induction on assiste à une déformation de plus en plus importante de toutes les courbes (figure III-12 b et III-13 b). A 1,5 T on voit clairement que l'axe 60° est devenu un axe de difficile aimantation.

III. 2. 2 Tôle AFK1

III.2.2.A Comportement à 50 Hz

Les comportements observés pour les différents essais à 50 Hz en régime d'induction circulaire variant de 0,3 T à 1,6 T sont sensiblement similaires. Seuls quelques résultats ont été sélectionnés et présentés dans la figure III-14, pour les diagrammes $H_y(H_x)$ et dans la figure III-15, pour la variation $|\mathbf{H}|(\varphi_B)$ et $\Delta\varphi(\varphi_B)$.

Le comportement relativement isotrope observé au niveau des pertes est confirmé pour cette tôle. A basse induction les trajectoires de l'extrémité du \mathbf{H} sont presque circulaires jusqu'à environ 1 T et se déforment légèrement autour de la direction DT au-delà. On retrouve ce résultat sur la variation de $|\mathbf{H}|$ et de $\Delta\varphi$ en fonction de la position de \mathbf{B} . Les fluctuations de $|\mathbf{H}|$ et de $\Delta\varphi$ sont en effet faibles et restent inférieures à celles obtenues pour le FeSi NO. Par contre pour un même niveau d'induction, la valeur moyenne du champ nécessaire pour la tôle FeCo est plus importante. La tôle est moins perméable que le FeSi NO, ce qui ajouté à une résistivité électrique plus faible induit des pertes plus importantes, phénomène observé dans la première partie du chapitre.

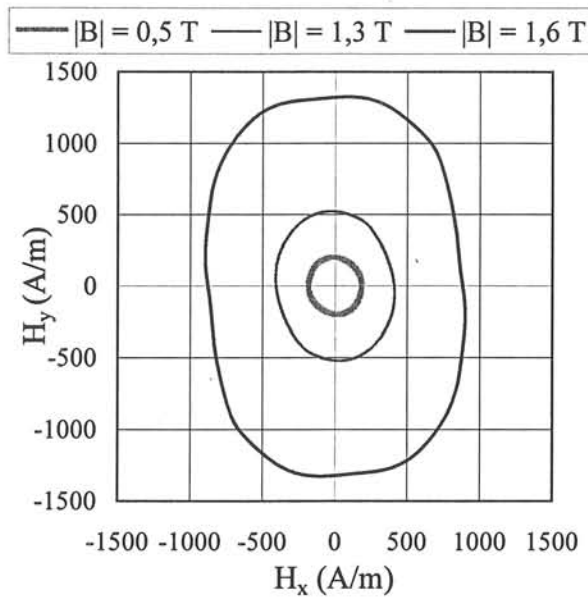


Figure III-14 : Diagrammes polaires $H_y(H_x)$ sous induction circulaire de fréquence 50 Hz (tôle FeCo)

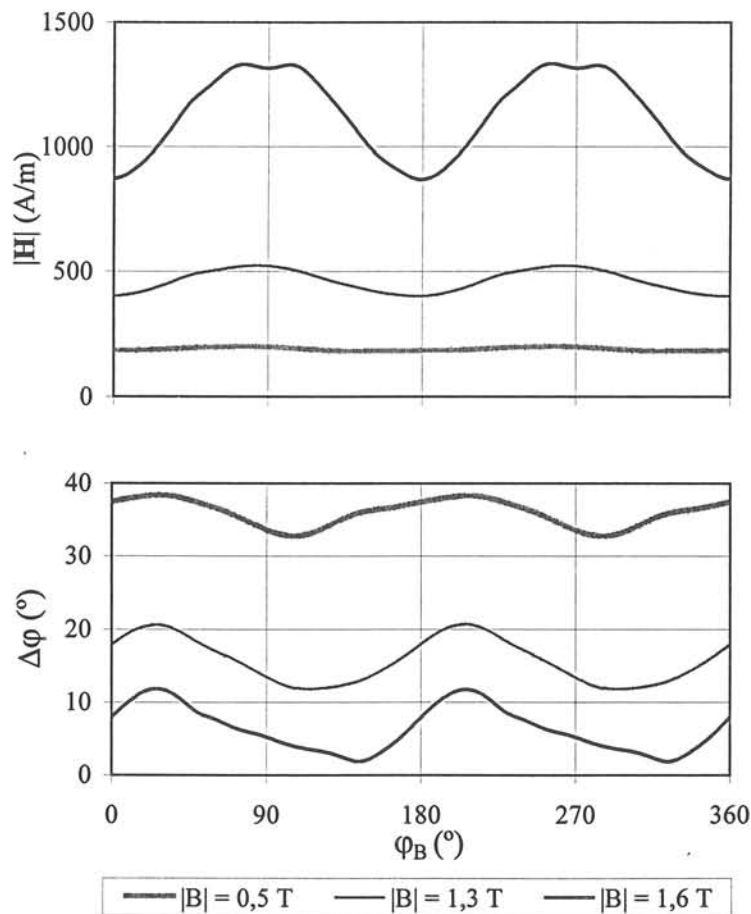


Figure III-15 : Variation du module de H et de son déphasage avec B en fonction de la phase de B , 50 Hz, $\varphi_B = 0^\circ$ correspond à la DL ; tôle FeCo

A 1,6 T on observe une déformation de $|\mathbf{H}|$ similaire à celle du FeSi NO, mais d'amplitude plus faible. Ceci laisse entrevoir l'apparition d'une autre direction de plus difficile d'aimantation que DT.

III.2.2.B Effet de la fréquence

Compte tenu des résultats précédents, cette étude a été limitée à un seul niveau d'induction que nous avons choisi égal à 1,3 T. Le même intervalle de fréquence que le FeSi NO a été étudié : 30 à 350 Hz.

Nous pouvons observer (figure III-16) les mêmes effets de la fréquence vus dans le FeSi NO, à savoir la rotation et l'élargissement des diagrammes $H_y(H_x)$. En revanche, en étudiant les variations du module et du déphasage (figure III-17), on peut dire, avec une bonne précision, que seules les composantes continues augmentent avec la fréquence, les amplitudes des oscillations restant inchangées.

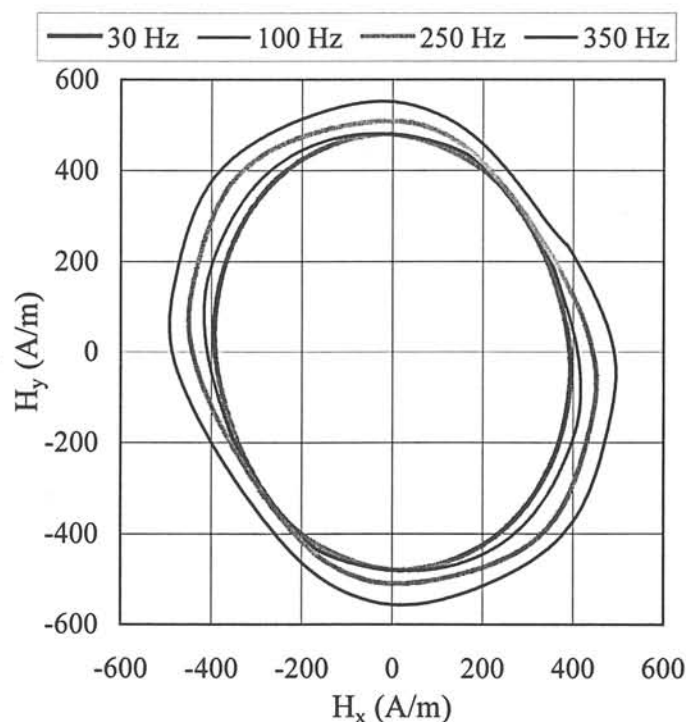


Figure III-16 : Diagrammes $H_y(H_x)$ à fréquence variable : 30, 100, 250 et 350 Hz
 $|\mathbf{B}| = 1,3 \text{ T}$; (tôle FeCo)

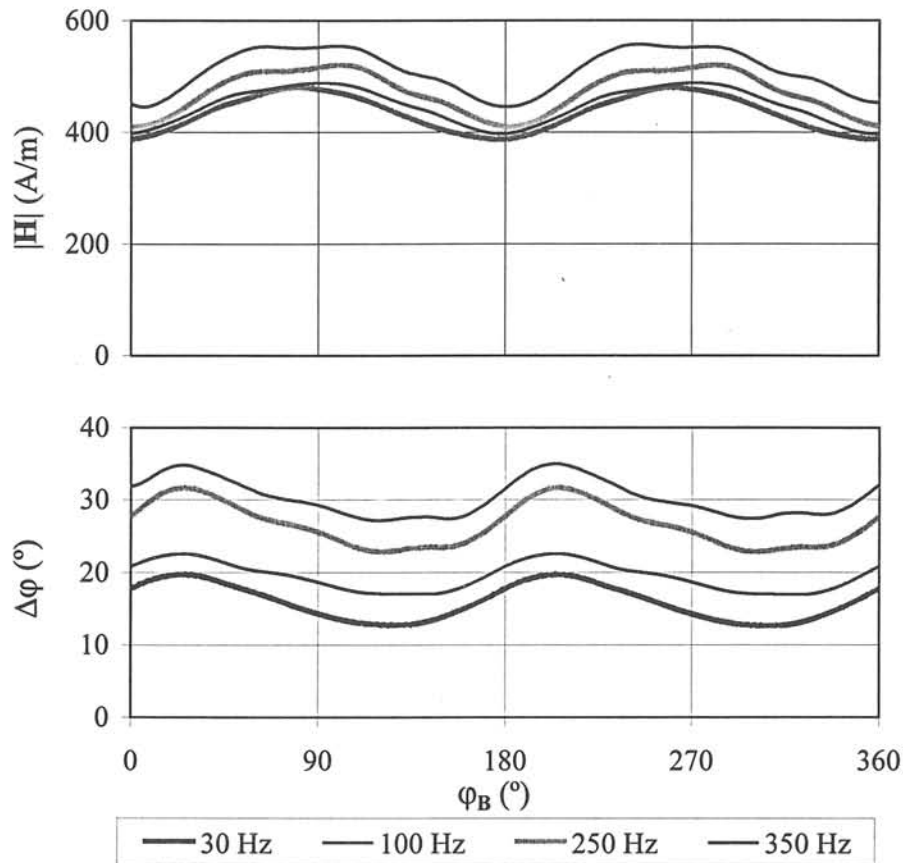


Figure III-17 : Variation du module du champ magnétique et différence de phase $\Delta\varphi$ en fonction de la phase de B , pour quatre fréquences ; tôle FeCo

III.2.2.C Caractéristiques réversibles

Dans la figure III-18 quatre diagrammes polaires réversibles, obtenus à des niveaux d'induction de 0,3 , 0,7 , 1,3 et 1,6 T, sont présentés. On retrouve le même comportement que précédemment, à l'exception bien sûr de l'effet des pertes. Les amplitudes des fluctuations de $|H|$ et de $\Delta\varphi$ ne dépassent pas 40% et 5° respectivement (figure III-19). La direction DT est encore une direction de difficile aimantation même à 1,6 T malgré la déformation visible des courbes de $|H|$ et $\Delta\varphi$. Pour identifier l'éventuelle direction difficile située entre la direction long et la direction travers il aurait été nécessaire de monter encore en induction. Malheureusement le banc de mesure actuel ne le permet pas.

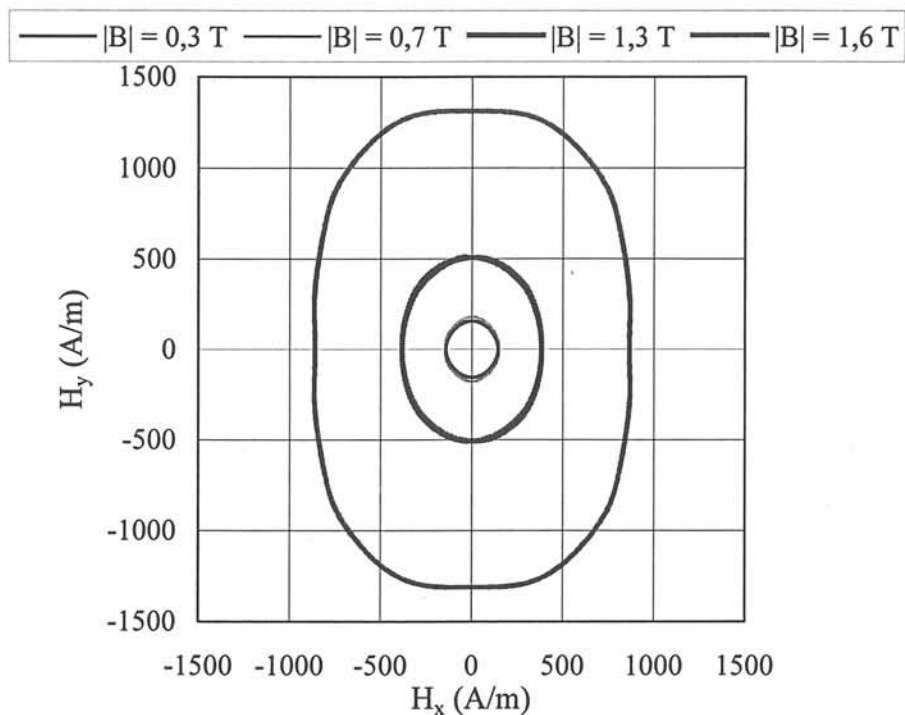


Figure III-18 : Cycle réversible $H_{y,rev}(H_{x,rev})$ obtenu pour une induction circulaire; tôle FeCo

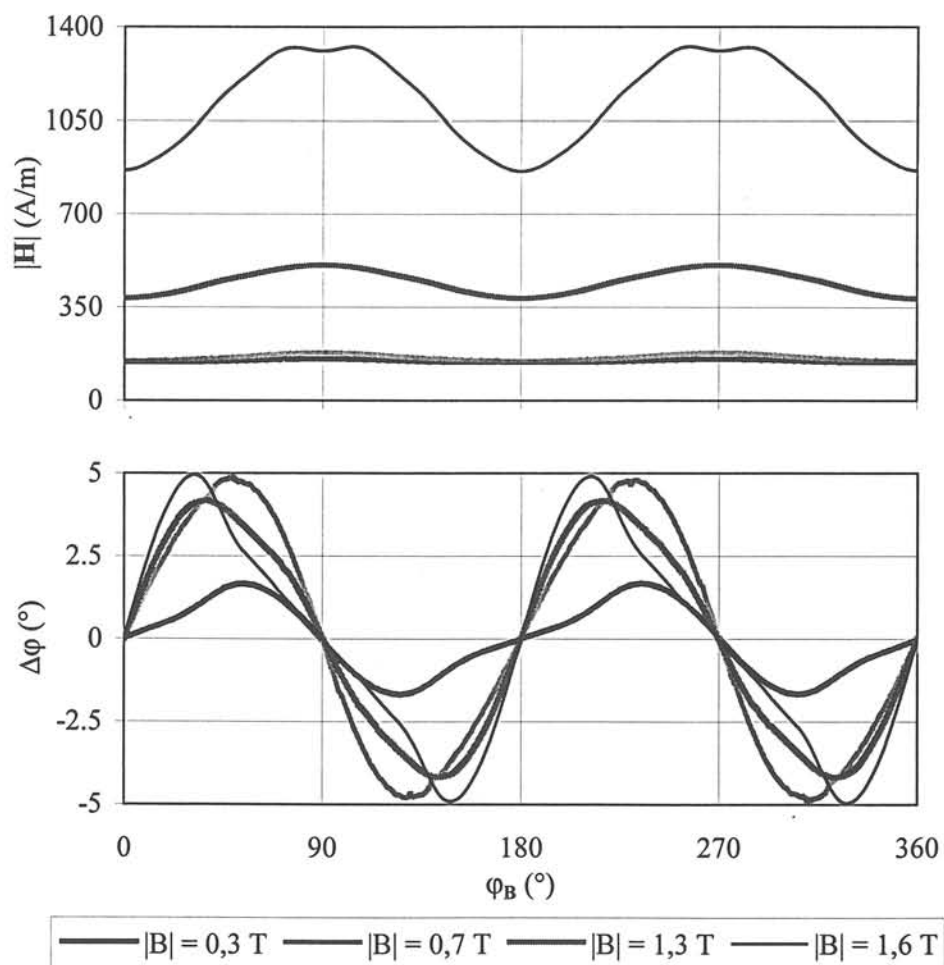


Figure III-19 : Variation réversible de $|H|$ et $\Delta\phi$ en fonction ϕ_B ; tôle FeCo

III. 2. 3 Tôle Rectimphy

Comme nous l'avons signalé dans le cas de l'étude des pertes magnétiques, la tôle FeNi est très intéressante, car elle permet de balayer toute la plage de variation de l'induction, jusqu'à atteindre la saturation. D'autre part, compte tenu de sa texture cubique, la tôle est très anisotrope. Cette tôle permet ainsi de caractériser le comportement purement anisotrope grâce aux essais à haute induction.

III.2.3.A Comportement à 50 Hz

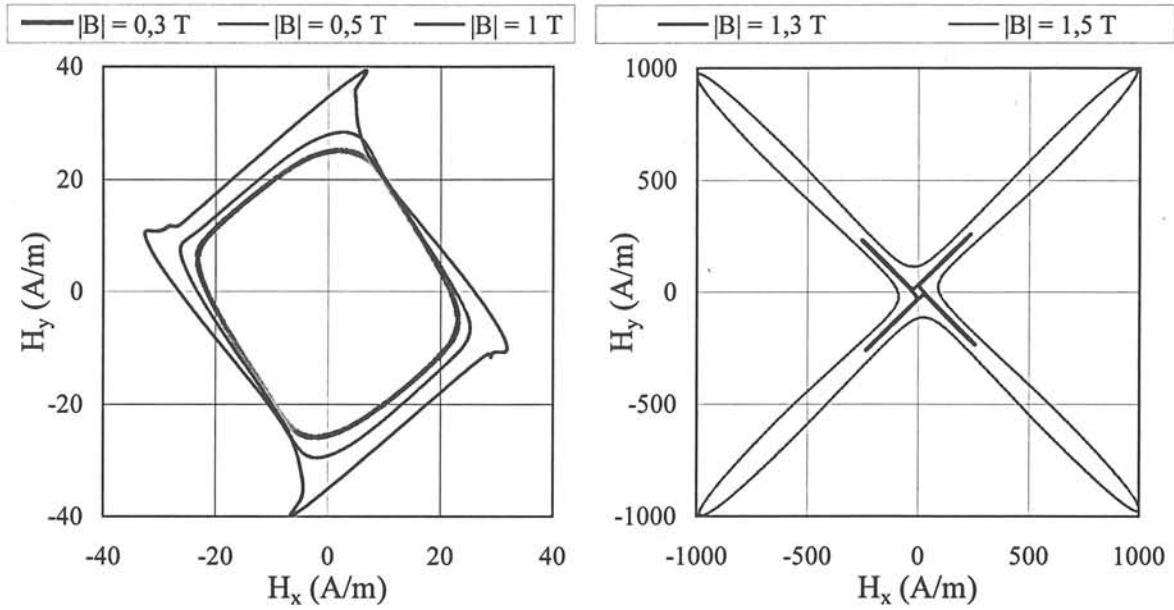
Les résultats des essais effectués en régime d'induction circulaire, à plusieurs niveaux d'induction et à 50 Hz, sont portés dans les figures III-20 et III-21. Comme pour la tôle FeSi NO, l'étude est divisée en deux parties : comportement à bas et à haut niveau d'induction.

A basse induction les diagrammes $H_y(H_x)$ ont une allure totalement différente de celles du FeSi et FeCo. Ce sont des rectangles. Il est toujours difficile d'identifier les directions faciles et difficiles de la tôle, compte tenu du déphasage important entre \mathbf{H} et \mathbf{B} d'environ 60° en moyenne. On observe un phénomène ressemblant à celui vu dans le cas du FeSi NO, à savoir une limitation de la croissance du champ avec le niveau de l'induction, lors de son approche de l'axe DL. Cet axe doit présenter une perméabilité qui s'améliore dans l'intervalle considérée de 0,3 à 1 T.

Le changement de comportement commence à se manifester à partir de $|\mathbf{B}| = 1$ T.

A haute induction le champ \mathbf{H} augmente beaucoup plus vite avec le niveau d'induction (figure III-21 b). A 1,5 T le comportement cubique est clairement visible. Deux axes équivalents de facile aimantation sont orientés sensiblement suivant les deux directions principales de la tôle (DL et DT). La direction difficile est orientée à 45° . Le rapport de perméabilité entre l'axe difficile et facile étant d'environ 15.

La valeur moyenne de la différence de phase $\Delta\varphi$, augmente progressivement avec $|\mathbf{B}|$ jusqu'à 1 T, puis diminue et tend vers une valeur limite imposée par les courants induits développés à la saturation. Le même phénomène est observé pour les fluctuations de la phase mais le seuil d'induction est décalé vers 1,3 T.



a) basse induction : $|B| = 0,3 T, 0,5 T$ et $1 T$ b) haute induction : $|B| = 1,3 T$ et $1,5 T$

Figure III-20 : Diagrammes polaires $H_y(H_x)$ sous induction circulaire de fréquence 50 Hz, tôle FeNi

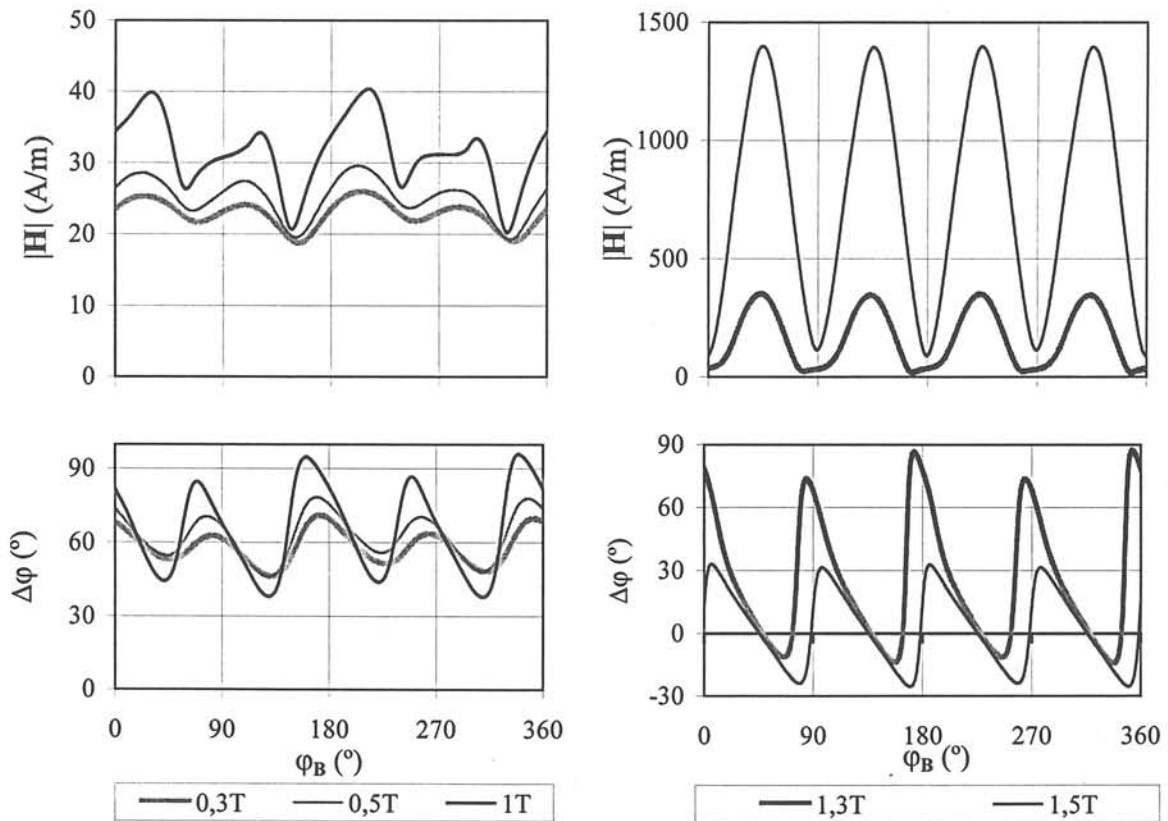


Figure III-21 : Variation du module du champ magnétique et de la différence de phase $\Delta\phi$ en fonction de la phase de B , pour différents niveaux d'induction ; tôle FeNi

III.2.3.B Effet de la fréquence

La figure III-22 donne les diagrammes $H_y(H_x)$ obtenus pour quatre fréquences : 20, 75, 200 et 350 Hz et pour deux niveaux d'induction : 0,5 et 1,3 T, représentatifs des deux types de comportement analysés précédemment.

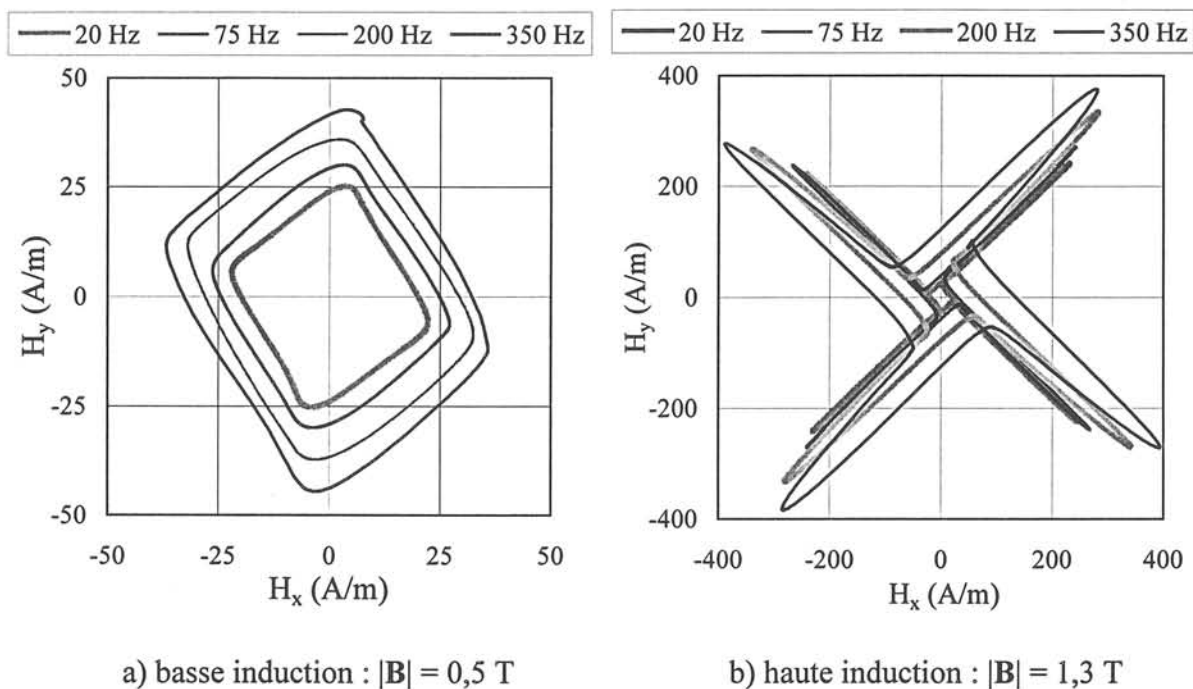


Figure III-22 : Diagrammes $H_y(H_x)$ à fréquence variable : 20, 75, 200 et 350 Hz ; tôle FeNi

Les résultats sont similaires à ceux observés sur les tôles précédentes, à savoir une rotation et un élargissement des diagrammes $H_y(H_x)$. Cependant compte tenu de la forme de ces diagrammes, ces phénomènes sont plus visibles sur la tôle FeNi, surtout à 1,3 T niveau d'induction correspondant aux pertes maximales.

A 1,5 T l'anisotropie prédomine et l'effet de la fréquence est moins visible.

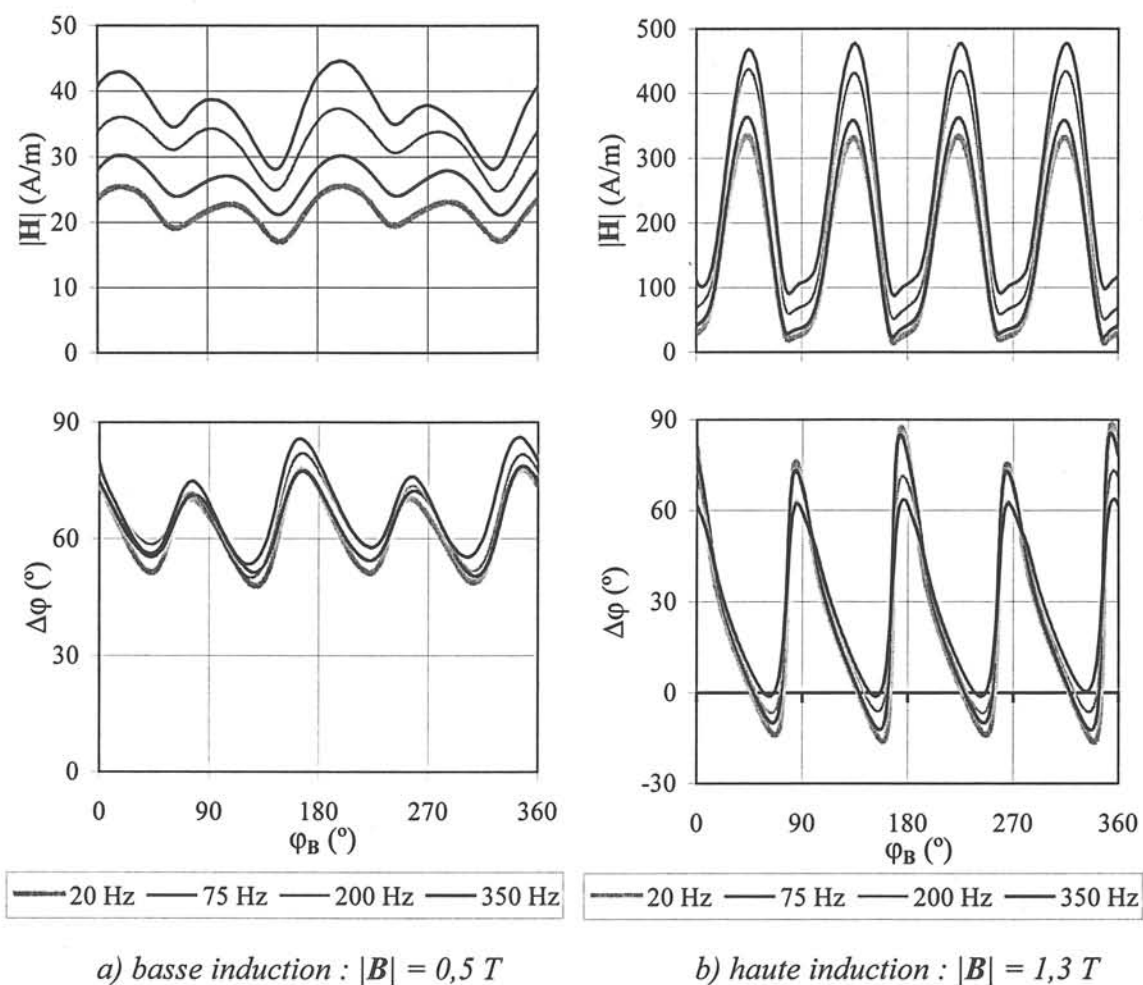
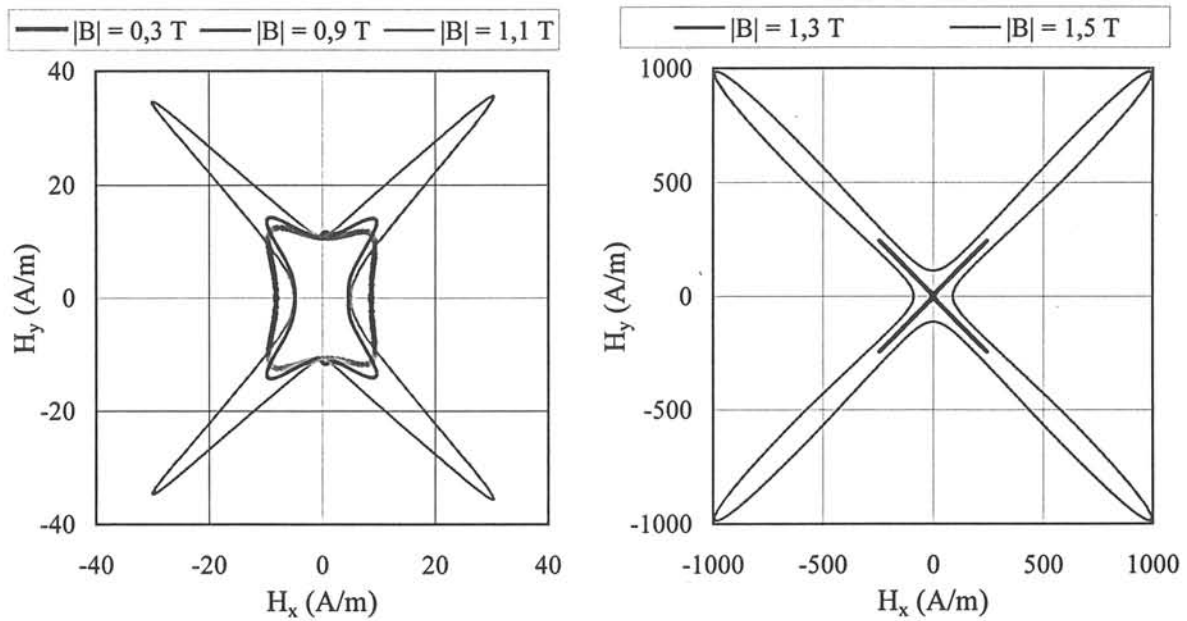


Figure III-23 : Variation de $|\mathbf{H}|$ et de $\Delta\varphi$ en fonction φ_B ,
fréquence variable : 20, 75, 200 et 350 Hz ; tôle FeNi

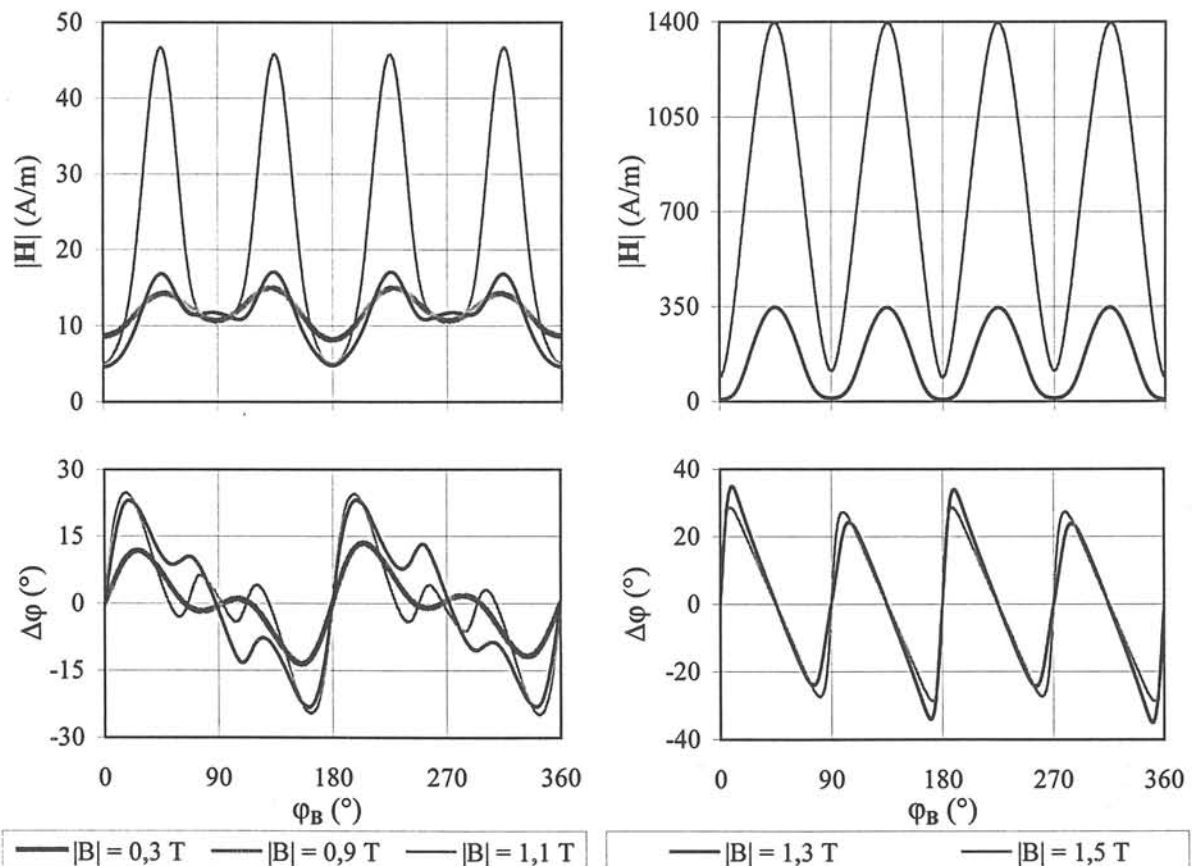
III.2.3.C Caractéristiques réversibles

La construction des courbes réversibles de l'évolution du champ sous induction tournante circulaire nous permet de valider les constatations faites en régime dynamique. On retrouve les caractéristiques d'une texture cubique parfaite avec ses deux axes de facile aimantation orientés suivant les directions DL et DT et son axe de difficile aimantation à 45° (figure III-24). A haute induction les ondulations de l'amplitude du module de \mathbf{H} sont sinusoïdales et celles de sa phase plutôt triangulaires(figure III-25).



a) basse induction : $|B| = 0,3 T, 0,9 T, 1,1 T$ b) haute induction : $|B| = 1,3 T$ et $1,5 T$

Figure III-24 : Cycles réversibles $H_{y-rev}(H_{x-rev})$ obtenus pour différents niveaux d'induction circulaire ; tôle FeNi



a) basse induction

b) haute induction

Figure III-25 : Variation réversible de $|H|$ et de $\Delta\varphi$ en fonction de la phase de B , pour différents niveaux d'induction ; tôle FeNi

A basse induction on observe des phénomènes similaires à ceux décrits pour la tôle FeSi NO. Seule la formes des courbes varie. $H_{y\text{-rev}}(H_{x\text{-rev}})$ est presque rectangulaire pour 0,3 T, l'axe DT étant un peu plus difficile que l'axe DL avec un rapport de perméabilités de 1,3. Au fur et à mesure que l'induction augmente les courbes se déforment : le champ sur l'axe DL, $H_x|_{\varphi_B=0}$, décroît entre 0,3 et 0,9 T (étranglement des courbes), puis il augmente de nouveau. Le champ sur l'axe DT, $H_y|_{\varphi_B=90^\circ}$, reste constant jusqu'à un niveau d'induction de 1 T (point d'intersection des différentes trajectoires), puis augmente, en restant systématiquement plus grand que le champ $H_x|_{\varphi_B=0}$.

III. 2. 4 Discussion sur les diagrammes $H_y(H_x)$ réversibles

III.2.4.A Etranglement des trajectoires de H

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les phénomènes observés à basse induction dans le cas du FeSi et qu'on retrouve également pour le FeNi sont surprenants. Quelques considérations peuvent être faites concernant l'obtention des diagrammes $H_{y\text{-rev}}(H_{x\text{-rev}})$, sans toutefois donner une explication bien satisfaisante.

L'extraction de la partie réversible aboutit à une grande correction des courbes. Ceci est nettement visible sur la figure III-26 où nous avons comparé le cycle réversible aux trajectoires $H_y(H_x)$ dynamiques obtenues pour les deux sens de rotation de \mathbf{B} . Ils correspondent à la tôle FeNi pour un niveau de 0,5 T. La différence entre les valeurs utilisées pour le calcul et le résultat, les cycles mesurés et le cycle réversible respectivement, est importante. Le phénomène de rétrécissement apparaît seulement à des faibles niveaux d'induction, pour lesquels les niveaux du champ sont aussi réduits et donc la précision des mesures est moindre. De plus le déphasage au moment où \mathbf{B} passe dans l'axe DL est important. Dans cette zone, qui est la seule affectée par le rétrécissement, les formules utilisées peuvent amplifier les erreurs de mesure. En conséquence, il pourrait être possible que la diminution observée sur le champ réversible au moment du passage dans l'axe DL soit due aux erreurs cumulées de mesure et de calcul. Néanmoins nous avons répété plusieurs fois les essais et à notre avis les incertitudes des mesures devraient être inférieures au phénomène observé.

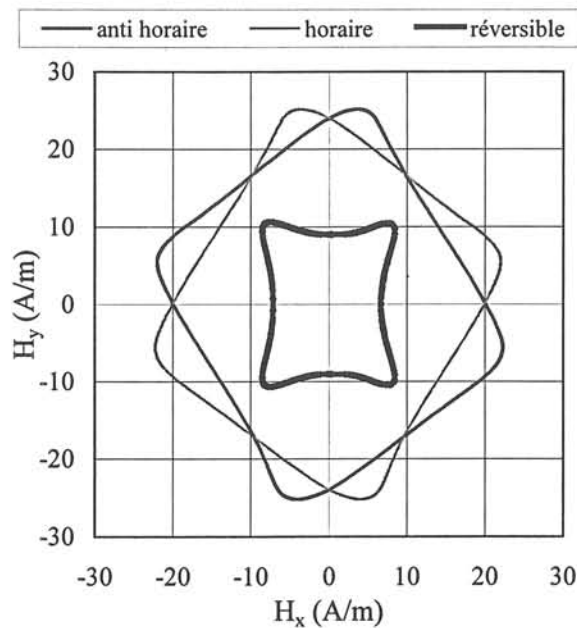


Figure III-26 : Trajectoires de \mathbf{H} relevées pour les deux sens de rotation de \mathbf{B} et trajectoire réversible correspondante, $|\mathbf{B}| = 0,5 \text{ T}$; tôle FeNi

Par ailleurs la détermination des cycles réversibles se fonde sur une hypothèse de séparation des phénomènes d'hystérésis et de l'anisotropie. On sait qu'en pratique ces phénomènes sont étroitement liés. Il se pose alors la question du domaine de validité de la méthode proposée. Ceci devrait être approfondi dans le futur.

III.2.4.B Quelques réflexions sur la modélisation des diagrammes $H_y(H_x)$

Pour expliquer le comportement en régime d'induction circulaire tournant à vitesse constante, nous discuterons deux approches :

- La première est basée sur le théorème de superposition. Le comportement réversible 2D est donné par les composantes DL et DT de l'induction magnétique auxquelles sont associées les courbes $B_L(H_L)$ et $B_T(H_T)$ obtenues en régime uniaxial suivant les directions DL et DT.

- La deuxième est basée sur la théorie des familles de domaines. L'aimantation est imposée dans la tôle par deux familles de domaines magnétiques à 180° orientés suivant DL et DT [MEK-95]. Nous notons x et y les fractions volumiques résultantes sur les axes DL et DT respectivement et qui contribuent à l'aimantation. En conséquence $x + y = 1$.

A basse induction l'anisotropie du matériau bloque les moments magnétiques dans les

directions de facile et difficile aimantation. La variation de l'induction ne s'effectue alors que par déplacement des parois. A haute induction, par contre, l'énergie d'interaction avec le champ extérieur n'est plus négligeable par rapport à l'énergie d'anisotropie magnétocristalline et les rotations peuvent avoir lieu.

Les composantes B_x et B_y de l'induction sont déterminées grâce à ces fractions volumiques et aux courbes $B_L(H_L)$ et $B_T(H_T)$ en appliquant les formules suivantes :

$$B_x = xB_L(H_x), B_y = yB_T(H_y) \quad (\text{III-6})$$

Dans le cas d'une excitation uniaxiale suivant la direction DL ou DT, x vaut respectivement 1 et 0 et on retrouve les courbes $B_L(H_L)$ et $B_T(H_T)$.

Nous allons essayer de déterminer de manière qualitative les formes des diagrammes $H_y(H_x)$ pour les deux approches. Nous nous limitons au comportement à basse induction et afin de simplifier les calculs, nous considérons une loi d'aimantation linéaire. Les composantes de \mathbf{B} sont $B_x = B \cos(\varphi_B)$, orientée au long de l'axe DL, et $B_y = B \sin(\varphi_B)$ orientée au long de l'axe DT. Les composantes du vecteur \mathbf{H} suivant ces axes sont $H_x = H \cos(\varphi_H)$ et $H_y = H \sin(\varphi_H)$.

Théorème de superposition

En considérant les lois d'aimantation pour chaque axe, $B_L(H_L)$ et $B_T(H_T)$, on peut écrire :

$$B_x = \mu_L H \cos(\varphi_H), B_y = \mu_T H \sin(\varphi_H) \quad (\text{III-7})$$

$$\text{tg}(\varphi_H) = \frac{\mu_L}{\mu_T} \cdot \text{tg}(\varphi_B) \quad (\text{III-8})$$

$$|\mathbf{H}| = \sqrt{H_x^2 + H_y^2}, \text{ où } H_x = \frac{B \cos(\varphi_B)}{\mu_L} \text{ et } H_y = \frac{B \sin(\varphi_B)}{\mu_T} \quad (\text{III-9})$$

Dans ce cas, l'obtention d'une induction circulaire nécessite dans un matériau isotrope un champ circulaire et dans un matériau anisotrope un champ elliptique.

Cette théorie peut être appliquée à très basse induction au FeSi NO et à un plus haut niveau au FeCo.

Théorie des familles de domaines

Nous considérons le cas de basse énergie. La fraction volumique x est obtenue par la

minimisation de l'énergie totale du matériau, dont l'expression est la suivante :

$$E = xE_L + yE_T + \lambda xy(E_L + E_T) \quad (\text{III-10})$$

où E_L et E_T seront calculées à partir des courbes $B(H)$ dans les directions DT et DT. Elle comporte un terme associé à chacun des axes DL et DT et un terme d'interaction entre les deux axes. Pour simplifier les calculs nous considérons que le coefficient λ du terme du deuxième degré est égal à l'unité. La fraction x résulte de la condition d'équilibre énergétique :

$$\frac{\partial E}{\partial x} = 0 \Rightarrow x = \frac{E_L}{E_L + E_T} \quad (\text{III-11})$$

$$B_L = \mu_L H_L, H_x = H \cos(\varphi_H) \Rightarrow E_L = \frac{1}{2} \mu_L H_x^2 \quad (\text{III-12})$$

$$B_T = \mu_T H_T, H_y = H \sin(\varphi_H) \Rightarrow E_T = \frac{1}{2} \mu_T H_y^2 \quad (\text{III-13})$$

En remplaçant les équations III-12 et III-13 dans III-11, nous obtenons :

$$x = \frac{\mu_L \cdot \cos^2(\varphi_H)}{\mu_L \cdot \cos^2(\varphi_H) + \mu_T \cdot \sin^2(\varphi_H)} \quad (\text{III-14})$$

Les composantes de \mathbf{B} s'écrivent maintenant :

$$B_x = xB_L = x\mu_L H \cos(\varphi_H) \text{ et } B_y = (1-x)B_L = x\mu_T H \sin(\varphi_H) \quad (\text{III-15})$$

En remplaçant dans III-15 x par sa formule III-14 on trouve les expressions des composantes de l'induction :

$$B_x = \frac{\mu_L^2 \cdot \cos^3(\varphi_H)}{\mu_L \cdot \cos^2(\varphi_H) + \mu_T \cdot \sin^2(\varphi_H)} \cdot H, B_y = \frac{\mu_T^2 \cdot \sin^3(\varphi_H)}{\mu_L \cdot \cos^2(\varphi_H) + \mu_T \cdot \sin^2(\varphi_H)} \cdot H \quad (\text{III-16})$$

$$\text{et } \text{tg}(\varphi_B) = \frac{\mu_T^2}{\mu_L^2} \cdot \text{tg}^3(\varphi_H) \quad (\text{III-17})$$

Nous obtenons la phase et les composantes du champ \mathbf{H} :

$$\varphi_H = \text{arctg} \left(\sqrt[3]{\frac{\mu_L^2}{\mu_T^2} \text{tg}(\varphi_B)} \right) \quad (\text{III-18})$$

$$H_x = \frac{B \cdot \cos(\varphi_B)}{\mu_L^2 \cdot \cos^2(\varphi_H)} (\mu_L \cdot \cos^2(\varphi_H) + \mu_T \cdot \sin^2(\varphi_H)) \quad (\text{III-19})$$

$$H_y = \frac{B \cdot \sin(\varphi_B)}{\mu_L^2 \cdot \sin^2(\varphi_H)} (\mu_L \cdot \cos^2(\varphi_H) + \mu_T \cdot \sin^2(\varphi_H)) \quad (\text{III-20})$$

Dans la figure III-27 nous avons porté le diagramme polaire $H_y(H_x)$ et les variations du module $|\mathbf{H}|$ et de la différence de phase $\Delta\varphi = \varphi_H - \varphi_B$ en fonction de la phase de l'induction. Le matériau a été supposé anisotrope avec $\mu_L = 2\mu_T$. Nous obtenons des variations proches de celles du FeNi. Nous pouvons observer l'existence d'une direction difficile apparente entre 0 et 90°. Dans le cas d'un matériau isotrope ou cubique les courbes obtenues sont similaires et de mêmes amplitudes sur DL et DT. La direction difficile est à 45°.

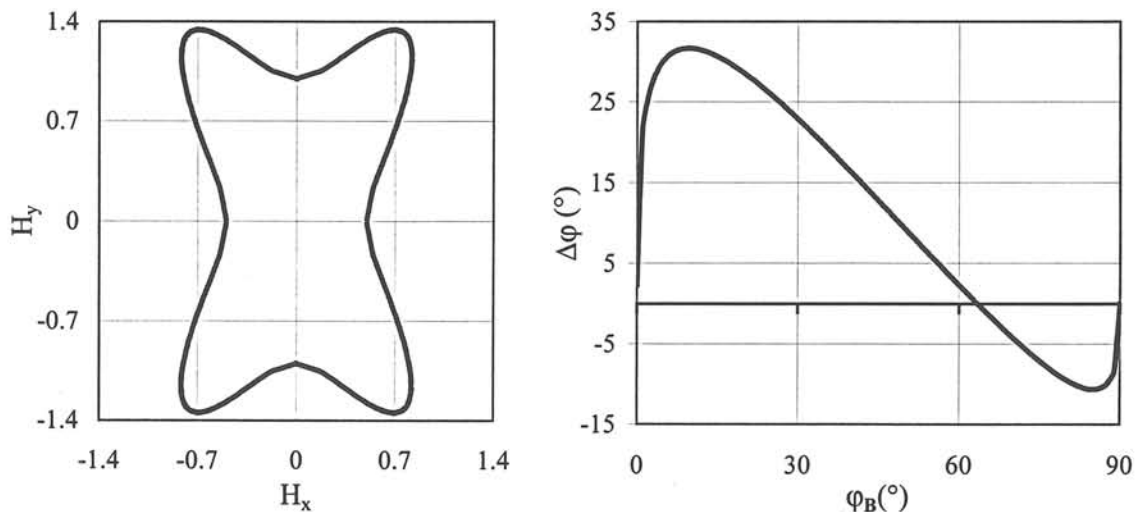


Figure III-27 : Diagramme $H_y(H_x)$ et évolution du déphasage en fonction de la phase de l'induction, pour un exemple de matériau anisotrope, dans le cas des interactions des axes principaux

III. 3 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté les résultats d'une étude de trois qualités différentes de matériaux magnétiques : M330-35A en FeSi NO, AFK1 en FeCo et Rectimphy en FeNi. Ces essais ont été menés principalement sous excitation circulaire dans le plan de la tôle. Ils ont permis d'obtenir une caractérisation étendue de chaque matériau et de mettre en évidence les phénomènes communs et la spécificité de chacun.

Dans la première partie nous nous sommes intéressés à une caractérisation scalaire. Nous avons observé la dépendance des pertes magnétiques en fonction du niveau d'induction

et de la fréquence. Les essais en régime d'induction uniaxiale sinusoïdale, qui ont été ajoutés, ont permis d'avoir un aperçu de l'anisotropie des pertes de chaque matériau. Des différences importantes de comportement sont apparues :

L'échantillon AFK1 présente les pertes les plus importantes à cause d'une perméabilité magnétique et d'une résistivité électrique insuffisamment grandes. C'est le matériau qui a le comportement le plus isotrope pour tous les niveaux d'induction testés.

L'échantillon M330-35A est une tôle non orientée de bonne qualité adaptée à des applications dans les machines tournantes. Ses pertes sont deux fois plus faibles que celles du FeCo. Néanmoins, son anisotropie ne peut pas être négligée.

L'échantillon Rectimphy nous a permis grâce à sa perméabilité très grande et à son induction à saturation réduite de tester tout le domaine d'induction. C'est le matériau qui donne les pertes magnétiques les plus faibles. Ces pertes sont équivalentes dans les directions DL et DT. La direction 45° a un comportement particulier laissant entrevoir une forte anisotropie du matériau. En induction circulaire, la décroissance des pertes en fonction du niveau de l'induction est visible au-delà de 1,3 T. Pour cette tôle, nous avons appliqué un modèle de pertes en 2D, qui est en bonne adéquation avec l'expérience.

La deuxième partie du chapitre a été consacrée à l'étude de la relation vectorielle entre **B** et **H**, quand le niveau de **B** et la fréquence évoluent. Les comportements des trois matériaux peuvent être considérés de manière qualitative comme étant similaires. C'est l'analyse quantitative des phénomènes qui permet de dégager la spécificité de chacun.

Tout d'abord nous avons mis en évidence l'existence d'un niveau d'induction qui sépare deux types de comportement, même si pour la tôle FeCo ce niveau est difficile à dégager, vu la polarisation à saturation très haute du matériau. Le premier est un comportement peu anisotrope qui a lieu à basse induction et qui s'accompagne de déphasages importants entre **B** et **H**. Le second apparaît à des inductions plus hautes et met clairement en évidence l'existence d'un axe de difficile aimantation. L'identification des directions caractéristiques est plus compliquée à basse induction car la variation de l'aimantation s'effectue principalement par déplacements de parois. Par contre, la situation est plus claire à des niveaux plus importants d'induction où les mécanismes de rotation de l'aimantation interviennent. Les directions de facile et difficile aimantation sont imposées par la texture du matériau et son anisotropie magnétocristalline.

Ensuite, l'influence de la fréquence est la même dans les trois cas. Les pertes

augmentent avec la fréquence et on assiste à une rotation et à un élargissement de la trajectoire du champ \mathbf{H} dans le plan de la tôle, qui sont dus à l'augmentation de l'amplitude du vecteur \mathbf{H} et de sa phase par rapport à l'induction.

La construction des courbes réversibles, pour lesquelles les effets dynamiques ont été annulés, permet de compléter l'analyse du comportement 2D des trois matériaux. Les directions faciles et difficiles de la tôle deviennent facilement identifiables. Ces courbes peuvent constituer une base pour la validation de modèles d'anisotropie. L'approche des familles de domaines est intéressante, car elle s'appuie sur une base physique. Elle doit être poursuivie de manière plus quantitative en tenant compte du comportement non linéaire du matériau.

**Chapitre IV Comportement des matériaux sous excitation
bidimensionnelle arbitraire**



Chapitre IV Comportement des matériaux sous excitation bidimensionnelle arbitraire

IV. 1 Introduction

Le chapitre précédent a été consacré à l'étude des propriétés magnétiques bidimensionnelles statiques et dynamiques des matériaux en régime d'induction circulaire tournant à vitesse constante. Avec les ellipses, les trajectoires circulaires constituent depuis plusieurs années les principales formes d'excitation étudiées. Elles sont tout d'abord simples à reproduire, toutefois, l'instrumentation pose encore aujourd'hui des problèmes, et permettent dans le cas des cercles d'interpréter plus aisément les résultats, la prédiction précise du comportement vectoriel étant encore à un stade rudimentaire.

Dans ce chapitre, nous allons élargir notre étude du comportement 2D des matériaux à des inductions tournantes d'amplitude et de vitesse non uniforme. Ceci a été possible grâce à l'automatisation de l'alimentation du banc de mesures et la mise au point d'un asservissement numérique performant. Cette étude a été motivée par le fait que dans un circuit de machine tournante, le matériau magnétique est soumis à des flux tournants de forme et de vitesse quelconques, le cercle ou l'ellipse ne correspondant pas en pratique à l'évolution du fondamental de l'induction. Or de nombreux travaux récents ont montré qu'en régime d'excitation uniaxiale le long de l'axe DL ou DT, la forme de la variation temporelle de l'induction est déterminante pour le comportement du matériau. Dans ce cas, la caractérisation dans des conditions conventionnelles en B sinusoïdale reste insuffisante pour décrire les propriétés magnétiques en régime d'induction toujours uniaxiale mais de forme quelconque [CES-96]. Nous pensons qu'il en est de même en 2D : la caractérisation en B circulaire ou elliptique ne permet pas d'accéder au comportement du matériau sous une excitation tournante de forme et de vitesse quelconques.

La première partie de ce chapitre est consacrée à la détermination et l'analyse des pertes magnétiques développées sous des excitations de forme similaire à celle rencontrée dans le circuit magnétique d'une machine électrique. Ces pertes sont tout d'abord comparées à celles obtenues en induction circulaire et elliptique. Ensuite, nous présentons une approche qui permet de les calculer à partir d'un modèle de prédiction 1D appliqué aux deux projections

orthogonales de l'induction. La modélisation des pertes magnétiques en régime uniaxial étant beaucoup plus avancée que celle en régime bidimensionnelle, cette approche permettra d'accéder rapidement au comportement du matériau sous excitation 2D quelconque. Nous analyserons donc cette approche et nous vérifierons la validité de l'hypothèse de projection et de la superposition des pertes. Nous discuterons également l'effet de l'anisotropie et de l'orientation des axes de projection.

La deuxième partie du chapitre est relative à des études de forme d'onde particulières. Contrairement à la première partie où nous avons essayé de quantifier les pertes, elle a pour but d'essayer de progresser dans la compréhension des phénomènes et ne constitue qu'un champ d'investigation préliminaire. Deux formes de trajectoires seront testées : une induction circulaire tournant à deux vitesses différentes et une induction parcourant à vitesse constante des portions de cercles d'amplitudes différentes.

IV. 2 Formes d'ondes observées dans le stator d'une machine asynchrone à cage

Le moteur asynchrone considéré est un moteur triphasé, 4 pôles, de 4 kW de puissance nominale. Son stator et son rotor présentent 48 et 28 encoches respectivement. Ils sont réalisés en tôle de fer semi-process de 0,65 mm d'épaisseur : tôle M1000-65D.

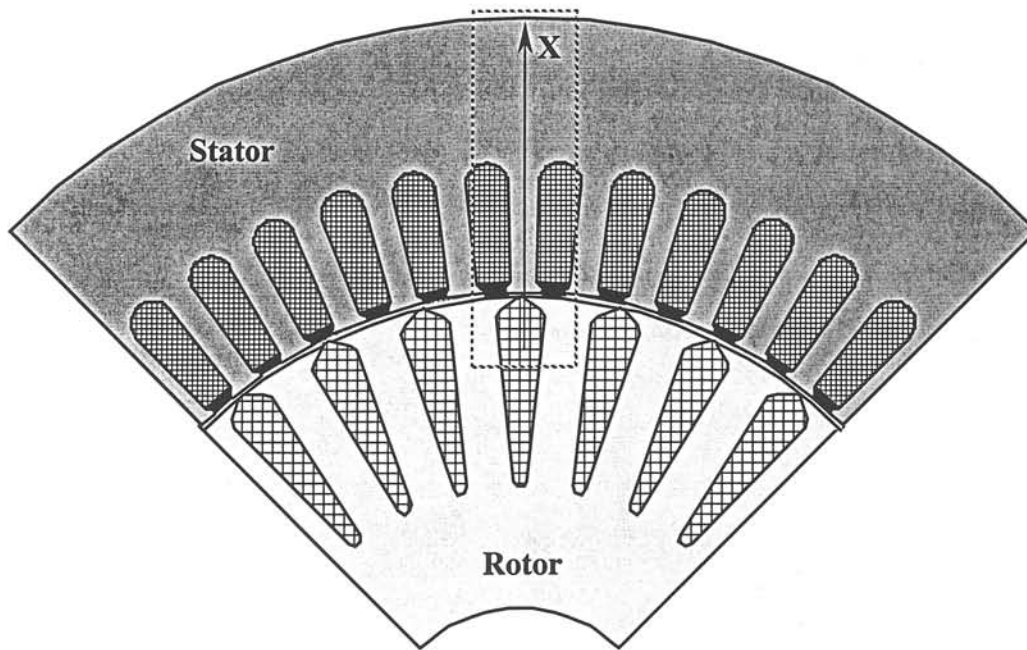
IV. 2. 1 Détermination des formes d'onde dans le stator de la machine

La distribution de l'induction $B(t)$ dans le circuit magnétique d'une machine peut être obtenue soit par la voie expérimentale, en utilisant des mini-bobines de mesure, soit par des calculs par éléments finis. La deuxième option, que nous avons choisie, est plus simple à mettre en œuvre. Elle nous permet d'avoir une information relativement bonne de la forme et de la répartition du flux de la machine malgré la simplicité des lois $B(H)$ utilisées.

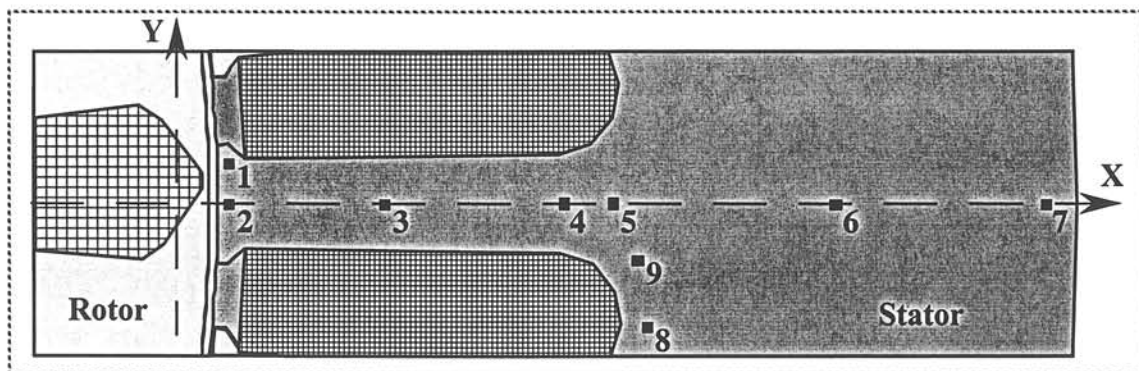
Le moteur a été simulé par le logiciel de calcul par éléments finis « Flux2D » afin de connaître la répartition de la variation de l'induction au cours du temps dans le rotor et le stator. Pour reproduire le fonctionnement à vide de la machine, une formulation magnétique évolutive en pas à pas dans le temps a été utilisée, la machine étant alimentée par les courants triphasés nominaux et le rotor tournant au synchronisme. Dans ce cas, le matériau a été

supposé isotrope, non linéaire mais sans hystérésis. Il a été caractérisé par sa courbe $\hat{B}(\hat{H})$ mesurée à 50 Hz dans les conditions classiques sur cadre Epstein [CES-96].

La figure IV-1 représente la géométrie du problème simulé qui a été limitée au quart de la machine compte tenu de ses symétries physiques. Les points 1 à 9 indiqués correspondent aux endroits dans lesquels les variations du vecteur $\mathbf{B}(t)$ sur une période ont été relevées.



Vue en section traverse d'un quart du moteur



Agrandissement de la zone étudiée

Figure IV-1 : Géométrie de la machine asynchrone étudiée

Dans la figure IV-2, nous avons tracé les diagrammes polaires $B_y(B_x)$ représentant la trajectoire du vecteur \mathbf{B} dans le plan de la tôle, après les avoir normalisées (l'amplitude

maximale réduite à 1 T). Dans les dents et le dos du stator (point 1, 2, 3 et 7) l'induction reste sensiblement unidirectionnelle respectivement radiale et tangentielle. Par contre, la zone intermédiaire voit des flux plus ou moins tournants. Au point 5, par exemple, $B(t)$ décrit une forme presque rectangulaire. Son amplitude et sa vitesse varient au cours du temps. Ces formes d'onde ne peuvent plus être assimilées à des trajectoires plus simples telles que les ellipses parcourues à vitesse angulaire constante. Les zones couvertes sont relativement larges et ne doivent pas être ignorées.

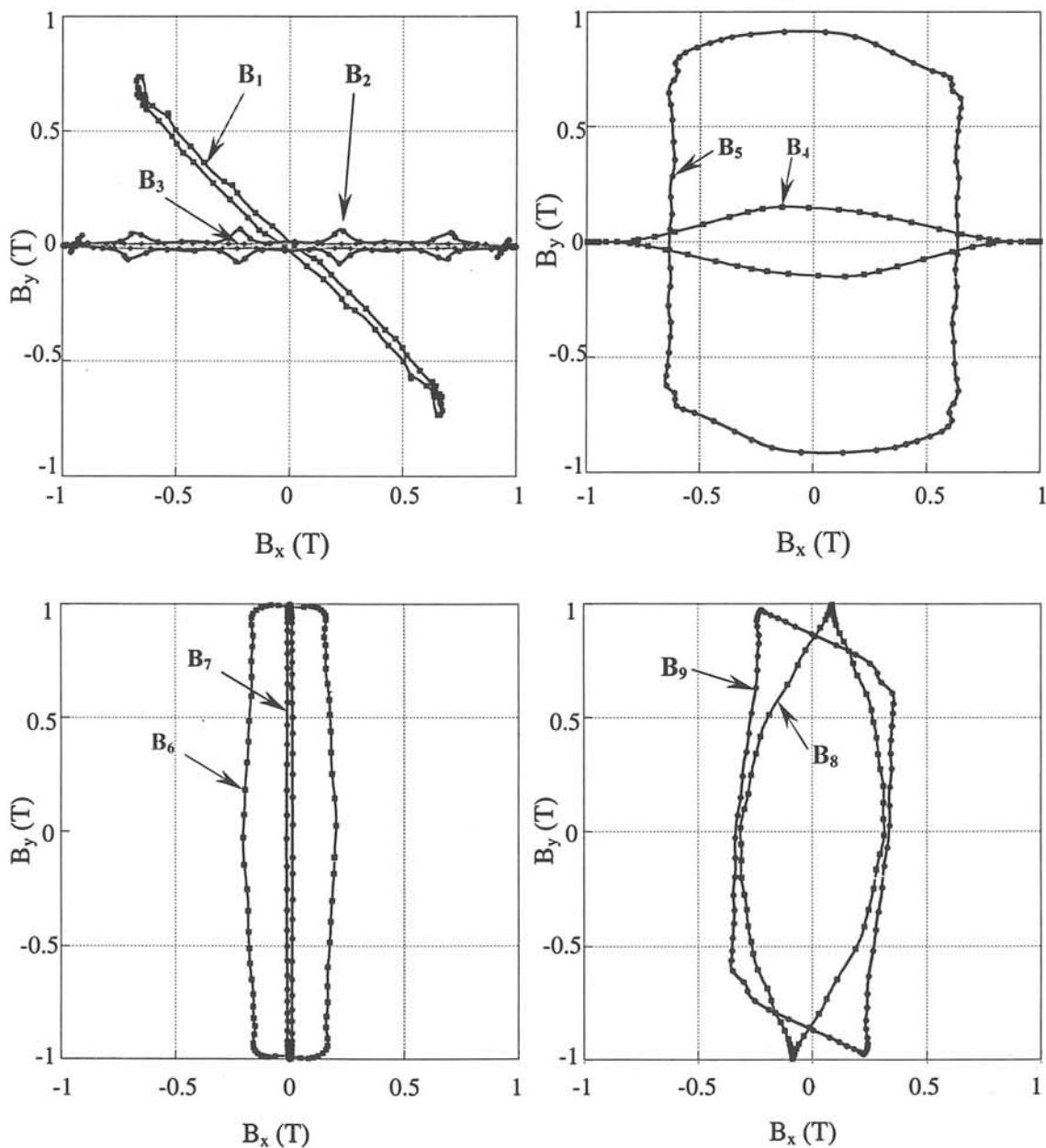


Figure IV-2 : Trajectoires normalisées du vecteur induction relevées dans différents points du stator

Pour déterminer l'influence des formes d'onde sur le comportement bidimensionnel des matériaux magnétiques, nous avons retenu les trajectoires B_4 et B_5 . Nous nous limiterons dans cette partie à l'étude des pertes magnétiques.

IV. 2. 2 Influence de la forme d'onde de l'induction en 2D

Les formes d'ondes B_4 et B_5 obtenues ont été reproduites sur une tôle de même qualité que celle utilisée dans le moteur : tôle M1000-65D grâce au banc de mesure RSST. Les pertes mesurées ont été comparées à celles développées par des trajectoires de forme simple, parcourues à vitesse constante : induction circulaire ou elliptique ayant le même rapport $|B|_{\max}/|B|_{\min}$ que B_4 et B_5 (figure IV-3). Les résultats des essais sont portés dans la figure IV-4.

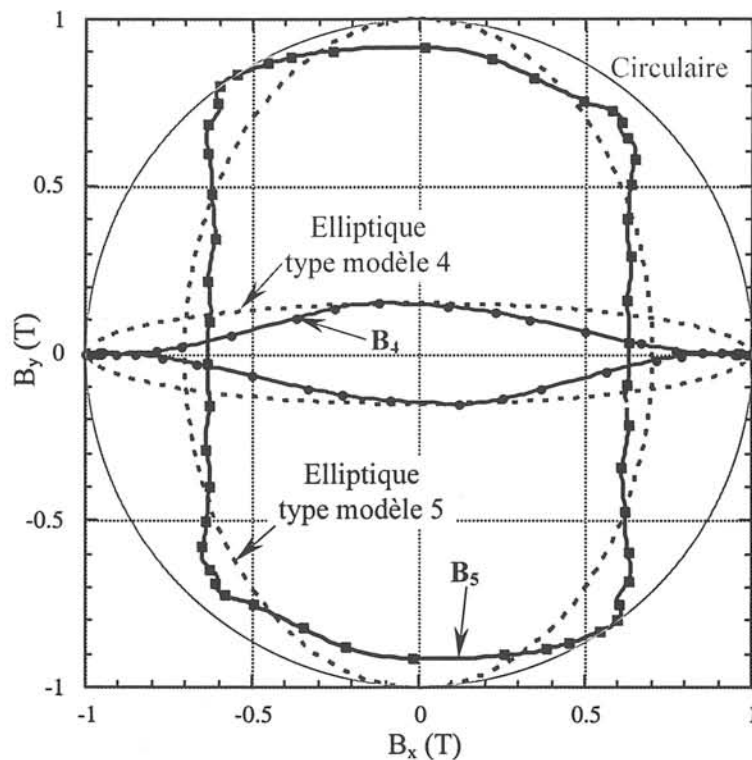


Figure IV-3 : Trajectoires 2D, circulaires et elliptiques de l'induction

Les pertes développées sous B_4 et B_5 , appelées P_4 et P_5 respectivement, restent toutes les deux inférieures aux pertes engendrées par une trajectoire circulaire circonscrite à B_4 et B_5 en régime circulaire, P_{circ} (figure IV-4). Dans ce cas, l'influence du module du vecteur est plus grande que celle de la non-uniformité de la vitesse de rotation.

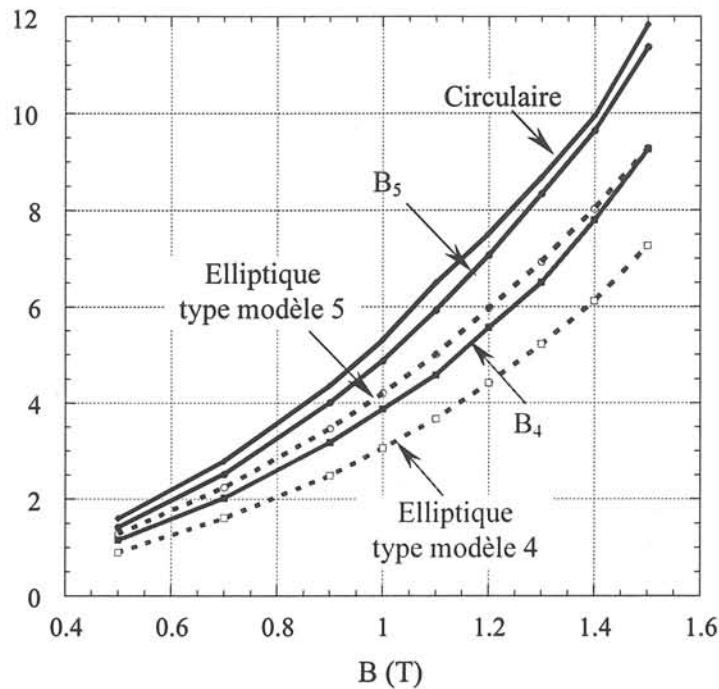


Figure IV-4 : Pertes en fonction du niveau d'induction, pour les trajectoires 2D, circulaires et elliptiques

Comparées aux trajectoires elliptiques équivalentes, les pertes obtenues avec B_4 et B_5 sont systématiquement plus élevées. Ce résultat est frappant car dans le cas de B_4 la surface de la trajectoire elliptique est nettement plus grande. Ce résultat peut être expliqué par l'effet de la vitesse de rotation non-uniforme, laquelle est minimale dans le voisinage de l'axe DL. L'induction est obligée de parcourir à une fréquence équivalente plus grande la zone la plus difficile à aimanter. La différence entre les deux types de pertes est d'environ 15%. Cette même conclusion reste valable dans le cas du modèle 5. La différence d'amplitude plus petite ainsi qu'une variation plus uniforme de la vitesse angulaire conduit à des pertes P_5 plus grandes de 17% face aux pertes en régime elliptique correspondant.

IV. 2. 3 Influence de l'orientation de la trajectoire 2D dans le plan de la tôle

Dans le fonctionnement des machines électriques tournantes, compte tenu de la forme du circuit magnétique, les variations du flux au cours d'une période, même quand elles sont uniaxiales, peuvent être orientées dans des directions quelconques dans le plan de la tôle. En induction tournante toutes les directions sont excitées avec une amplitude et pendant une durée qui dépendent de la forme et de la vitesse de B . Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent les matériaux à grains non orientés possèdent en général une anisotropie

macroscopique résiduelle. Elle est définie classiquement pour les pertes par le rapport $\frac{P_T - P_L}{P_T + P_L}$ dans lequel P_L et P_T correspondent aux pertes mesurées pour une induction sinusoïdale parallèle et perpendiculaire à la direction de laminage. Pour le prendre en considération, le matériau est caractérisé par une grandeur moyenne sur les deux axes. Dans le cas de la tôle M1000-65D, ce rapport vaut environ 8 % à 1,5 T.

Nous avons étudié l'influence de l'orientation de la forme d'onde 2D pour trois cas : $\theta = 0, 45^\circ$ et 90° , l'angle θ étant l'angle entre l'axe DL et l'axe sur lequel $B(t)$ est maximal.

Le tableau suivant synthétise les résultats obtenus :

$ B _{\max}$ (T)	Trajectoire B_4			Trajectoire B_5		
	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 45^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 45^\circ$	$\theta = 90^\circ$
0,5	0,80	0,93	1,15	1,42	1,44	1,48
0,7	1,48	1,69	2,02	2,52	2,35	2,58
0,9	2,46	2,70	3,17	4,01	3,98	3,99
1,0	3,09	3,39	3,87	4,87	4,93	4,79
1,1	3,82	4,14	4,58	5,92	5,94	5,78
1,2	4,65	5,03	3,56	7,06	7,17	6,94
1,3	5,66	6,04	6,50	8,33	8,49	8,19
1,4	6,75	7,19	7,79	9,64	9,87	9,45
1,5	8,00	8,49	9,25	11,4	11,5	11,0

Tableau IV-1: Pertes magnétiques en W/kg mesurées en induction tournante de forme B_4 et B_5 pour différentes orientations θ

Pour B_5 on observe un comportement relativement identique quelque soit la rotation du diagramme de B , l'écart maximum ne dépassant pas 5%. Ce résultat peut s'expliquer par le fait que l'amplitude de B ne varie pas beaucoup au cours d'une période ($|B_5|_{\min} / |B_5|_{\max} \approx 0,6$). Au contraire, pour B_4 , l'effet de l'anisotropie est beaucoup plus significatif car l'induction a un axe d'orientation privilégié sur lequel elle s'attarde plus longtemps. On trouve ainsi des pertes minimales quand $\theta = 0^\circ$ et maximales quand $\theta = 90^\circ$, l'écart variant entre 15 et 40% en fonction du niveau de l'induction. Pour tenir compte de cet effet, on considérera la moyenne des trois valeurs mesurées.

IV. 2. 4 Prédiction des pertes magnétiques sous excitation 2D arbitraire

La méthode la plus simple pour prendre en compte l'effet de la rotation de \mathbf{B} dans le calcul des pertes, consiste à décomposer le vecteur induction $\mathbf{B}(t)$ sur deux axes orthogonaux et, en le supposant valable, à appliquer le théorème de superposition. Les pertes totales en $\mathbf{B}(t)$ tournant sont alors la somme des pertes associées à chaque composante et obtenues en régime d'induction unidirectionnelle. Disposant d'un modèle 1D de cycle d'hystérésis en régime dynamique, nous avons essayé cette méthode. Les axes de projection considérés sont choisis de telle façon que l'un d'eux coïncide avec la direction où l'amplitude du vecteur \mathbf{B} est maximale. Ils ont été choisis pour que quand $\mathbf{B}(t)$ garde une direction fixe et quelconque dans le plan de la tôle, cette approche donne les mêmes pertes que celles données par le modèle unidirectionnel.

Les vecteurs inductions \mathbf{B}_4 et \mathbf{B}_5 ont été ainsi décomposés sur les axes principaux de leurs trajectoires. Les formes des quatre composantes obtenues : $(B_{4\parallel}; B_{4\perp})$ et $(B_{5\parallel}; B_{5\perp})$, sont données dans la figure IV-5, les composants parallèles, $B_{4\parallel}$ et $B_{5\parallel}$, étant prises sur l'axe où l'amplitude de \mathbf{B} est maximale.

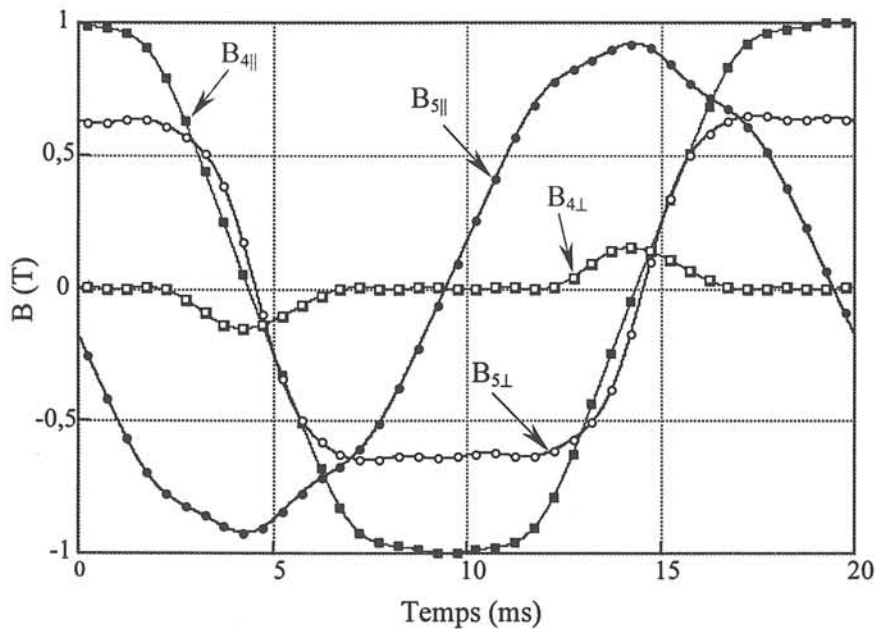


Figure IV-5 Formes d'onde des composantes B_{\parallel} et B_{\perp} des vecteurs \mathbf{B}_4 et \mathbf{B}_5

Nous avons tout d'abord déterminé l'influence de ces formes d'onde en régime uniaxial, puis analysé la validité de cette approche de calcul des pertes 2D par les pertes 1D appliqué aux deux projections orthogonales de l'induction.

IV.2.4.A Influence de la forme d'onde en régime unidirectionnel

Les composantes B_{\parallel} et B_{\perp} de \mathbf{B}_4 et \mathbf{B}_5 ont été imposés séparément à l'échantillon suivant l'axe DL et DT. Ces signaux ont été ramenés à la même amplitude pour comparaison (figure IV-6). Les pertes obtenues (moyennes de la direction long et travers de la tôle) sont présentées par les courbes de la figure IV-7. A titre comparatif, nous avons également porté les pertes mesurées en induction sinusoïdale. L'influence des différentes formes d'onde peut s'expliquer en comparant les variations de dB/dt des signaux de même niveau d'induction. Les pertes en B sinusoïdal restent les plus faibles. La courbe s'approche beaucoup de celle engendrée par le signal $B_{5\parallel}$ car ce dernier a un faible contenu en harmoniques. En négligeant les faibles oscillations, les trois autres signaux peuvent être assimilés à des trapèzes ou à des triangles. Les pertes dépendent alors fortement de la pente dB/dt et par conséquent de la durée de variation τ de B. τ est estimé à environ 3, 3,8 et 5,6 ms respectivement pour le signal $B_{5\perp}$, $B_{4\perp}$ et $B_{4\parallel}$. Les variations correspondantes de dB/dt sont 179, 263 et 333 T/s respectivement, d'où des pertes respectivement plus élevées pour $B_{5\perp}$, $B_{4\perp}$ et $B_{4\parallel}$.

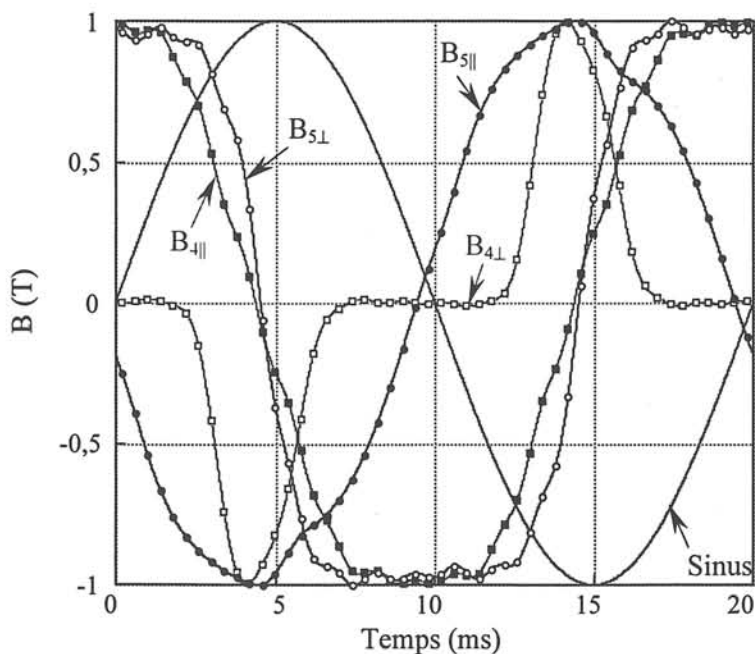


Figure IV-6 : Composantes B_{\parallel} et B_{\perp} des vecteurs \mathbf{B}_4 et \mathbf{B}_5 ramenées au même niveau d'induction

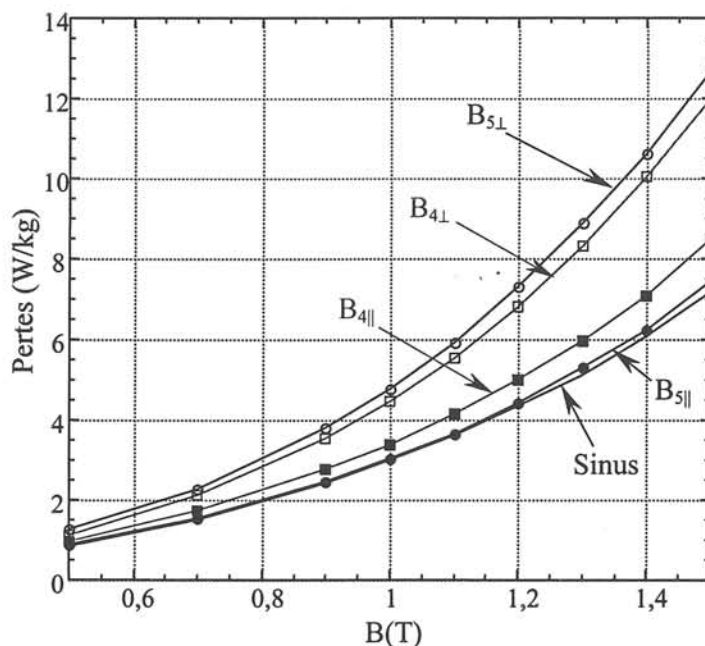


Figure IV-7 : Pertes magnétiques en régime d'induction unidirectionnelle obtenues en sinus et pour les quatre formes d'ondes étudiées

IV.2.4.B Application du théorème de superposition

Les pertes en régime d'induction tournante obtenues pour les trajectoires de B_4 et B_5 sont comparées dans le tableau IV-2 à celles calculées en superposant les pertes mesurées en induction uniaxiale ayant la même dynamique que les composantes de B_4 et B_5 . Pour minimiser l'effet de l'anisotropie les résultats ont été moyennés pour les trois directions : $\theta = 0, 45^\circ$ et 90° .

Les résultats sont relativement satisfaisants puisque les écarts relatifs ne dépassent pas 5% pour B_4 et 9% pour B_5 même à des niveaux hauts d'induction ; les meilleurs résultats étant obtenus pour B_4 qui a une trajectoire aplatie. Ces écarts sont à comparer à ceux obtenus en se limitant à des essais en régime elliptique : 15% pour B_4 et 17% pour B_5 .

$ B _{\max}$ (T)	Trajectoire B_4			Trajectoire B_5		
	P_{2D} (W/kg) mesurées	P_{2D} (W/kg) calculées	$\Delta P/P$ (%)	P_{2D} (W/kg) mesurées	P_{2D} (W/kg) calculées	$\Delta P/P$ (%)
0,5	0,96	1,01	5	1,44	1,35	- 6
0,7	1,73	1,81	5	2,55	2,37	- 7
0,9	2,78	2,88	4	3,99	3,70	- 7
1,0	3,45	3,50	1	4,86	4,53	- 7
1,1	4,18	4,29	3	5,88	5,47	- 7
1,2	5,08	5,14	1	7,06	6,53	- 6
1,3	6,06	6,18	2	8,34	7,63	- 9
1,4	7,24	7,40	2	9,65	9,06	- 6
1,5	8,58	8,73	2	11,3	10,5	- 7

Tableau IV-2 : Comparaison entre les pertes mesurées en champ tournant et les pertes calculées à partir des mesures en régime uniaxial

$P_{2D \text{ mesurées}} =$ Pertes en induction tournante moyennées pour $\theta = 0, 45$ et 90°

$P_{2D \text{ calculées}} = P_{1D}(B_{\parallel}) + P_{1D}(B_{\perp}) =$ pertes calculées à partir des pertes en induction uniaxiale mesurées pour les formes d'ondes de B_{\parallel} et B_{\perp} et moyennées sur la direction long et travers

IV. 2. 5 Conclusion

Cette étude montre l'importance de la prise en compte des formes d'ondes réelles de la machine pour calculer ses pertes totales. Sur les deux trajectoires étudiées, la méthode de décomposition permet d'obtenir des résultats plus proches de l'expérience que ceux fournis par un comportement purement uniaxial sinusoïdal ou tournant elliptique ou circulaire. Des travaux antérieurs ont montré que le théorème de superposition en induction circulaire n'est valable pour les tôles à grains orientées et non orientées que pour des niveaux d'induction relativement faibles inférieurs à environ 1 T [KED-92]. Cette conclusion se confirme également pour la tôle étudiée, puisque à 1,5 T les pertes en B circulaire sont inférieures à la somme des pertes sinusoïdales Long et Travers d'environ 20%.

La bonne adéquation entre le calcul et l'expérience dans les deux cas étudiés peut s'expliquer comme suit :

- la trajectoire B_4 est relativement proche d'une excitation unidirectionnelle ou elliptique avec une composante qui possède une amplitude nettement inférieure à 1 T,
- les effets de la forme et de la dynamique du signal sont plus importants que celui de l'anisotropie. On assiste à une homogénéisation du comportement du matériau qu'on peut ainsi caractériser par une loi moyenne.

Cependant la tôle utilisée dans la machine est une tôle de fer bas de gamme, d'épaisseur élevée et de résistivité faible. Les pertes dynamiques y sont prépondérantes et restent très sensibles à la forme d'onde. Il serait donc intéressant d'analyser de manière similaire le comportement d'autres qualités de matériaux magnétiques qu'ils soient de type GO ou NO.

IV. 3 Etude de quelques formes d'induction 2D particulières

Le modèle de prédiction des pertes décrit et étudié précédemment présente par son principe même des limites. Il est alors intéressant de réfléchir à un autre modèle, qui soit basé sur des considérations proches des phénomènes physiques. En même temps celui-ci devrait utiliser une base de données expérimentales relativement facile à obtenir.

Nous savons que dans des conditions d'excitation unidirectionnelle, le taux de variation de l'induction dB/dt joue un rôle déterminant pour le développement des pertes magnétiques. Nous pensons qu'il en est de même en régime d'excitation 2D. L'objet de cette partie est d'essayer de confirmer l'importance du paramètre dB/dt . Pour cela nous avons choisi deux cas d'étude pour la trajectoire de \mathbf{B} :

- un cercle parcouru à deux vitesses constantes et différentes ;
- une trajectoire composée de portions de cercles d'amplitudes différentes.

Ces deux formes permettent d'isoler le paramètre dB/dt pour un $|\mathbf{B}|$ donné. On cherchera à déterminer les pertes développées par ces trajectoires à partir des essais en induction purement circulaire, tournante à vitesse constante. On comparera également cette méthode à celle développée dans la première partie du chapitre, en utilisant les essais en régime uniaxial associés à chaque composante de \mathbf{B} .

Dans cette partie nous nous sommes limités à des essais sur la tôle FeCo, car elle est d'une part peu anisotrope et d'autre part pour cette tôle le principe de décomposition des pertes n'est pas valable en régime d'induction circulaire.

IV. 3. 1 Cercle parcouru à deux vitesses différentes

La trajectoire de \mathbf{B} étudiée est celle présentée dans la figure IV-8 a. Elle se compose de quatre portions égales de cercle, parcourues deux à deux à des vitesses ω_1 et ω_2

correspondant à des fréquences respectivement égales à 37,5 et 75 Hz. La fréquence moyenne de rotation de \mathbf{B} est dans ce cas de 50 Hz. Le temps nécessaire à parcourir l'arc entre deux points est toujours le même.

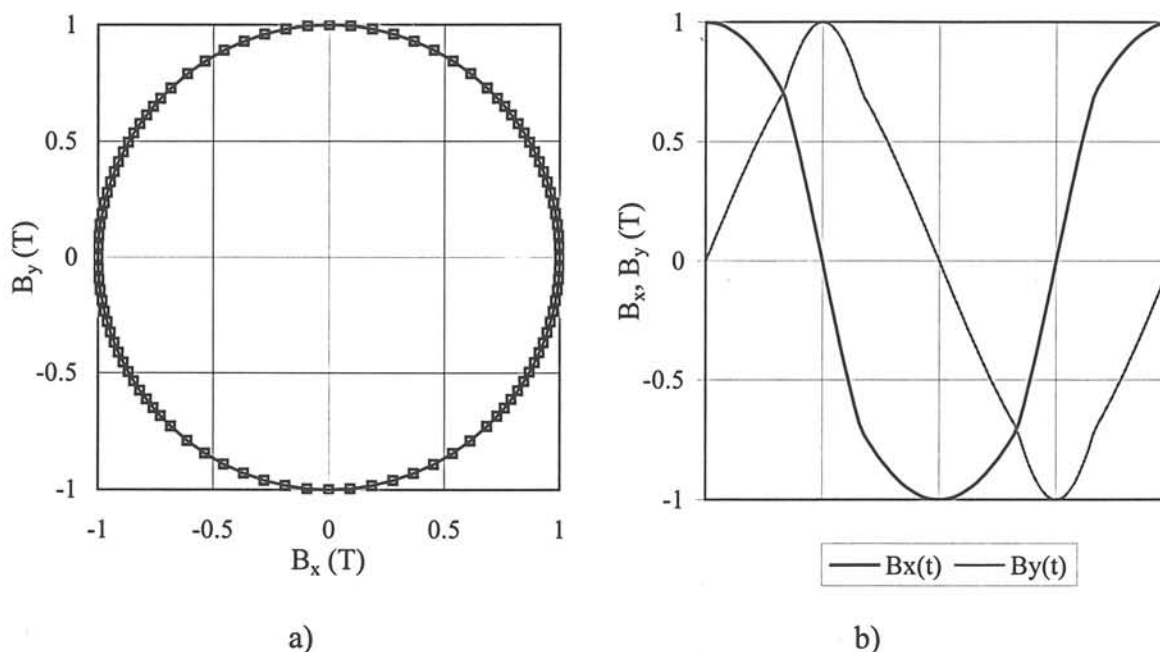


Figure IV-8 : Trajectoire de \mathbf{B} dans le plan de la tôle et les composantes $B_x(t)$ et $B_y(t)$,
 $|\mathbf{B}| = 1 \text{ T}$

Différents essais ont été menés. Nous utiliserons les notations suivantes pour les pertes magnétiques :

- $P_{50 \text{ mesuré}}$ = pertes mesurées pour la forme d'onde étudiée ;
- $P_{37,5}$ et P_{75} = pertes respectivement obtenues en induction circulaire de vitesse uniforme égale à 37,5 et 75 Hz ;
- $P_{L B_x}$ = pertes mesurées en induction uniaxiale sur la direction DL, pour l'amplitude et la forme de la composante DL de \mathbf{B} étudié (figure IV-8 b) ;
- $P_{T B_y}$ = pertes mesurées en induction uniaxiale sur la direction DT, pour l'amplitude et la forme de la composante DT de \mathbf{B} étudié (figure IV-8 b) ;
- $P_{50 \text{ calculé}}$ = les pertes calculées en décomposant la trajectoire en portions $|\mathbf{dB}/\mathbf{dt}|$ constante

Pour une induction donnée, en supposant que c'est le paramètre \mathbf{dB}/\mathbf{dt} qui impose l'amplitude et l'orientation du champ \mathbf{H} , on peut associer le comportement de chaque portion de cercle à celui obtenu en régime purement circulaire. On peut ainsi calculer les pertes 2D par la formule suivante :

$$P_{50\text{calculé}} = \frac{1}{\rho T} \int_0^T \left(\mathbf{H} \cdot \frac{d\mathbf{B}}{dt} \right) dt \quad (\text{IV-1})$$

$$P_{50\text{calculé}} = \frac{1}{\rho T} \left[\frac{1}{2} \int_0^{T_1} \left(\mathbf{H}_1 \cdot \frac{d\mathbf{B}_1}{dt} \right) dt + \frac{1}{2} \int_0^{T_2} \left(\mathbf{H}_2 \cdot \frac{d\mathbf{B}_2}{dt} \right) dt \right] \quad (\text{IV-2})$$

$$P_{50\text{calculé}} = \frac{1}{2T} [T_1 \cdot P_{37,5} + T_2 \cdot P_{75}], \quad (\text{IV-3})$$

T_1 et T_2 étant les périodes de rotation des cercles. Dans notre cas $T_1 = 1/37,5$ s et $T_2 = 1/75$ s et donc :

$$P_{50\text{calculé}} = \frac{1,333 \cdot P_{37,5} + 0,667 \cdot P_{75}}{2}. \quad (\text{IV-4})$$

La formule IV-2 fait l'hypothèse d'un matériau isotrope. Elle pourrait être affinée en tenant compte des positions réelles de \mathbf{B} dans le plan de la tôle.

Dans le tableau IV-3 nous présentons les résultats obtenus :

	$P_{50\text{ mesuré}}$ (W/kg)	$P_{37,5}$ (W/kg)	P_{75} (W/kg)	$P_{L\ Bx}$ (W/kg)	$P_{T\ By}$ (W/kg)
$ \mathbf{B} = 1\ \text{T}$	5,36	3,81	8,38	3,27	3,15
$ \mathbf{B} = 1,4\ \text{T}$	7,22	4,94	11,4	5,51	5,31

Tableau IV-3 : Pertes mesurées en régime d'induction circulaire et uniaxiale

	$P_{50\text{ calculé}}$ (W/kg)	$\frac{P_{50\text{ calculé}} - P_{50\text{ mesuré}}}{P_{50\text{ mesuré}}} (\%)$	$P_{L\ Bx} + P_{T\ By}$ (W/kg)	$\frac{(P_{L\ Bx} + P_{T\ By}) - P_{50\text{ mesuré}}}{P_{50\text{ mesuré}}} (\%)$
$ \mathbf{B} = 1\ \text{T}$	5,33	-0,6	6,42	20
$ \mathbf{B} = 1,4\ \text{T}$	7,10	-1,7	10,81	50

Tableau IV-4 : Pertes calculées et différences relatives aux pertes mesurées

L'analyse de ces tableaux montre que la méthode proposée permet d'accéder avec une très bonne précision aux pertes magnétiques. Le modèle de décomposition par contre donne des écarts relativement importants.

IV. 3. 2 Trajectoire à vitesse constante et amplitude variable

Dans cette partie la trajectoire de \mathbf{B} est composée de quatre portions de cercles parcourus à une même vitesse uniforme (50 Hz), mais se situant deux à deux à des niveaux d'induction B_1 et B_2 différentes (figure IV-9 a). La même démarche que précédemment a été développée.

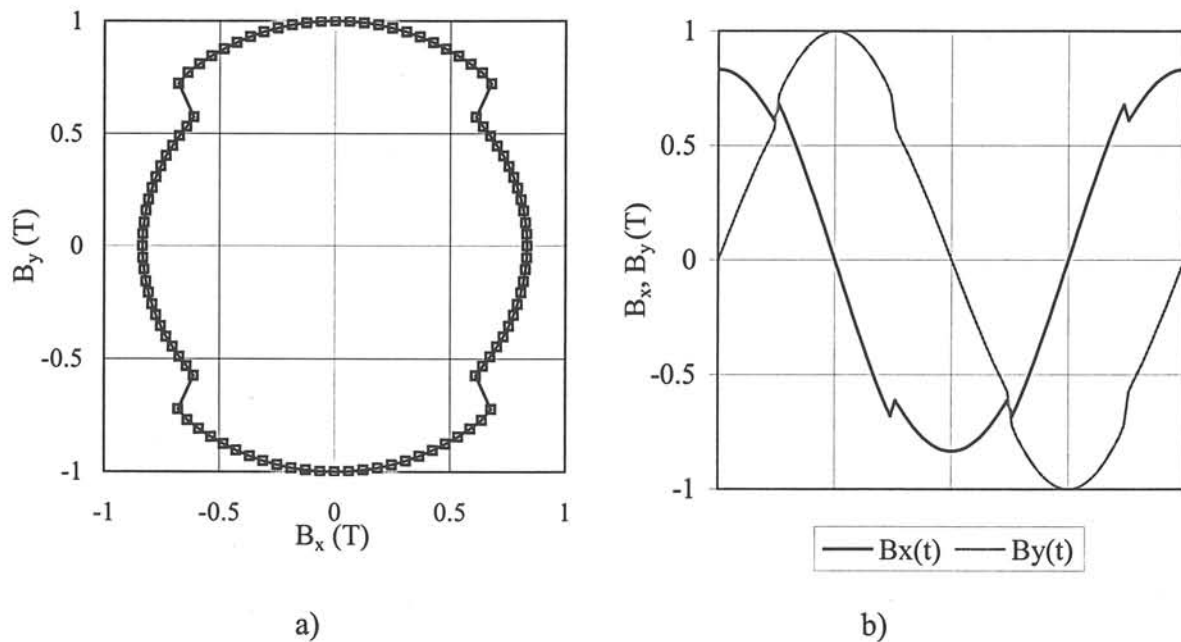


Figure IV-9 : Trajectoire de \mathbf{B} dans la plan de la tôle et les composantes $B_x(t)$ et $B_y(t)$,
 $|\mathbf{B}|_{min} = 0,833 T$, $|\mathbf{B}|_{max} = 1 T$

Nous noterons de manière similaire à l'étude précédente les pertes magnétiques obtenues dans les différents essais par :

- $P_{B_1 \& B_2 \text{ mesuré}}$ = pertes mesurées pour la forme d'onde étudiée ;
- P_{B_1} et P_{B_2} = pertes respectivement obtenues en induction circulaire de vitesse uniforme d'amplitude B_1 et B_2 ;
- $P_{L B_x}$ = pertes mesurées en induction uniaxiale sur la direction DL, pour l'amplitude et la forme de la composante DL de \mathbf{B} étudié (figure IV-9 b) ;
- $P_{T B_y}$ = pertes mesurées en induction uniaxiale sur la direction DT, pour l'amplitude et la forme de la composante DT de \mathbf{B} étudié (figure IV-9 b) ;
- $P_{B_1 \& B_2 \text{ calculé}}$ = les pertes calculées en décomposant la trajectoire en portions $|\mathbf{dB}/dt|$ constante.

Les tableaux IV-5 et IV-6 présentent les différents résultats des tests réalisés et comparent les pertes mesurées aux pertes calculées.

	$P_{B_1 \& B_2}$ mesuré (W/kg)	P_{B_1} (W/kg)	P_{B_2} (W/kg)	$P_{L B_x}$ (W/kg)	$P_{T B_y}$ (W/kg)
$ B_1 = 0,833$ T, $ B_2 = 1,0$ T	5,17	4,31	5,26	2,48	3,24
$ B_1 = 1,0$ T, $ B_2 = 1,2$ T	6,24	5,28	6,15	3,33	4,36

Tableau IV-5 : Pertes mesurées en régime d'induction circulaire et uniaxiale

	$P_{B_1 \& B_2}$ calculé (W/kg)	$\frac{P_{B_1 \& B_2}^{\text{calculé}} - P_{B_1 \& B_2}^{\text{mesuré}}}{P_{B_1 \& B_2}^{\text{mesuré}}} (\%)$	$P_{L B_x} + P_{T B_y}$ (W/kg)	$\frac{(P_{L B_x} + P_{T B_y}) - P_{B_1 \& B_2}^{\text{mesuré}}}{P_{B_1 \& B_2}^{\text{mesuré}}} (\%)$
$ B_1 = 0,833$ T, $ B_2 = 1,0$ T	4,79	-7	5,72	11
$ B_1 = 1,0$ T, $ B_2 = 1,2$ T	5,71	-8,5	7,69	23

Tableau IV-6 : Pertes calculées et différences relatives aux pertes mesurées

On remarque que le modèle de décomposition des pertes donne des valeurs systématiquement plus élevées que l'expérience. Pour les faibles niveaux de B , l'écart reste acceptable. Le modèle utilisant les variations de dB/dt donne de meilleurs résultats. On peut expliquer les écarts observés, qui sont systématiquement négatifs, par le fait que le calcul néglige les pertes engendrées lors du passage de B d'un niveau à un autre. Dans ces zones les variations de B sont brutales et nécessitent des variations du champ d'excitation plus élevées. Ceci est nettement visible dans la figure IV-10, qui donne les diagrammes polaires $H_y(H_x)$ correspondant à la forme de B testée et aux deux trajectoires circulaires d'amplitudes $B_1 = 0,833$ T et $B_2 = 1$ T. On peut également observer sur cette figure les phénomènes de relaxation du champ, qui se passent juste après le changement d'amplitude de B , et qui sont dus à des phénomènes de diffusion magnétique.

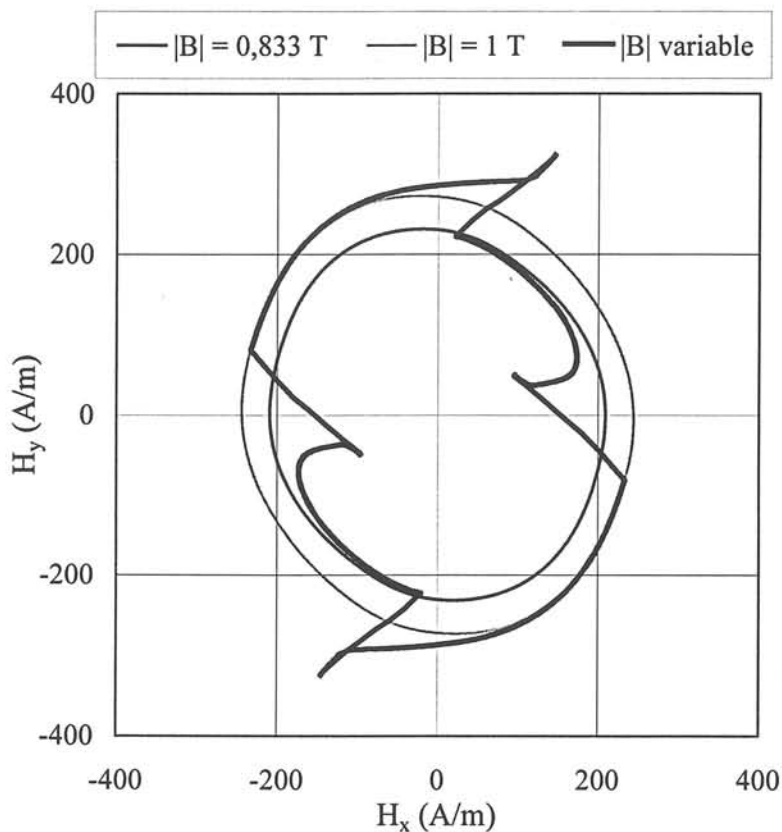


Figure IV-10 : Trajectoires de \mathbf{H} pour les trois formes de \mathbf{B} testées (circulaires \mathbf{B}_1 et \mathbf{B}_2 ; à amplitudes variables B_1 et B_2)

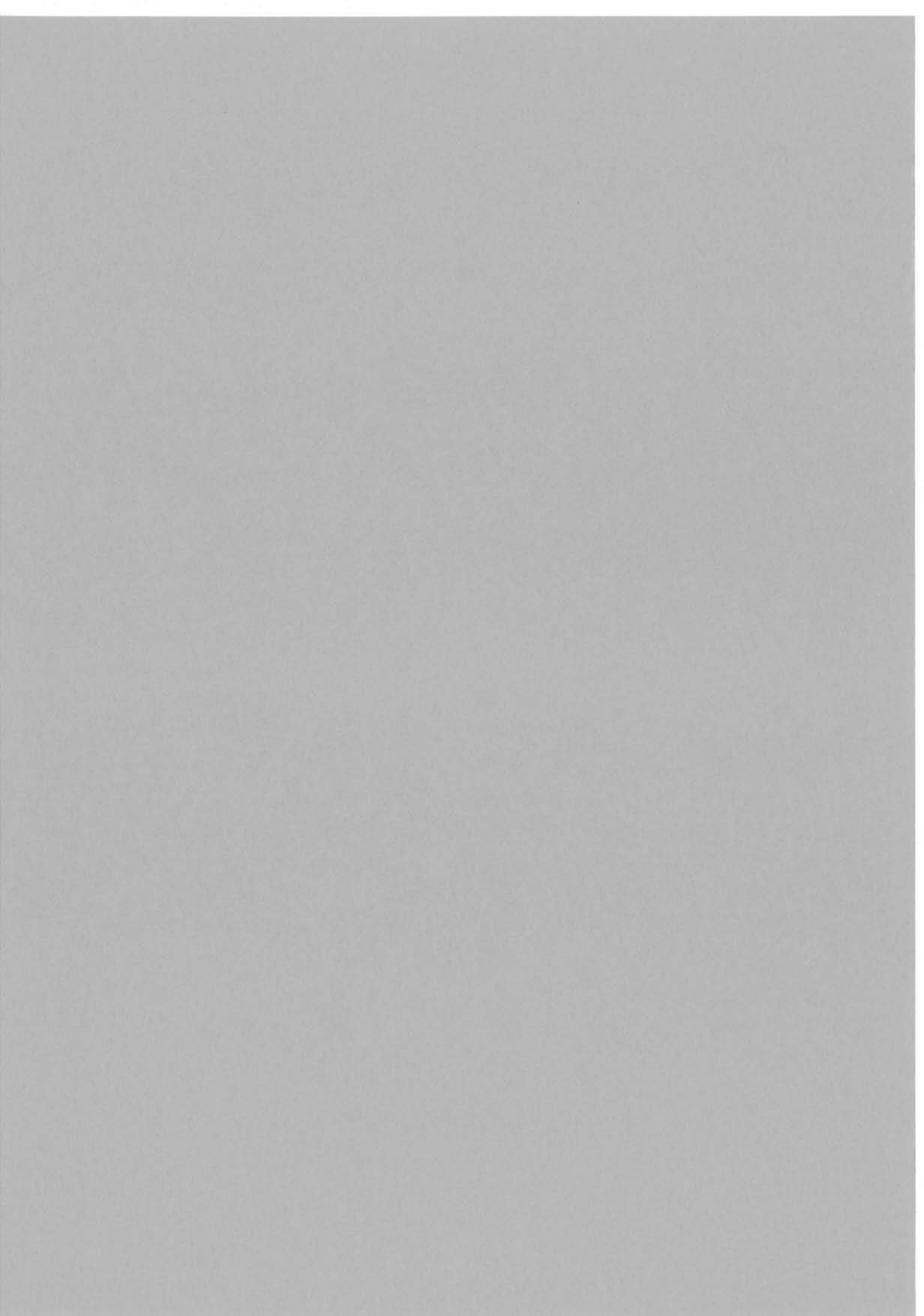
IV. 3. 3 Conclusion

Cette étude, bien qu'elle soit relativement courte, permet de confirmer l'importance du paramètre $d\mathbf{B}/dt$ également en régime d'excitation tournante. L'approche proposée permet en effet de calculer les pertes avec une bonne précision.

Nous avons négligé pour des raisons de simplicité l'anisotropie du matériau, mais nous pensons que dans le cas des deux formes d'onde testées celle-ci ne pose pas de problèmes. On peut en effet calculer plus précisément les pertes en suivant la rotation de \mathbf{B} et en intégrant les pertes locales correspondantes.

Il serait intéressant de compléter cette étude avec des essais sur d'autres formes d'ondes plus complexes et sur d'autres matériaux. Il faudrait également analyser plus finement les phénomènes de relaxation observés.

Conclusion et perspectives



Conclusion et perspectives

Dans le cadre de cette thèse nous nous sommes attachés à l'étude des matériaux magnétiques doux soumis principalement à des variations vectorielles dans le plan de la tôle. De telles conditions sont souvent rencontrées dans les machines électriques tournantes ou dans les joints des transformateurs triphasés. La caractérisation des matériaux magnétiques dans ces conditions rencontre des nombreuses difficultés, que ce soit dans le domaine de l'instrumentation ou dans celui de l'interprétation et de la modélisation des phénomènes.

Notre travail a visé tout d'abord le développement d'un système capable de reproduire des variations arbitraires du vecteur induction dans le plan de la tôle. Les systèmes de mesures en 2D qui ont été développés dans les différentes équipes de recherche permettent seulement d'étudier des formes d'ondes simples, soit sinusoïdales et orientées dans une direction quelconque, soit elliptiques tournant à vitesse constante.

Notre premier apport a été la création d'un système d'acquisition numérique des données, ayant le contrôle et le traitement des résultats pilotés par ordinateur. Nous avons intégré une carte d'acquisition à notre système et nous avons ajouté des fonctionnalités visant à étendre les possibilités de celle-ci, spécialement dans le domaine de la fréquence.

Ensuite nous avons mis au point un asservissement numérique, qui par sa précision et sa puissance a rendu possible l'obtention pour la première fois des variations arbitraires du vecteur induction dans le plan de la tôle, et ceci pour une large gamme de fréquence. Vu les limitations du module de génération des signaux de la première carte, nous avons intégré au banc une deuxième carte, dédiée à la génération de signaux, pour laquelle nous avons écrit une bibliothèque de commande compatible avec notre milieu de développement informatique.

Enfin, nous avons ajouté à notre logiciel de pilotage des facilités qui ont permis l'automatisation complète des essais, avec une utilisation très conviviale et une exploitation poussée des résultats.

Afin d'augmenter encore les possibilités du banc de mesure, on pourrait remplacer la carte d'acquisition existante par une autre, permettant une fréquence d'échantillonnage plus élevée ou étant capable d'acquérir de manière synchrone toutes les voies d'entrée. Par ailleurs nous aurions espéré que le milieu de développement informatique, que nous utilisons, présente moins de problèmes de compatibilité ou même erreurs, ce qui aurait diminué l'effort, déjà très important, de programmation.

Toute cette étude a été basée sur l'utilisation des deux dispositifs RSST existants au

LEG. Quelques améliorations doivent être portées à ces dispositifs pour simplifier le déroulement des essais. Nous pensons en particulier aux bobines de B, qui sont difficiles à mettre en œuvre. Pour cela la méthode de mesure de B par des pointes devrait être employée. D'autre part, il est important d'analyser de manière plus approfondie les problèmes de fuites dans le cadre afin de mieux comprendre la limitation imposée par le système pour le niveau de l'induction.

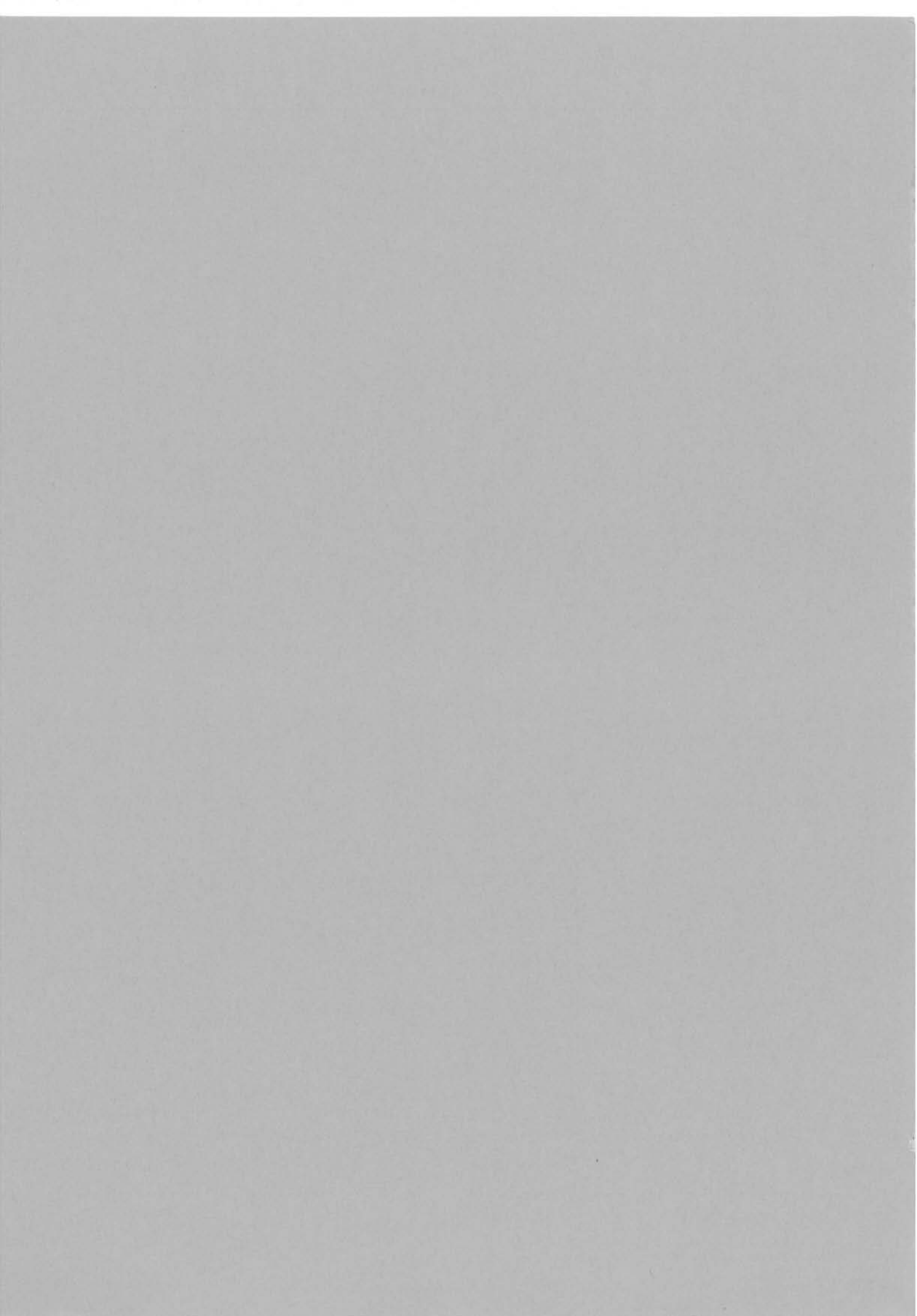
L'utilisation de ces dispositifs performants a rendu possible l'accomplissement de plusieurs types d'essais.

Dans un premier temps, en se limitant aux inductions uniaxiales sinusoïdales et tournantes circulaires, nous avons caractérisé trois matériaux présentant des caractéristiques physiques et des textures différentes : FeSi NO, FeCo et FeNi. Nous avons analysé l'aspect scalaire et le comportement vectoriel en fonction du niveau de l'induction et de la fréquence. Nous avons obtenu une image de l'influence de l'anisotropie, de la texture et des courants induits sur le développement des pertes ou sur la loi vectorielle $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ et nous avons proposé une interprétation et une modélisation de l'aimantation en 2D. En particulier nous avons proposé une analyse vectorielle originale de la texture cubique.

Pour l'avenir il serait intéressant d'élargir les études à d'autres types de tôles. Une augmentation de l'induction et de la fréquence de travail est très souhaitable, mais nécessiterait l'obtention des sources d'une puissance beaucoup plus importante.

Finalement nous avons étudié le comportement des matériaux magnétiques soumis à des inductions tournantes d'amplitude et de vitesse variables au cours du temps. Ceci n'a été possible que grâce à l'asservissement numérique. Nous nous sommes tout d'abord intéressés à des conditions semblables à celles du fonctionnement du matériau dans une machine électrique tournante. Nous avons discuté et testé la validité d'un modèle de prédiction des pertes basé sur la décomposition de la forme 2D de l'induction. L'étude de deux formes d'induction tournante judicieusement choisies a permis de mettre en évidence l'influence du paramètre $d\mathbf{B}/dt$ sur le comportement 2D du matériau. Une première approche basée sur l'effet de ce paramètre a permis de retrouver avec une bonne précision les pertes mesurées sur ces formes d'onde. Ces résultats sont très encourageants. Ils doivent être confirmés par d'autres essais sur d'autres tôles et d'autres formes d'onde. Cette approche pourra constituer une base pour l'élaboration d'un nouveau modèle de comportement 2D du matériau.

Bibliographie



Bibliographie

[MOS-80] A. J. Moses, G.S. Radley, "Experimental simulation of magnetic flux and power loss distribution in the stator of large rotating machines", *JMMM* 19 (1980) pp 60-62

[SHI-90] G.H. Shirkoohi, A.J. Moses, "Variation of Iron Loss with Texture under Distorted Flux Magnetisation in Non-oriented Electrical Steel", *Anales de Fisica, Serie B*, vol. 86, 1990, pp 268-270

[SIE-90] J.D. Sievert, J.Xu, L. Rahf, M. Enokizono and M. Ahlers, "Studies of the rotational power loss measurement problem". *Anales de Fisica, Série B*, vol. 86, 1990, pp. 35-37

[ZOU-91] S. Zouzou, "Contribution à l'étude des pertes magnétiques en champs tournants", Thèse de Doctorat l'INPG, Grenoble (1991)

[KED-92] A. Kedous-Lebouc, S. Zouzou and P. Brissonneau, "Anisotropy influence on the rotational and alternating field behaviour of soft magnetic materials" *IEEE Trans. on Mag.*, Vol. 28, n° 5, sept. 1992, pp 2796-2798

[MOR-92] M. Morino, Y. Ishihara and T. Tablaka, "Measuring method of magnetic characteristics in any direction for silicon steel", *JMMM* 112 (1992) pp. 106-108

[NAK-92] T. Nakata, N. Takahashi and M. Nakano, "Improvement of measuring equipments for rotational power loss" *First Workshop on Magnetic Properties of Electrical Sheet under Two Dimensional Excitation*, PTB-Bericht-E-43, Braunschweig, avril 1992, pp 191-203

[PFÜ-92] H. Pfützner, "Fundamental aspects of measuring field quantities and losses in anisotropic soft magnetic materials" *Proceedings of the second international workshop on Two-dimensional magnetic measurement and its properties*, Oita, Japan (1992)

[SIE-92] J. Sievert, "First International Workshop on Magnetic Properties of Electrical Steel under Two - Dimensional Excitation", *Proceedings of the 93.PTB-Seminar*, Braunschweig avril 1992

[BER-93] G. Bertotti, E. Ferrara, F. Fiorillo and M. Pasquale, "Loss measurements on amorphous alloys under sinusoidal and distorted induction waveform using a digital feedback technique", *J. Appl. Phys.*, no 73, vol 10, 15 May 1993, pp 5375-5377

[DOR-93] R. C. Dorf (editor-in-chief), "The Electrical Engineering Handbook", CRC Press, Inc., 1993 USA

[ENO-93] M. Enokizono, T. Tadaka and S. Kanao, "Magnetic Properties of Silicon Steel by Two Dimensional Magnetic Measurement Method" Proceeding of the third International Workshop on the "Magnetic properties of Electrical sheets under Two-Dimensional excitation", Torino, October 1993, pp. 1-24

[FIO-93] F. Fiorillo and A.M. Rietto, "Rotational versus alternating hysteresis losses in non oriented soft magnetic laminations" J. Appl. Phys. 73 (10), 1993

[NI] National Instruments, USA

- ◆ Lab Windows (version 2, 3/CVI, 4/CVI) Manuals, 1993-1997
- ◆ AT MIO 16X User Manual, 1993
- ◆ NI-DAQ User Manual, Function Reference Manual, DAQ Hardware Overview Guide, 1993-1998

[BER-94] G. Bertotti, A. Canova, M. Chiampi, O. Chiarabaglio, F. Fiorillo and A.M. Rietto, "Core loss prediction combining physical models with numerical field analysis" JMMM 133 (1994) pp 647-650

[NEN-94] N. Nencib, "Conception et validation d'un dispositif de caractérisation magnétique sous excitation bidimensionnelle. Comportement des tôles FeSi en "Champ tournant"", Thèse de Doctorat l'INPG, Grenoble (1994)

[DAT-95] "Datel PC-420 User Manual", September 1995, Datel Inc. Mansfield, USA

[HAR-95] S. P. Harbison, G. L. Steele Jr., "C, a reference manual", Fourth Edition, Prentice Hall, New Jersey, USA, 1995

[KED-95] A. Kedous-Lebouc, B. Cornut, D. Moussaoui and S. A. Spornic, "Measurements of 2D Magnetic Properties at LEG. Comparaison between a Large and a Small RSST", 2D Workshop, Cardiff, Grande Bretagne, 1995

[MAT-95] K. Matsubara, N. Takanashi, K. Fujiwara, T. Nakata, M. Nakano and H. Aoki, "Acceleration technique of waveform control for single sheet tester", IEEE Trans. on Mag., Vol. 31, n° 6, nov. 1995, pp 3400-3402

[MEK-95] M. Mekhiche, "Introduction de la texture cubique $\{100\}\langle 001\rangle$ dans les dispositifs électrotechniques : de la métallurgie à la modélisation", Thèse de Doctorat INPG, Génie Electrique, 1995

[NEN-95-1] N. Nencib, S. A. Spornic, A. Kedous-Lebouc and B. Cornut, "Macroscopic Anisotropy Characterisation of Si-Fe Using a Rotational Single Sheet Tester", IEEE Trans. on Mag., vol. 30, n° 6, Nov. 1995, pp 4047-4049

- [NEN-95-2] N. Nencib, A. Kedous-Lebouc and B. Cornut, "2D Analysis of Rotational Loss Tester", IEEE Trans. on Mag., vol. 31, n° 6, Nov. 1995, pp 3388-3390
- [SIE-95] J. Sievert, H. Ahlers, M. Birkfeld, B. Cornut, F. Fiorillo, K.A. Hempel, T. Kochman, A. Lebouc, T. Meydan, A. Moses and A. M. Rietto, "Intercomparison of measurements of magnetic losses in electrical sheet steel under rotating flux" Rep. EUR 16225EN, Brussels (1995)
- [SPO-95] S. A. Spornic, "Détermination et analyse des pertes magnétiques en régime d'induction tournante", Rapport de DEA de l'INPG, Génie Electrique, 1995
- [CES-96] C. Cester, "Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion", Thèse de Doctorat INPG, Génie Electrique, 1996
- [KED-96] A. Kedous-Lebouc, N. Nencib, B. Cornut and S. Spornic, "A new hysteresis loop for rotational losses", JMMM 160, 1996, pp. 45-46
- [NEN-96-1] N. Nencib, A. Kedous-Lebouc and B. Cornut, "Experimental analysis of the field distribution in a large RSST", JMMM 160 (1996) pp 171-173
- [NEN-96-2] N. Nencib, A. Kedous-Lebouc and B. Cornut, "Performance evaluation of a large rotational single sheet tester", JMMM 160 (1996) pp 174-176
- [SPO-96] S. Spornic, D. Moussaoui, A. Kedous-Lebouc and B. Cornut, "Frequency magnetic behaviour of SiFe sheets in a rotational field", JMMM. 160, 1996, pp 147-148
- [BRI-97] P. Brissonneau, "Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique", Ed. Hermès, 1997
- [DEL-97] M. Delage, "Contribution à l'étude du comportement magnéto-mécanique des tôles Fer Silicium à grains non orientés", Thèse de Doctorat de l'Université Pierre et Marie Curie – Paris 6, Génie Electrique, 1997
- [MOU-97] D. Moussaoui, "Propriétés bidimensionnelles statiques et dynamiques des tôles magnétiques", Thèse de Doctorat INPG, Génie Electrique, 1997
- [ZHU-97] J. G. Zhu and V. S. Ramsden, "Measurement and modelling of losses under two dimensional excitation in rotating electrical machines", Fifth International Workshop on 2-Dimensional Magnetization Problems, Grenoble, septembre 1997

[HAS-98-1] A. Hasenzagl, H. Pfützner, A. Saito and Y. Okazaki, "Field distributions in rotational single sheet testers", JP IV, vol 8, juin 1998, pp 681-684

[HAS-98-2] A. Hasenzagl, H. Pfützner, A. Saito and Y. Okazaki, "Fuzzy logic control system for the excitation of a 3-phase single sheet tester", JP IV, vol 8, juin 1998, pp 685-688

RESUME

Le travail de notre thèse porte sur le comportement des matériaux magnétiques doux soumis à des variations 2D quelconques du vecteur induction magnétique dans le plan de la tôle. De telles conditions apparaissent par exemple dans les machines électriques tournantes ou les transformateurs triphasés. Les travaux précédents ont été limités à des inductions de formes simples (cercles ou ellipses parcourues à vitesse angulaire constante), qui ne permettent pas de décrire de manière complète le comportement des matériaux.

Dans un premier temps nous avons dû élaborer un outil de caractérisation magnétique complète en 2D. Nous avons équipé les deux RSST du LEG d'un système de pilotage informatisé. La précision et la stabilité des mesures ont été nettement améliorées, tout en élargissant l'intervalle des fréquences. Son asservissement numérique a permis l'obtention pour la première fois de formes d'onde 2D complexes de l'induction. Finalement le banc de mesures a été entièrement automatisé.

Par la suite cet outil nous a permis l'étude de plusieurs matériaux magnétiques doux, tels que le FeNi, le FeCo et le FeSi NO.

- D'abord ces trois matériaux ont été soumis à des inductions circulaires. Nous avons étudié le comportement en fonction du niveau de l'induction et de la fréquence et le comportement réversible, qui permet la mise en évidence de l'anisotropie. Le FeNi a permis d'obtenir la courbe complète et atypique des pertes en fonction du niveau d'induction en champ tournant et de valider un modèle de prédiction de celles-ci. Le comportement vectoriel de la loi $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ dans ce matériau a été également analysé et une tentative de modélisation de l'évolution du champ magnétique a été proposée.

- Ensuite nous avons étendu notre étude aux formes d'onde observées dans un moteur asynchrone triphasé. Nous avons testé une méthode de calcul approchée pour les pertes 2D. Finalement, nous avons mis en évidence l'importance de la dérivé temporelle du vecteur induction sur le comportement magnétique et les pertes.

ABSTRACT

The aim of this dissertation is the study of soft magnetic materials under arbitrary vector 2D excitation, turning into the sheet plane. Such conditions appear, for example, inside rotating electric machines or inside three-phase transformers. Previous work has used simplified flux density paths, such as circles or ellipses covered at constant angular speed, that cannot completely describe the materials' behaviour.

The first part of this work was accomplished by the elaboration of a complete 2D magnetic characterisation device. The two RSST of LEG received a computerised driving system (CDS), which clearly improved the measurements accuracy and stability and enlarged the frequency domain. The CDS digital waveform control part allowed for the first time the obtention of complex flux density paths. Finally, the measurement system was completely automated.

Thanks to the CDS, the investigation of some soft magnetic materials, such as NiFe, CoFe and NO SiFe, was realised.

- First, these three materials were characterised under circular flux. The magnetic behaviour was studied with respect to flux and frequency level and also the reversible behaviour, in order to get an anisotropy image. The complete atypical losses evolution could be seen in this manner in the case of NiFe, and a prediction model was validated. The vector law $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ was also analysed and a model for the field strength evolution was attempted.

- Then this study was enlarged to waveforms observed inside a three-phase induction motor. A 2D losses estimation was tested. Finally, the importance of the derivative of the flux density vector with respect to time was highlighted on the magnetic behaviour and the magnetic losses development.