



Étude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance.

Emmanuel Hoang

► To cite this version:

Emmanuel Hoang. Étude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance.. Energie électrique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 1995. Français. NNT : . tel-00533015

HAL Id: tel-00533015

<https://theses.hal.science/tel-00533015>

Submitted on 4 Nov 2010

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.

DOCTORAT DE L'ÉCOLE NORMALE
SUPÉRIEURE DE CACHAN

SPÉCIALITE : ELECTROTECHNIQUE

THÈSE

PRÉSENTÉE PAR

EMMANUEL HOANG

POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN

TITRE DE LA THESE :

ÉTUDE, MODÉLISATION ET MESURE
DES PERTES MAGNÉTIQUES DANS LES
MOTEURS À RÉLUCTANCE VARIABLE
À DOUBLE SAILLANCE

Soutenance prévue le 19 décembre 1995 devant le jury composé de :

M.	J.M. KAUFFMANN	Rapporteur
M.	F. BOUILLAUT	Rapporteur
M.	M. GUINET	Examineur
Mme.	A. KEDOUS LEBouc	Examineur
M.	J.P. MASSON	Examineur
M.	B. MULTON	Examineur
M.	J.F. RIALLAND	Examineur

LABORATOIRE D'ELECTRICITE SIGNAUX ET ROBOTIQUE (LESIR)
UNITE DE RECHERCHE ASSOCIEE AU C.N.R.S N° D1375

E.N.S DE CACHAN / C.N.R.S / UNIVERSITE PARIS XI
61, avenue du Président Wilson 94235 CACHAN cedex (FRANCE)

AVANT PROPOS

Avant propos

Avant la traditionnelle séquence de remerciements, où trop de louanges peuvent nuire à la sincérité, il est préférable, à mon goût, de faire précéder une réflexion de l'apprenti chercheur sur son travail, ou plutôt sur l'environnement qui a permis de développer son travail de recherche. Son travail étant jugé par ses pairs, de façon abrupte en pensent certains, mais la qualité du message se juge par le fond mais aussi par la forme. Il n'y a donc là aucune pression à donner.

Revenons sur l'environnement et sur l'utilité de cette période de la vie (entre deux et quatre ans) consacré à ce travail.

Beaucoup d'eau a coulé sous les ponts, souvent cette eau a été trouble. Le début de cette période se situe peu de temps après l'effondrement du bloc géopolitique dit communiste. La place étant libre à la vision américaine du monde et les remous ont été et sont toujours meurtriers. La guerre du Golfe. La Yougoslavie. L'Algérie. Et j'en passe. Quelques espoirs et la victoire du Brésil à la coupe du monde de football....

En France, la crise, pas seulement économique, met en branle les habitudes, l'espoir d'un futur meilleur. En quoi, les hurlements extérieurs au laboratoire peuvent gêner un jeune chercheur dans son travail, si ce n'est les coupures d'électricité et la qualité du restaurant universitaire ? En rien ! Me direz vous. La promotion sociale avant tout !

La reconnaissance des autres, quel pouvoir ! Peut être se lésarde l'idée que de passer une thèse est un bon filon. Nous n'en sommes pas tous là. La qualité de l'encadrement, le cadre humain du laboratoire, la structure familiale, tout peut bien évidemment contribuer à la réussite du projet. Mais le plus important, est de pouvoir accorder la possibilité à des étudiants de se former, car c'est une formation, à la démarche intellectuelle qui consiste à explorer, à approfondir un domaine aussi bien scientifique que littéraire ou autre, dans la durée. Deux choses viennent à l'encontre de cette idée de formation par la recherche.

La première est bien évidemment financière. Une bourse de 3ème cycle de l'ordre de 8000 F, alors qu'à même niveau de compétences, d'autres peuvent espérer le double. Certains diront que le chômage et la crise économique ont changé les donnees. La sélection est la même. Le choix politique est ici clair.

Reste à savoir que faire de tous ces docteurs. Nous en venons au deuxième point. La sortie.

Il y a une responsabilité entière et non partageable des encadrants et moindre du jury. Ils doivent pouvoir juger de la qualité du travail, sans avoir l'impression de donner dans le social. Chaque jour la vie recommence en bien ou en mal. L'évolution continue vers le progrès n'existe pas, aussi bien au niveau des nations que des individus. La remise en question est indispensable. La manière actuelle dont peut se dérouler un travail de plusieurs années mené par un individu ne peut être que sanctionnée par un plus ou moins grand succès. En fait, la surcharge de travail qu'on a effectué les encadrants, les bourses de recherche, font que l'on accueille avec soulagement la fin du travail. Alors qu'il se finisse dans la joie. Tant qu'à faire. Là encore, le choix politique fera que la qualité des thèses soutenues et leur impact dans la société sera plus important que le nombre d'articles parus. La course à la promotion, motivée par l'augmentation de salaire ne peut que nuire. Vaste débat.... Mais incontournable.

Mais ce travail, n'est évidemment pas imposé (sauf cas exceptionnel) par le jeune étudiant tout juste sorti du DEA avec le peu de recul qui peut être le sien.

Ce travail de recherche n'a pas non plus été effectué dans un lieu isolé et en solitaire.

C'est pour cela, que je voudrais remercier en premier lieu M. Charles SOL, professeur au Conservatoire National des Arts et des Métiers et directeur du LESiR, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Je ne peux que remercier également MM KAUFFMANN et BOUILLAUT pour avoir voulu et réussi à trouver du temps pour lire et surtout critiquer ce travail.

Il en est de même pour les membres du jury, Mme. KEDOUS LEBouc et MM GUINET, MASSON, MULTON, RIALLAND que je remercie pour avoir accepté de juger ce travail.

Il n'est pas possible d'oublier les instigateurs de ce travail de recherche et les personnes qui l'ont suivi tout au long de ces années qui sont MM. Sylvain ALLANO, Bernard MULTON et Mohamed GABSI. Tout les trois étant avec M. Jean LUCIDARME, les moteurs et les sources d'énergie de l'équipe conception d'actionneurs.

Les relations avec l'équipe matériaux magnétiques dirigée par M. Jean François RIALLAND ont pu m'apporter des idées de réflexion indispensables.

Les relations que j'ai pu avoir avec les autres membres du laboratoire font que je ne peux que remercier toutes les personnes de ce laboratoire qui m'ont apporté leur plaisir de travailler et plus particulièrement Mme C. FORESTIER et M. LAMBERT et MM. D. LEBELY, J. PARADGE et M. LECRIVAIN ainsi que MM. A.H. BEN AHMED, L. PREVOND et P. LAURENT.

And the last but not the least, Nathalie BONO pour sa patience et sa complicité...

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE 1

1. Présentation générale	11
1.1. Présentation du sujet	11
1.2. Principe de fonctionnement et alimentation des MRVDS.....	12
1.2.1. Description d'une structure monophasée.....	12
1.2.2. Caractéristique magnétique de la machine monophasée	13
1.2.3. Modélisation énergétique, Calcul du couple	13
1.2.4. Structure polyphasée Vernier à grosses dents	14
1.2.5. Récapitulatif sur le principe de fonctionnement des machines à réluctance variable.....	14
1.2.6. Convertisseur statique . Structure et principe de fonctionnement	14
1.2.7. Commande en courant.....	14
1.2.8. Commande en tension.....	15
1.3. Formes d'ondes d'induction calculées.....	16

CHAPITRE 2

2. Modèle pour le calcul des pertes dans le circuit ferromagnétique.....	21
2.1. Introduction.....	21
2.2. Inventaire des formes d'ondes typiques.....	21
2.2.1. Induction sinusoïdale	21
2.2.2. Induction trapézoïdale.....	22
2.2.3. Induction polarisée.....	22
2.2.3.1. Induction polarisée avec courant de polarisation	22
2.2.3.2. Induction à plusieurs alternances du même signe.....	25
2.2.4. Induction sinusoïdale + composantes harmoniques	26
2.2.5. MLI (Modulation de largeur d'impulsion).....	27
2.2.5.1. MLI 2 niveaux.....	27
2.2.5.2. MLI 3 niveaux.....	27
2.3. Adoption d'un modèle de pertes fer.....	28
2.3.1. Introduction.....	28
2.3.2. Recherche d'un modèle de pertes fer.....	28
2.3.2.1. Etape n°1.....	28
2.3.2.2. Etape n°2.....	29
2.3.3. Cas des inductions polarisées.....	30
2.3.4. Modèle adopté	30
2.3.5. Modèle de Preisach Néel	31
2.3.6. Cas des cycles mineurs.....	32
2.3.7. Induction rotationnelle	32
2.3.8. Quelques exemples de valeurs de k_{h1} , k_{h2} , α_p	32
2.3.9. Interprétation graphique des coefficients k_{h1} , k_{h2}	33
2.4. Comparaison modèle/mesures.....	33
2.4.1. Introduction.....	33
2.4.2. Détermination des coefficients k_{h1} , k_{h2} , α_p du modèle.....	34
2.4.2.1. Détermination dans le cas d'une induction sinusoïdale	34
2.4.2.2. Détermination dans le cas d'une induction triangulaire	34
2.4.3. Comparaison mesures / modèle.....	36
2.4.3.1. Induction trapézoïdale.....	36
2.4.3.2. Induction polarisée.....	38
2.4.3.3. MLI (Modulation de largeur d'impulsion)	40
2.5. Prédétermination des coefficients k_{h1} , k_{h2} , α_p du modèle de pertes fer.....	44
2.5.1. Détermination à partir des données du constructeur de la tôle.....	44
2.5.2. Identification des coefficients sur le moteur construit.....	44
2.5.2.1. Schéma du montage	44
2.5.2.2. Principe de la méthode proposée	45
2.6. Modification des coefficients en fonction du traitement des tôles	48
2.7. Conclusion	49

CHAPITRE 3

3. Modèle pour le calcul des pertes magnétiques dans le cuivre	53
3.1. Introduction	53
3.2. Conducteur unique placé dans un champ d'induction variable	54
3.2.1. Etude paramétrique	54
3.2.1.1. Equations utilisées	54
3.2.1.2. Expression de la densité de courant	54
3.2.1.3. Expression des pertes Joule	54
3.2.2. Calcul à l'aide d'un logiciel d'E.F. 2D	55
3.3. Ensemble de conducteurs placés dans un champ d'induction variable	56
3.4. Effet du champ d'induction propre	56
3.4.1. Conducteur seul	56
3.4.2. Ensemble de conducteurs	57
3.4.3. Comparaison formulations et calcul de champ	58
3.4.3.1. conducteur seul	58
3.4.3.2. Ensemble de conducteurs	58
3.5. Conducteurs enroulés sur un circuit magnétique avec entrefer	59
3.6. Conclusion	60

CHAPITRE 4

4. Modélisation des pertes fer pour une MRVDS	63
4.1. Présentation des actionneurs	64
4.1.1. Dimensions principales	64
4.1.2. Réseau flux-ampères tours pour les deux positions extrêmes	64
4.1.3. Lignes de champs pour les deux positions extrêmes	64
4.2. Commande en créneaux de courant - Modèle de pertes fer	65
4.2.1. Détermination des densités de pertes volumiques des quatre parties principales de la machine	66
4.3. Commande en créneaux de tension - Modèle de pertes fer	69
4.3.1. Division de l'actionneur en quatre parties	69
4.3.1.1. Hypothèses	69
4.3.1.2. Modèle de densité de pertes fer adopté	69
4.3.1.3. Exemple de forme d'induction idéalisée	70
4.3.1.4. Détermination des densités de pertes volumiques	70
4.3.1.5. Formulation synthétique des pertes fer dans l'ensemble de la machine	71
4.3.2. Décomposition de l'actionneur en macro-éléments, fonction de transfert	74
4.3.2.1. Présentation de la décomposition de l'actionneur	74
4.3.2.2. Calcul des pertes fer dans les zones de denture	77
4.3.2.3. Influence de l'angle d'avance	79
4.3.3. Décomposition de l'actionneur en macro-éléments, méthode des éléments finis.	81
4.3.3.1. Détermination des courants	81
4.3.3.2. Calcul des pertes fer et comparaison avec les autres méthodes	83
4.3.3.3. Conclusion sur les différentes méthodes de calcul des pertes fer dans le cas d'une alimentation en tension	85
4.3.3.4. Influence de l'angle d'avance sur la valeur des pertes fer dans une commande en tension	86
4.3.4. Choix des tôles pour une minimisation des pertes fer	88
4.3.5. Influence du sens des bobinages	89
4.3.5.1. Culasse stator	90
4.3.5.2. Rotor	94
4.4. Conclusion	95

CHAPITRE 5

5. Modélisation des pertes magnétiques dans le cuivre pour une MRVDS	99
5.1. Fonctions de transfert propres au bobinage	99
5.1.1. Décomposition du bobinage en zones finies	99
5.1.2. Exemples de fonctions de transfert	99
5.2. Calcul des pertes Joule supplémentaires	100
5.2.1. Expression analytique	100
5.2.2. Application numérique	102
5.2.2.1. MRVDS 6/4	102
5.2.2.2. MRVDS 6/8	102
5.2.2.3. MRVDS 12/8	102
5.2.2.4. Choix des conducteurs	103
5.3. Conclusion	103

CHAPITRE 6

6. Mesure des pertes par une méthode d'opposition	107
6.1. Introduction	107
6.2. Présentation de l'actionneur	108
6.2.1. Dimensions de l'actionneur	108
6.2.2. Exemples de caractéristiques	109
6.2.3. Symétrie de fonctionnement : mode moteur, mode générateur	110
6.2.3.1. Symétrie du couple électromagnétique	110
6.2.3.2. Etude de la symétrie des pertes	111
6.3. Modélisation des pertes	112
6.3.1. Pertes dans le convertisseur statique	112
6.3.1.1. Exemples de formes d'ondes	113
6.3.1.2. Expression des pertes dans les diodes	114
6.3.1.3. Expression des pertes dans les transistors	114
6.3.2. Pertes magnétiques dans le cuivre	114
6.3.3. Pertes mécaniques	114
6.3.3.1. formulation des pertes de ventilation en régime non turbulent	115
6.3.3.2. formulation des pertes de ventilation en cas de régime turbulent	115
6.3.3.3. Cas d'un rotor denté	115
6.3.3.4. Application numérique	115
6.4. Réalisation et mesures	116
6.4.1. Présentation générale du banc	116
6.4.2. Détermination des pertes onduleur	117
6.4.3. Détermination des pertes mécaniques	118
6.4.4. Prédétermination des paramètres k_{h1} , k_{h2} , α_p du modèle de pertes fer	119
6.4.5. Logique de commande	120
6.5. Méthode d'opposition - Mise en oeuvre - Résultats	121
6.5.1. Méthode de mesure	121
6.5.1.1. Mise en oeuvre	121
6.5.1.2. Présentation de résultats	122
6.5.2. Comparaison mesure - modèle	123
6.5.2.1. Pertes fer en fonction de la tension d'alimentation	123
6.5.2.2. Pertes fer en fonction de la fréquence	124
6.5.2.3. Pertes fer en fonction de l'angle de durée d'application de la tension	125
6.6. Calcul d'incertitude	126
6.6.1. Expression de l'erreur relative	126
6.6.2. Applications numériques	126
6.6.2.1. Exemple 1	126
6.6.2.2. Exemple 2	126
6.7. Conclusion	127

7. CONCLUSION ET PERPECTIVES	129
------------------------------------	-----

8. BIBLIOGRAPHIE	133
------------------------	-----

9. ANNEXE	143
-----------------	-----

CHAPITRE 1

PRESENTATION GENERALE

1. PRESENTATION GENERALE

1.1. Présentation du sujet

Le développement des Machines à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS) tant du point de vue de leurs performances intrinsèques que du point de vue de leurs applications industrielles, nous a amené à étudier leurs bilans énergétiques lors de la conversion d'énergie.

Cette conversion peut être aussi bien une conversion d'énergie électrique en énergie mécanique, lors d'un fonctionnement en moteur, qu'une conversion d'énergie mécanique en énergie électrique, lors d'un fonctionnement en générateur.

Le bilan énergétique permet aussi bien le calcul du rendement que le calcul des échauffements.

Les machines à réductance variable étudiées sont du type Machines à Réductance Variable à Double Saillance et à faible nombre de plots non dentelés.

Dans l'étude du bilan énergétique, nous nous sommes intéressés aux pertes d'origine magnétique.

Ces pertes se localisent d'abord dans le circuit magnétique, constitué de tôles ferromagnétiques généralement en alliage fer-Silicium, et l'on parle alors de pertes fer.

Dans les MRVDS étudiées, les encoches sont ouvertes, ce qui fait que le flux principal peut traverser les bobinages d'alimentation, constitués de conducteurs en cuivre, et qui sont le siège de pertes cuivre supplémentaires, supplémentaires par rapport aux pertes cuivre produites par la valeur du courant efficace (pertes Joule).

Dans un premier temps, nous présentons des généralités au sujet de la constitution, du principe de fonctionnement et de l'alimentation des MRVDS.

La recherche d'un modèle pour les pertes fer et pour les pertes cuivre supplémentaires est présentée respectivement dans le chapitre 2 et dans le chapitre 3.

La modélisation des pertes fer, fait partie des problèmes scientifiques qui nécessitent différentes approches et qui concernent plusieurs domaines de la physique, qui vont de l'étude microscopique des interactions au niveau de la matière des éléments constitutifs de l'alliage, en passant par l'étude mécanique des traitements sidérurgiques de fabrication et des opérations de mise en forme des tôles qui ont des conséquences sur la structure des domaines magnétiques, et pour finir par l'étude macroscopique du comportement des matériaux magnétiques lorsqu'ils sont intégrés dans un ensemble de conversion d'énergie.

Pour l'étude macroscopique, les grandeurs accessibles sont l'induction magnétique ou densité de flux (B en Tesla), l'excitation magnétique (H en A/m).

Ces grandeurs sont associées à deux grandeurs électriques, la tension et le courant.

Dans la recherche d'un modèle de pertes fer, nous nous sommes placés du point de vue macroscopique, et nous avons étudié les matériaux magnétiques en tant qu'utilisateurs.

Il nous a donc fallu définir les conditions d'utilisation, qui sont les formes d'ondes de l'induction dans le circuit magnétique, et leurs incidences sur les pertes fer.

Après avoir établi une modélisation des pertes fer et des pertes cuivre supplémentaires, nous l'avons appliqué aux MRVDS (chapitres 4 et 5) et nous avons analysé les effets des paramètres géométriques de la structure ainsi que ceux de leurs commandes.

Cette étude permet de dégager des critères de choix sur le nombre de plots stator et rotor, sur les fréquences d'alimentation, et sur les qualités de tôles à utiliser. En effet, il n'est pas nécessaire de "payer" des tôles de "bonne qualité", si les pertes fer sont négligeables par rapport aux autres pertes et si elles ont peu d'influence sur le comportement thermique.

A chaque étape de la modélisation, nous nous sommes appuyés, dans la mesure du possible, sur des expérimentations aussi bien pour établir les modèles que pour les valider. Dans le chapitre 6, nous présentons une méthode de mesure des pertes fer, basée sur le principe d'opposition. Deux actionneurs identiques sont accouplés sur le même arbre, l'un fonctionnant en mode moteur, l'autre en mode générateur.

1.2. Principe de fonctionnement et alimentation des MRVDS

1.2.1. Description d'une structure monophasée

Quel que soit le type de machine à réluctance variable étudié (cylindrique, linéaire, Vernier à grosses dents...), le principe de fonctionnement est toujours identique si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire, identique à celle présentée ici :

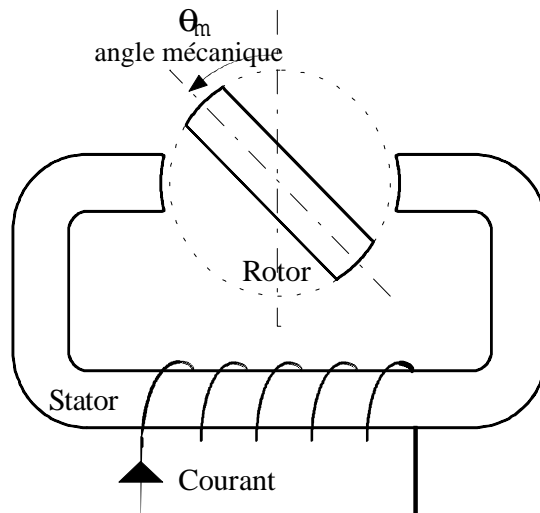


Fig. [1.1] Machine à réluctance monophasée : Structure élémentaire

Une telle structure possède deux positions remarquables:

Une position (Fig. 1.2) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale, appelée position **d'opposition**.

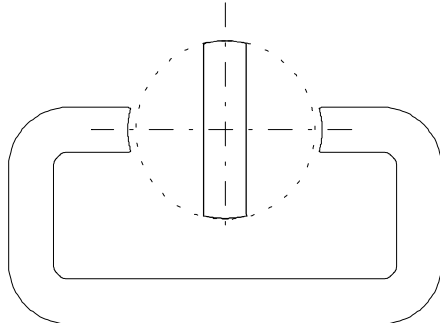


Fig. [1.2] Position d'opposition

Une position (Fig. 1.3) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale, appelée position de **conjonction**.

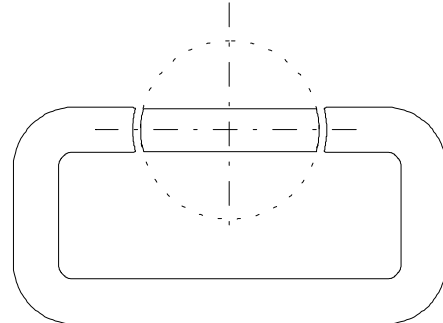


Fig. [1.3] Position de conjonction

Si le système se trouve dans une position intermédiaire entre l'**opposition** et la **conjonction**, et que l'on impose un courant i dans l'enroulement d'excitation, le système évolue de façon à présenter une réluctance minimale (ou un flux maximal), entraînant le rotor vers une position (stable) de conjonction.

Si l'énergie cinétique emmagasinée durant cette phase est suffisante, une fois le courant coupé, pour assurer la rotation du rotor jusqu'à une position d'opposition, il est alors possible de répéter le cycle afin d'obtenir un mouvement de rotation continu. En alimentant le bobinage relativement à la position, on obtient alors un fonctionnement autopiloté synchrone.

Dans l'exemple utilisé pour la description du principe, il apparaît que le système présente, pour un tour mécanique, deux fois la même géométrie, on peut donc définir, pour une machine possédant deux dents rotoriques, l'angle électrique $\theta = 2 * \theta_m$.

1.2.2. Caractéristique magnétique de la machine monophasée

Le flux traversant le circuit magnétique peut être relié à la force magnétomotrice par la relation suivante:

$$ni = R(ni, \theta) \phi = \frac{1}{P(ni, \theta)} \phi$$

Où R représente la **réluctance** et P la **perméance** du circuit magnétique. La géométrie du système dépendant de θ , le circuit magnétique étant susceptible de présenter un phénomène de saturation, notamment en position de conjonction, la réluctance est donc une fonction de ni et de θ .

L'état magnétique de la machine est décrit par son réseau de caractéristiques (fig. 1.4), limité par les courbes obtenues en opposition et en conjonction. Entre ces positions extrêmes, la variation du flux en fonction de la position du rotor est décrite par la forme d'onde de flux ou de perméance, tracée à courant constant.

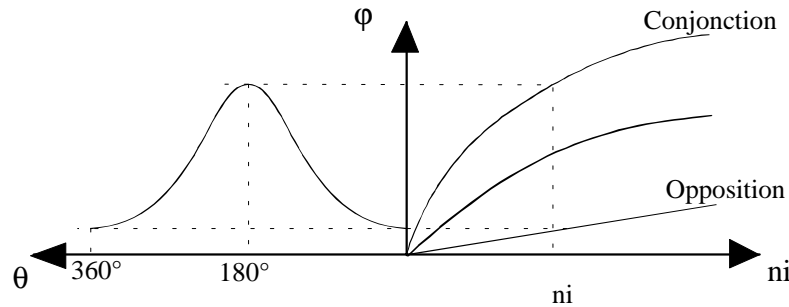


Fig. [1.4] Réseau de caractéristiques magnétiques

1.2.3. Modélisation énergétique, Calcul du couple

Le caractère radicalement non linéaire de ce type de structure (fort niveau de saturation, onde de perméance non sinusoïdale) interdit toute modélisation utilisant une représentation électrique de la machine, c'est pourquoi nous utiliserons une modélisation énergétique. Si l'on néglige les pertes Joule dans l'enroulement d'excitation, le bilan énergétique du système se traduit par la relation :

$$dW_e = dW_{em} + dW_m \quad \text{où} \quad \begin{array}{l} W_e \text{ représente l'énergie électrique} \\ W_{em} \text{ l'énergie magnétique stockée dans la machine et} \\ W_m \text{ l'énergie mécanique de la machine} \end{array}$$

$$\text{Or} \quad \begin{array}{l} dW_e = u i dt \\ dW_m = C d\theta_m \end{array}$$

$$\text{On obtient alors} \quad dW_{em} = ni d\phi - C d\theta_m$$

$$\text{Or} \quad dW_{em} = \frac{\partial W_{em}}{\partial \phi} d\phi + \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} d\theta_m$$

D'où l'expression du couple et de la force magnétomotrice:

$$C = - \left. \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} \right|_{\phi = \text{cte}} \quad \quad ni = \left. \frac{\partial W_{em}}{\partial \phi} \right|_{\theta_m = \text{cte}}$$

On définit

$$\text{L'énergie magnétique} \quad W_{em} = \int_0^\phi ni d\phi$$

$$\text{La coénergie magnétique} \quad W'_{em} = \int_0^{ni} \phi dni$$

$$\text{On obtient alors l'équation:} \quad C = \left. \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta_m} \right|_{ni = \text{cte}}$$

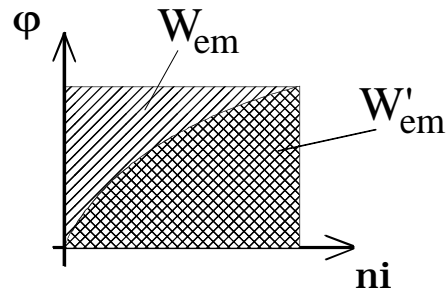


Fig. [1.5] Énergie et coénergie magnétiques

1.2.4. Structure polyphasée Vernier à grosses dents

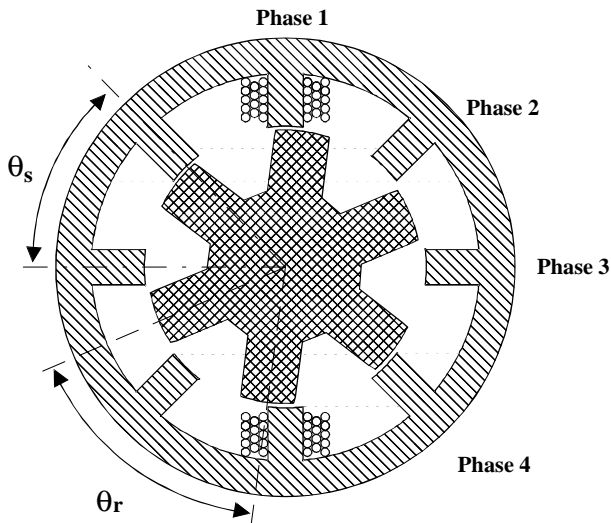


Fig. [1.6] Structure d'une MRVDS 8/6

Parmi les multiples types de machine à réductance existants, nous avons choisi d'étudier tout particulièrement les machines dites "Vernier à Grosses Dents" ou encore Machine à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS).

Ce type de structure peut être considéré en première approximation comme étant l'association de q machines monophasées.

La structure de telles machines est principalement caractérisée par le nombre de pôles statoriques (N_s) et le nombre de dents rotoriques (N_r).

L'expression de l'angle électrique devient alors:

$$\theta = N_r \theta_m$$

1.2.5. Récapitulatif sur le principe de fonctionnement des machines à réductance variable

Nous venons de décrire le fonctionnement et les équations de base de la machine à réductance variable.

Nous retiendrons essentiellement les points suivants:

- La machine n'est susceptible de fournir un couple de même signe que sur la moitié de la période électrique.
- Le signe du couple est indépendant du signe du courant.

$$C = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\theta_m} \quad \text{où } L = n^2 P \quad (\text{couple monophasé en régime linéaire})$$

- La valeur du couple électromagnétique est donnée par l'expression : $C = N_r \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta}$

1.2.6. Convertisseur statique . Structure et principe de fonctionnement

Dans la partie décrivant le principe de fonctionnement d'une MRVDS, nous avons noté que le couple électromagnétique est indépendant du signe du courant. Une structure simple de convertisseur est alors utilisée.

Son architecture est représentée ci-dessous :

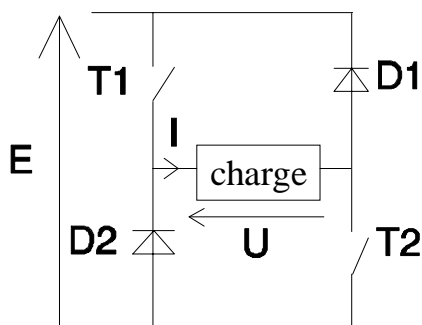


Fig.[1.7] Structure du convertisseur

Le fonctionnement d'un tel convertisseur peut être décrit simplement.

cas	T1	T2	U
1	bloqué	bloqué	- E
2	bloqué	conducteur	0
3	conducteur	bloqué	0
4	conducteur	conducteur	+ E

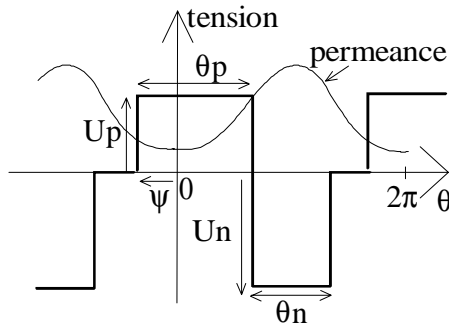
Rq : dans le cas 1, la tension U ne peut être égale à $-E$ que lorsque si le courant I est positif.

1.2.7. Commande en courant

Pour les basses vitesses, vitesses où la force contre électromotrice de l'actionneur le permet, les MRVDS sont alimentées par des créneaux de courant. Ces créneaux de courant peuvent être simplement de forme rectangulaire ou de forme plus complexes [8] et [11] selon les contraintes sur l'ondulation du couple polyphasé. Ces créneaux sont appliqués durant la croissance de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode moteur et durant la phase décroissante de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode générateur. Les formes d'onde des courants sont obtenues en commandant les convertisseurs en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

1.2.8. Commande en tension

Dans tout système électrotechnique, des limites sont fixées par la tension d'alimentation, par le courant maximal acceptable et par l'élévation de température. Dans de nombreux articles [3], [4] et [6], il a été démontré que le mode d'alimentation en créneaux de courant n'était viable du point de vue énergétique qu'en basse vitesse. Aux grandes vitesses, le mode d'alimentation alors utilisé est une commande en tension. C'est à dire que la tension "vue" par une phase est un créneau de tension de hauteur égale à la tension de l'alimentation continue et dont la durée et la position (paramètres de commande) sont choisies en fonction des contraintes mécaniques (couple utile) et des contraintes électriques (pertes Joule, pertes fer, dimensionnement des semi-conducteurs etc.).



U_p = Hauteur du créneau positif
 U_n = Hauteur du créneau négatif
 (En général $U_n = U_p$)

θ_p = Durée du créneau positif
 θ_n = Durée du créneau négatif

Avec $U_p \cdot \theta_p = U_n \cdot \theta_n$, pour avoir une démagnétisation complète.

ψ = Angle d'avance par rapport à la position d'opposition

Fig. [1.8] Définition des paramètres de commande

Exemples de caractéristiques :

Dans le cas d'une alimentation en tension, nous allons nous intéresser à la valeur moyenne du couple électromagnétique en fonction de deux paramètres de commande qui sont :

- 1 - la durée d'application de la tension θ_p
- 2 - l'angle d'avance ψ

Nous donnons un exemple d'allure du couple électromagnétique moyen en fonction de l'angle d'avance et paramétré par l'angle de durée d'application de la tension. Il est à noter que les valeurs du couple sont relatives.

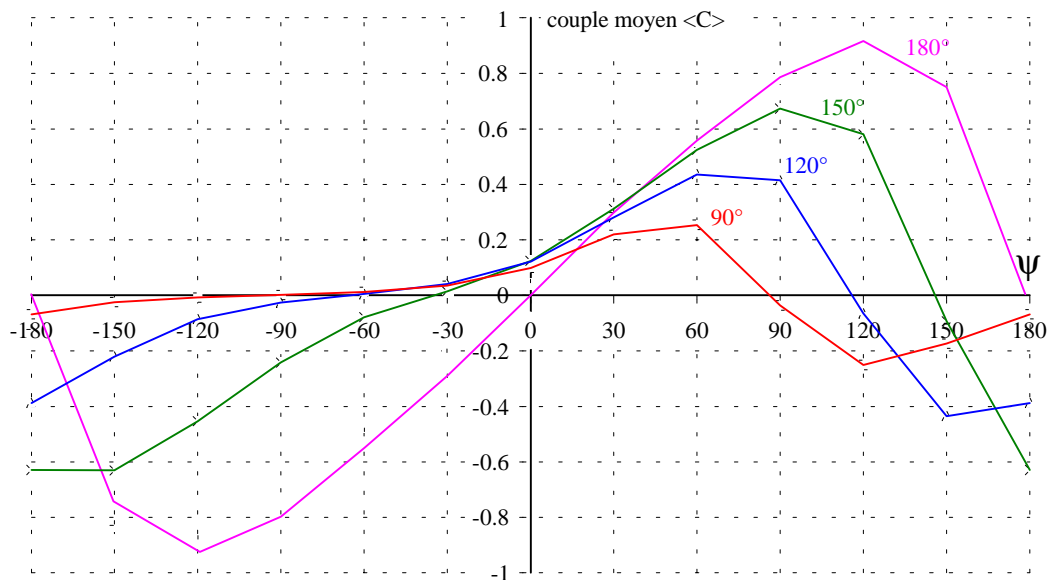


Fig.[1.9] Valeur moyenne du couple en fonction de l'angle d'avance ψ et paramétrée par θ_p .

On peut noter qu'il existe d'une part une possibilité d'avoir un couple moyen négatif et d'autre part une symétrie des courbes à θ_p donné. Nous y reviendrons plus tard.

Dans des conditions de non saturation et à tension d'amplitude constante, le couple moyen est inversement proportionnel au carré de la vitesse [4], [5] et [10].

1.3. Formes d'ondes d'induction calculées

Avant d'introduire la notion de pertes fer, et pour faire le lien avec la présentation de la Machine à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS), nous présentons des exemples de formes d'induction que nous pouvons trouver dans une machine à réductance variable alimentée en pleine onde de tension.

Ces exemples permettent de se rendre compte des ordres de grandeurs des inductions mises en jeu, des fréquences de travail et des formes d'ondes (voir chapitre 4).

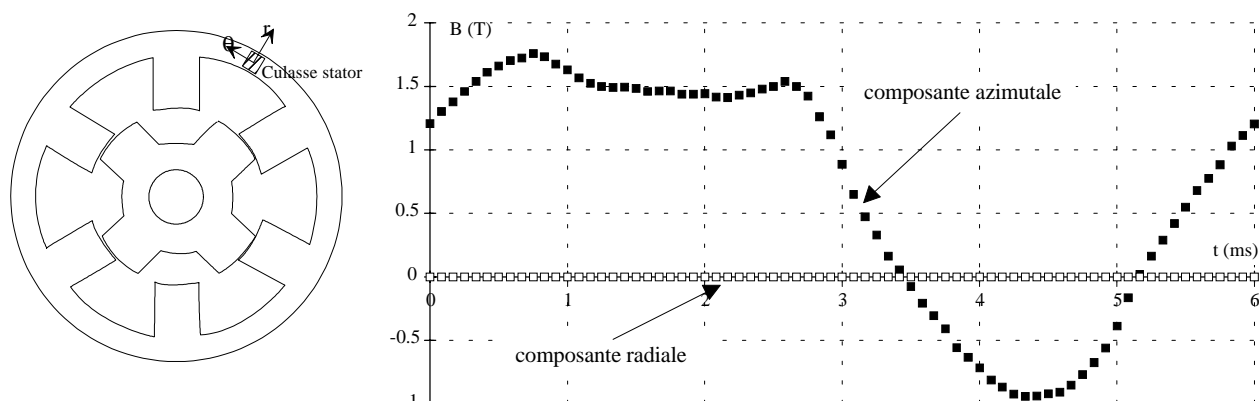


Fig. [1.10] Induction dans une zone de la culasse stator d'une MRV 6/4. Vitesse de rotation de 2500 tr/mn.

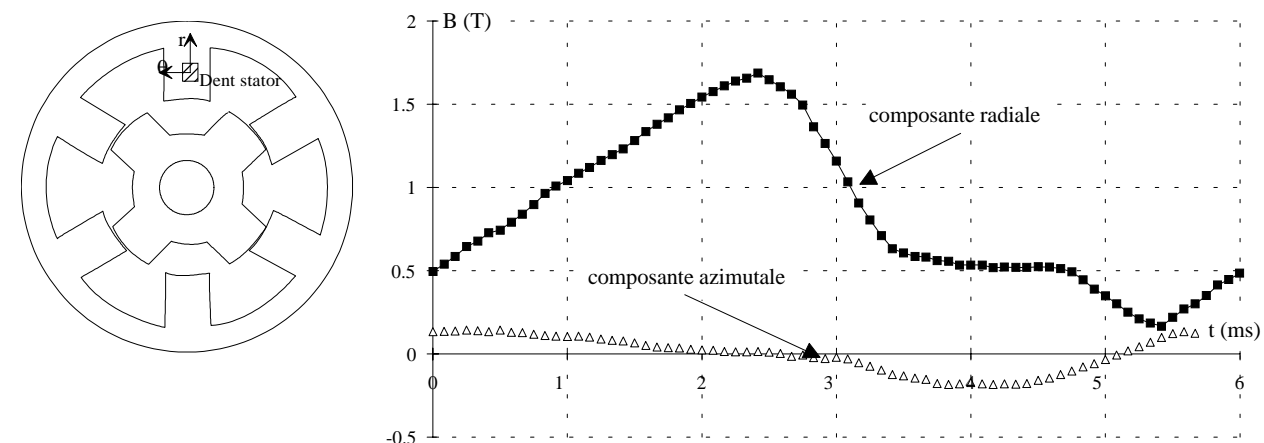


Fig. [1.11] Induction dans une zone de la denture stator d'une MRV 6/4. Vitesse de rotation de 2500 tr/mn.

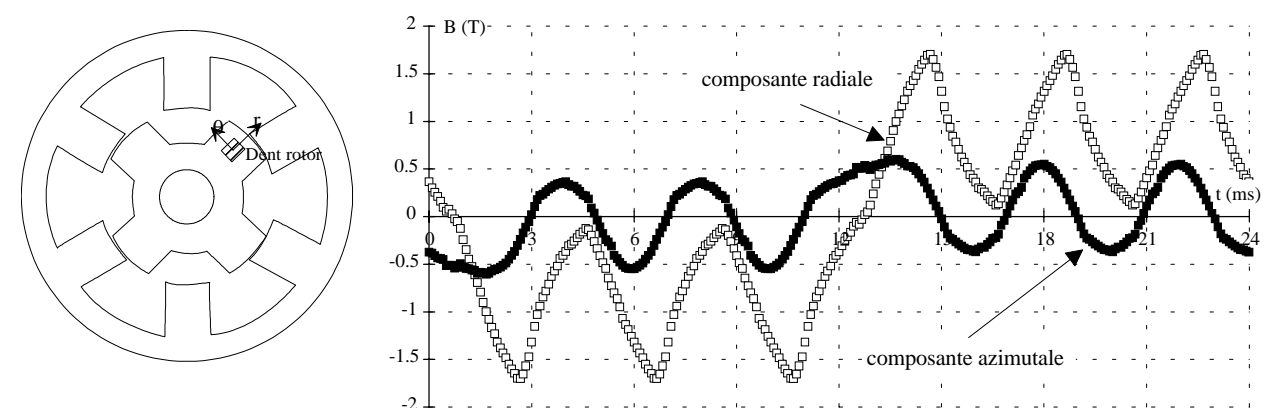


Fig. [1.12] Induction dans une zone de la denture rotor d'une MRV 6/4. Vitesse de rotation de 2500 tr/mn.

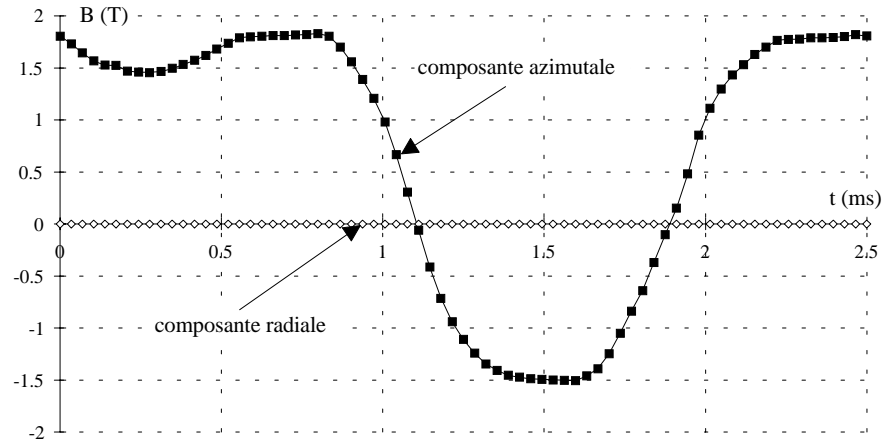
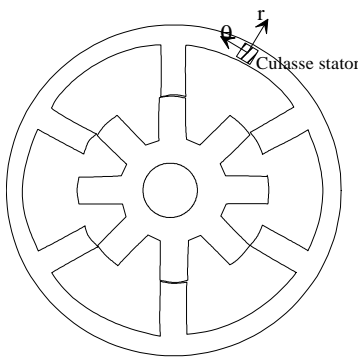


Fig. [1.13] Induction dans une zone de la culasse stator d'une MRV 6/8. Vitesse de rotation de 3000 tr/mn.

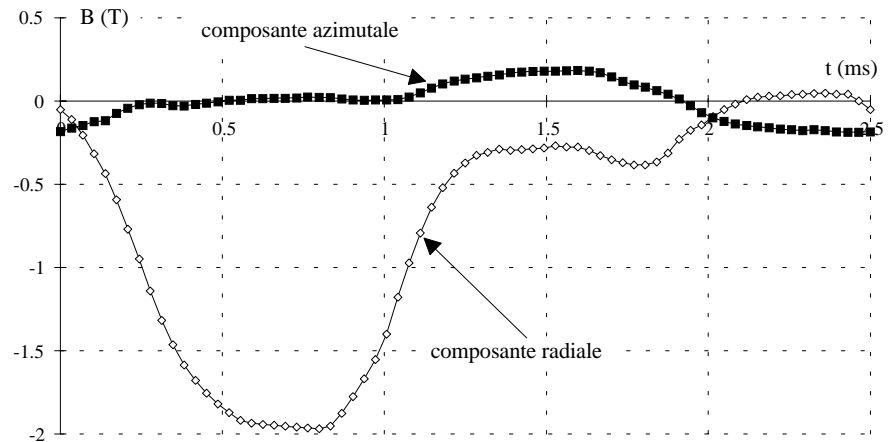
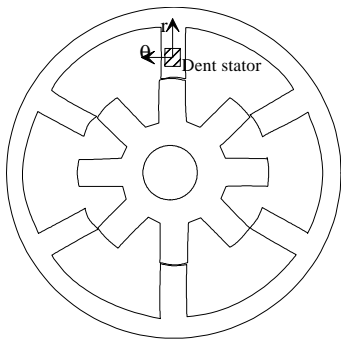


Fig. [1.14] Induction dans une zone de la denture stator d'une MRV 6/8. Vitesse de rotation de 3000 tr/mn.

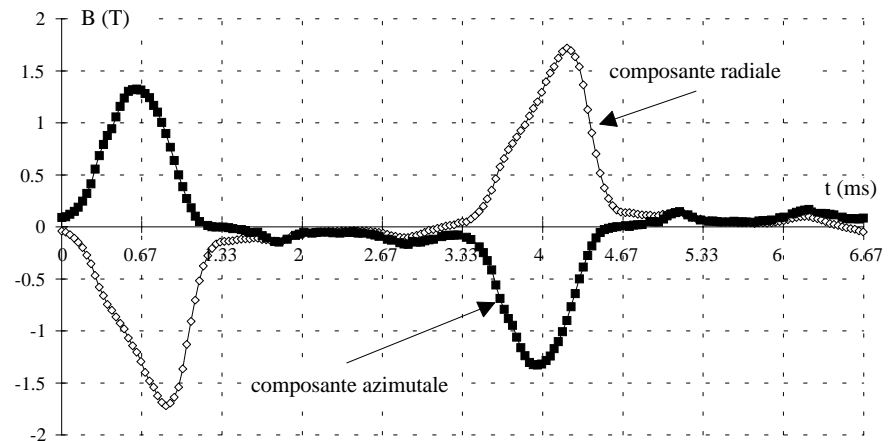
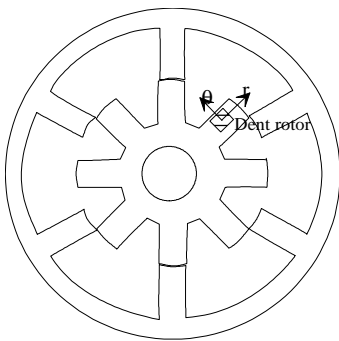


Fig. [1.15] Induction dans une zone de la culasse rotor d'une MRV 6/8. Vitesse de rotation de 3000 tr/mn.

Nous pouvons faire quelques observations qualitatives au sujet des formes d'ondes présentées. Selon les parties de la machine, il peut exister une ou deux composantes du vecteur induction. L'induction est parfois alternative et parfois possède une composante continue du même ordre de grandeur que la variation. La fréquence de variation est, pour les parties situées au stator, égale à la fréquence des grandeurs électrique mais dépend, pour les parties situées au rotor, de la fréquence des grandeurs électrique et du nombre de plots au stator et au rotor.

CHAPITRE 2

MODELE POUR LE CALCUL DES PERTES DANS LE CIRCUIT FERROMAGNETIQUE

2. MODELE POUR LE CALCUL DES PERTES DANS LE CIRCUIT FERROMAGNETIQUE

2.1. Introduction

Dans ce chapitre, consacré au modèle de pertes fer, notre objectif est de choisir une formulation permettant de calculer la valeur des pertes dans le circuit magnétique dues aux variations du vecteur induction.

Nous avons adopté un point de vue macroscopique, cela signifie que nous avons pris comme grandeur d'entrée le vecteur induction sans pour autant entrer dans la constitution des matériaux magnétiques utilisés.

L'entrée du modèle est donc le vecteur induction ou densité de flux et en sortie du modèle nous avons la densité de pertes en W/m^3 .

La formulation est globale et ne tient compte que des aspects énergétiques.

Deux contraintes nous ont guidés pour l'établissement de la formulation. Premièrement, elle doit permettre de rendre compte le plus fidèlement possible de l'effet de l'induction, à cet effet, nous avons établi une liste de formes d'induction qui est utilisée pour la validation du modèle. Deuxièmement, elle doit permettre de donner une valeur des densités de pertes avec un temps de calcul limité et donc doit avoir une expression la plus simple possible.

Après la présentation d'un inventaire des formes d'ondes typiques, nécessaire à la validation du modèle, nous établirons une formulation pour le calcul des pertes fer, et enfin nous validerons ce modèle en faisant des comparaisons avec des mesures effectuées aussi bien par d'autres personnes que par nous même.

Lors de ce travail, il est apparu que la modélisation doit aussi bien tenir compte de l'évolution dans le temps du vecteur induction que des caractéristiques propres du matériau.

Il faut donc apporter autant de soins à la détermination de l'induction qu'à la détermination des valeurs des coefficients du modèle propres aux matériaux magnétiques utilisés.

2.2. Inventaire des formes d'ondes typiques

Dans cette partie, nous allons faire une sorte d'inventaire des formes d'induction qui sont soit largement utilisées dans les identifications ou qui se rapprochent le plus possible des formes d'induction que l'on rencontre dans les actionneurs à réluctance variable et que la modélisation des pertes fer devra prendre en compte. Cet inventaire permet, dans la mesure du possible, de faire une comparaison mesure/modèle. Il est à noter que le circuit magnétique doit être de section constante et non déformable.

2.2.1. Induction sinusoïdale

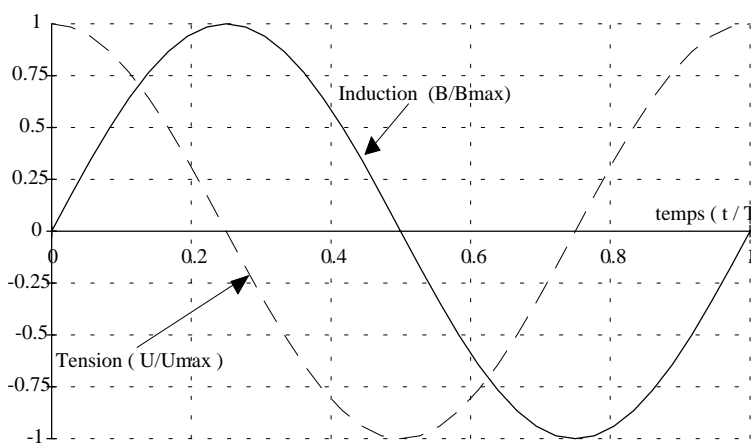


Fig. [2.1] Induction sinusoïdale

La relation qui lie la tension à l'induction est :

$$u(t) = nS \frac{dB(t)}{dt}$$

où n est le nombre de spires et S la section de passage du flux.

d'où :

$$B_{max} = \frac{U_{max}}{nS\omega} \text{ avec } \omega = 2\pi f$$

f est la fréquence du signal.

2.2.2. Induction trapézoïdale

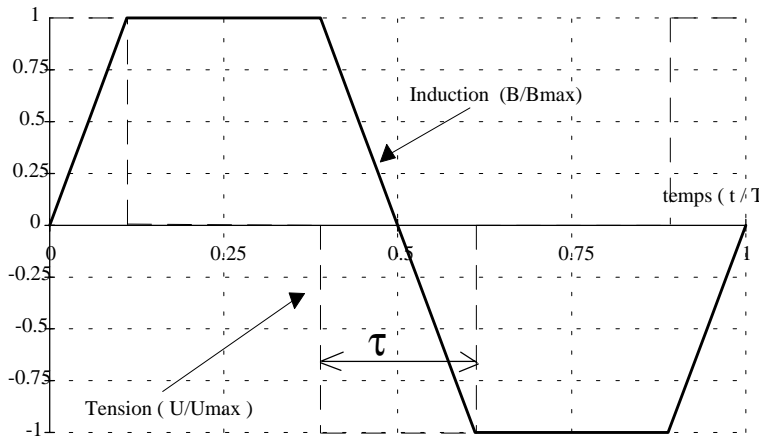


Fig. [2.2] Induction trapézoïdale

Soit τ le temps où la tension est égale à $+U_{\max}$ ou à $-U_{\max}$.

$$\text{avec } \tau \leq \frac{T}{2}$$

$$B_{\max} = \frac{U_{\max}}{nS} \frac{\tau}{2}$$

2.2.3. Induction polarisée

C'est le type d'induction que l'on rencontre le plus souvent dans une machine à réluctance variable. Cependant, lors de mesures sur cadre d'Epstein ou autres circuits magnétiques, il n'est pas toujours possible de connaître la valeur moyenne de l'induction, car il faut le rappeler, la mesure de B se fait à partir d'une tension induite dont la valeur moyenne est nulle. Nous avons contourné ce point par deux moyens différents.

2.2.3.1. Induction polarisée avec courant de polarisation

Pour un matériau magnétique, il n'existe pas de relation univoque entre l'excitation (H) et l'induction (B) du fait du comportement hystérétique. Nous avons cependant remarqué qu'il existe une relation entre B_m et H_m (et donc entre B_m et I_m). Lorsque l'induction est alternative et varie entre $-B_m$ et $+B_m$, le courant varie entre $-I_m$ et $+I_m$. Afin de faire varier l'induction entre 0 et $+B_m$, nous avons mis au point la méthode suivante :

(il faut rappeler que l'on effectue l'asservissement de la composante alternative de B et donc de ΔB)

- ❶ Pour $B \in [-B_m; +B_m]$ c.à.d $\Delta B = 2B_m$ et $I_{pol} = 0$ (pas de courant de polarisation), nous relevons les deux valeurs extrêmes du courant : $-I_m$ et $+I_m$ (ou $-H_m$ et $+H_m$).
- ❷ Pour $B \in [0; +B_m]$ il faut régler $\Delta B = B_m$, nous ajustons la valeur de I_{pol} afin d'avoir $I_{\max} = I_m$ (ou $H_{\max} = H_m$).

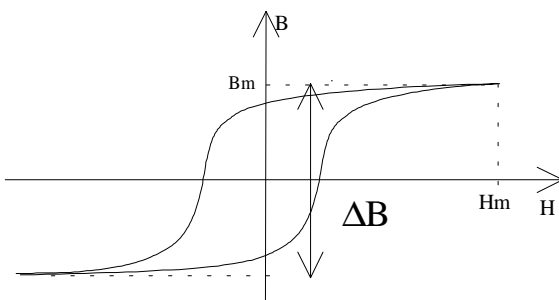


Fig.[2.3] Cycle d'hystérésis avec induction alternative

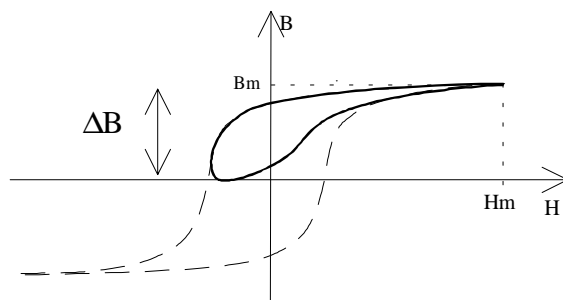


Fig.[2.4] Cycle d'hystérésis avec induction polarisée

Nous avons fait des relevés expérimentaux sur un ensemble de tôles ferromagnétiques en FeSi 3%, 0.5 mm. Celles-ci constituent le circuit magnétique d'un transformateur 220 V - 24 V et de puissance apparente 50 VA. Le noyau a une surface de $1.37 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$ (= 36 mm x 38 mm). La masse du circuit magnétique est de 2.2 kg et nous avons considéré une masse volumique de 7600 kg/m^3 . Les tôles ont une épaisseur de 0.5 mm et le nombre de spires au primaire est de 20.

La méthode utilisée est la méthode d'Epstein (tension secondaire et courant primaire).

Lors de la modification de l'état magnétique des tôles, il se produit des phénomènes non-réversibles. L'énergie perdue lors de ces transformations se transforme en chaleur. Cette non-réversibilité peut être observée sur le cycle B-H caractéristique d'un matériau magnétique. Elle se traduit par un cycle possédant une hystérésis. Si l'on pouvait calculer la surface du cycle d'hystérésis, cela nous indiquerait l'énergie perdue lors d'un cycle de transformation.

L'énergie perdue se formule ainsi :

$$W_f = \int_{\text{cycle}} H dB \text{ et comme } B = B(t)$$

$$W_f = \int_0^T H(t) \frac{dB(t)}{dt} dt$$

$$P_{\text{fer}} = W_f f \text{ d'où } P_{\text{fer}} = \frac{1}{T} \int_0^T H(t) \frac{dB(t)}{dt} dt$$

$$\text{ce qui donne } p_{\text{fer}}(t) = H(t) \frac{dB(t)}{dt}$$

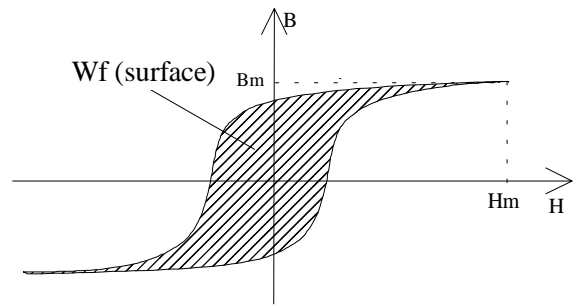


Fig.[2.5] : Cycle d'hystérésis

La méthode d'Epstein permet à l'aide d'un wattmètre d'obtenir la valeur moyenne des pertes fer lorsque l'induction décrit des cycles périodiques. Pour cela il est nécessaire de mesurer $H(t)$ et $dB(t)/dt$. Les équations électromagnétiques nous permettent de relier ces deux grandeurs à deux grandeurs électriques qui sont $i(t)$ et $u_2(t)$. Elles sont définies sur le schéma suivant :

$$H(t) = n_1 \cdot i(t) / l$$

l étant la longueur moyenne du circuit magnétique.

$$dB(t)/dt = u_2(t) / (n_2 \cdot S)$$

S est la section du circuit magnétique.

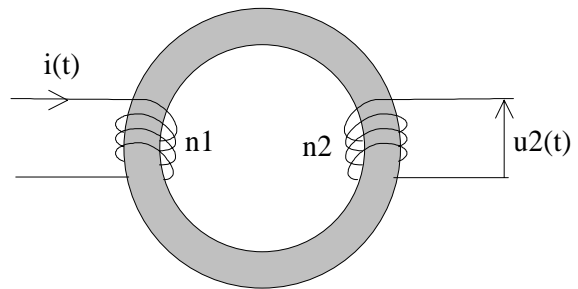


Fig.[2.6] : Principe de mesure

Remarque :

- a - Il est préférable de mesurer la tension secondaire pour s'affranchir de la chute de tension ohmique au primaire
- b - Cette présentation simplifiée ne tient pas compte de la non-homogénéité des valeurs de $H(t)$ et de $B(t)$ dans le circuit magnétique. Le cadre de mesure doit respecter des normes.

Les dimensions du circuit magnétique et le schéma pour la régulation du courant et de l'induction du dispositif expérimental sont décrits dans les deux figures suivantes.

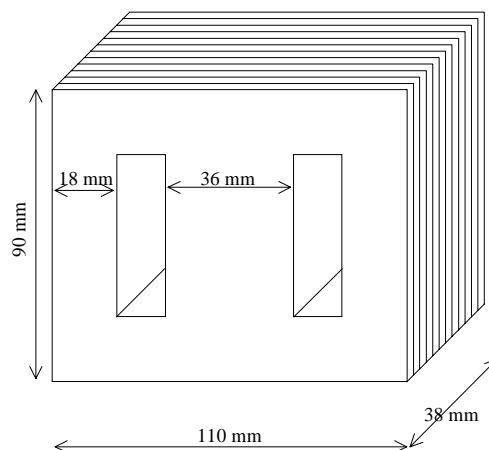


Fig.[2.7] Description du circuit magnétique

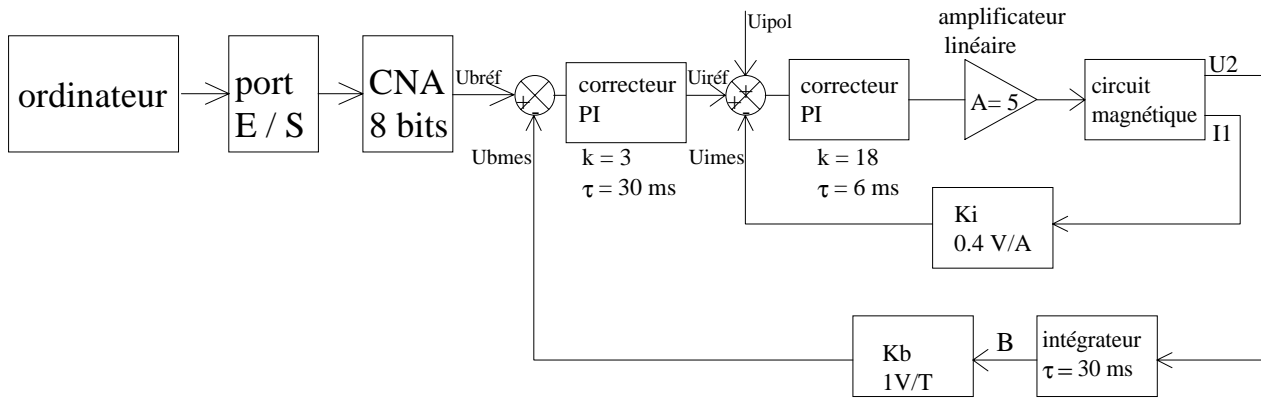


Fig. [2.8] Schéma pour la régulation du courant et de l'induction

A l'aide d'un code de calcul écrit en turbo pascal, il nous est possible de générer les formes d'ondes voulues. La tension U_{ipol} permet de polariser en courant le circuit magnétique sans incidence sur la régulation de l'induction.

Exemples de cycle d'hystérésis relevés. Les relevés ont été effectués à 20 Hz.

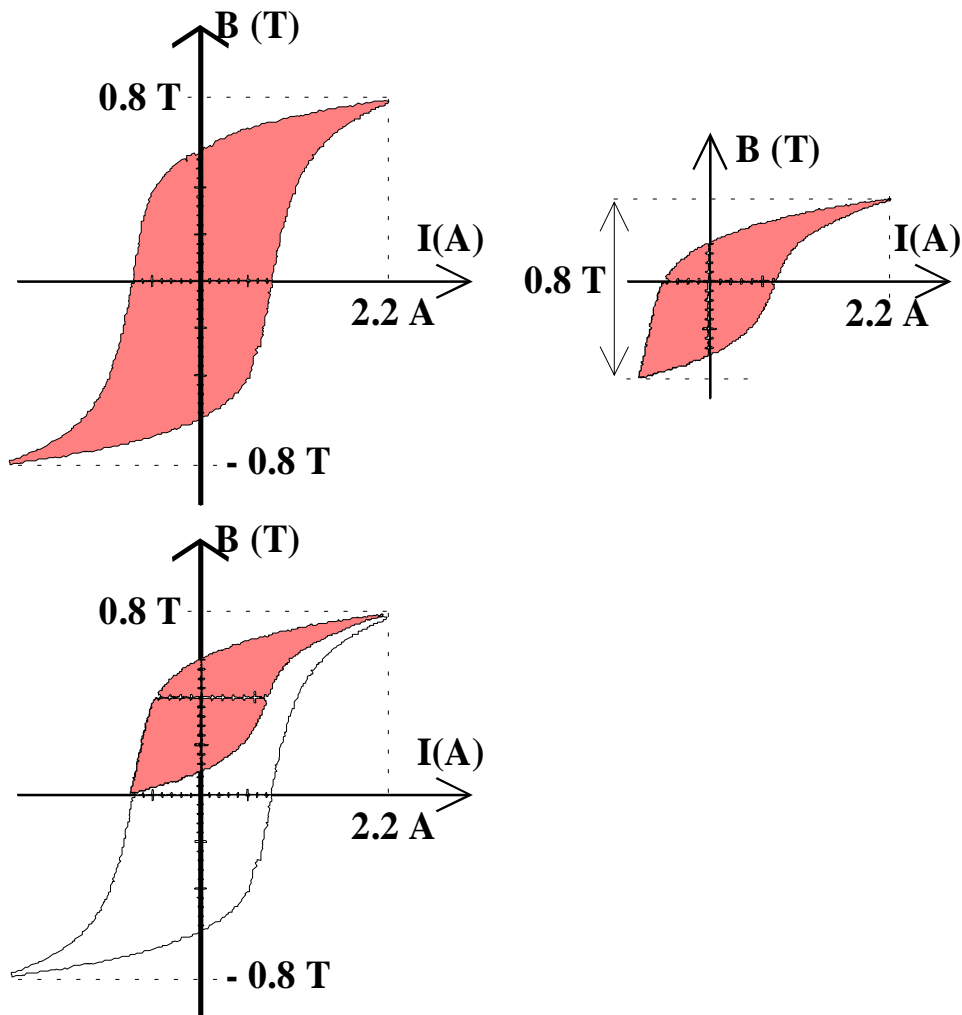


Fig.[2.9] Cycles d'hystérésis pour une induction sinusoïdale avec ou sans courant de polarisation.

2.2.3.2. Induction à plusieurs alternances du même signe

Pour simuler les formes d'induction que l'on peut trouver dans un rotor de machine à réluctance variable, nous avons appliqué une induction alternative redressée sur un ou deux alternances.

Finalement, nous avons observé à l'intérieur du cycle d'hystérésis alternatif où l'induction varie entre $-B_m$ et $+B_m$, la présence de cycles identiques à ceux observés lorsque nous faisons varier le courant de polarisation pour décaler l'induction et la faire varier entre 0 et B_m avec $\Delta B = B_m$.

Nous présentons ci-dessous des exemples de cycles d'hystérésis relevés.

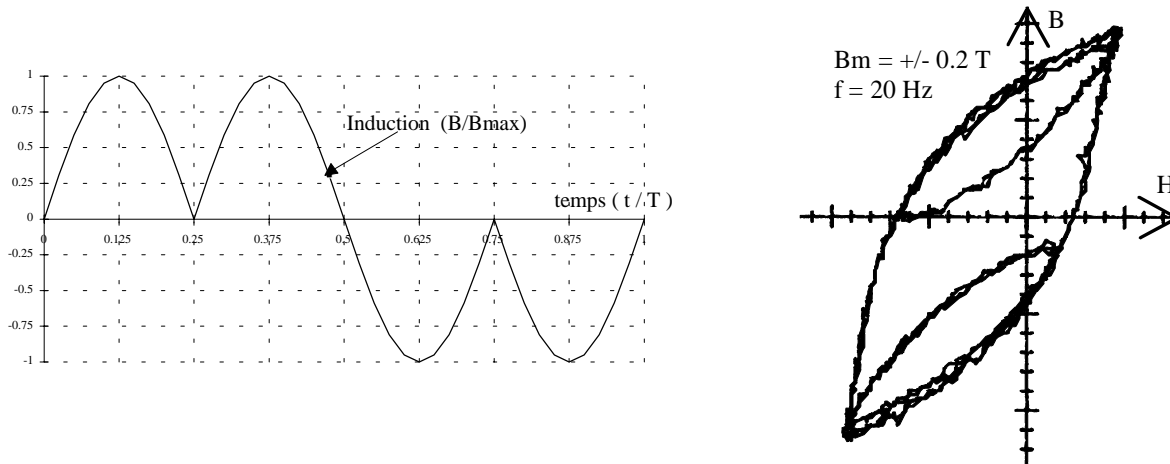


Fig.[2.10] Induction à deux alternances du même signe et cycle d'hystérésis correspondant

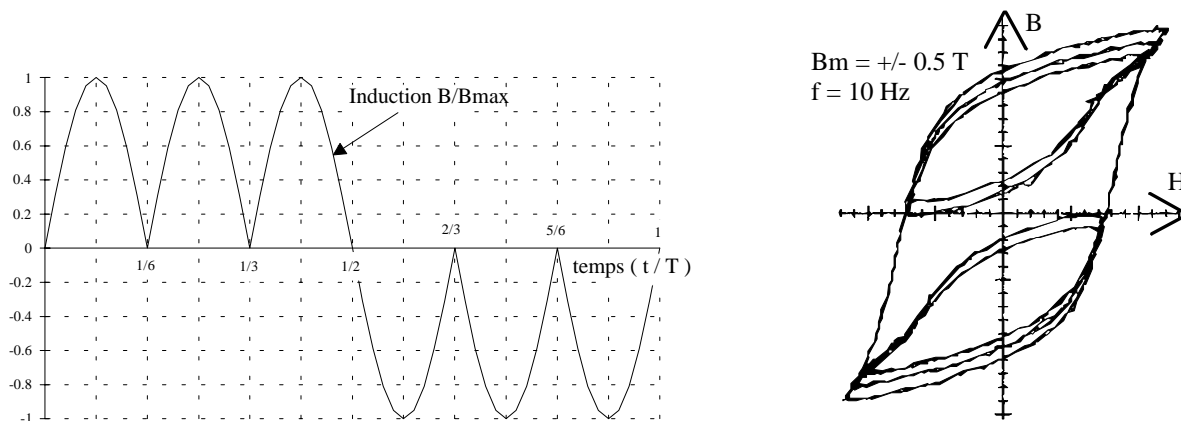


Fig.[2.11] Induction à trois alternances du même signe et cycle d'hystérésis correspondant

On peut définir d'autres types d'inductions à plusieurs alternances du même signe comme par exemple :

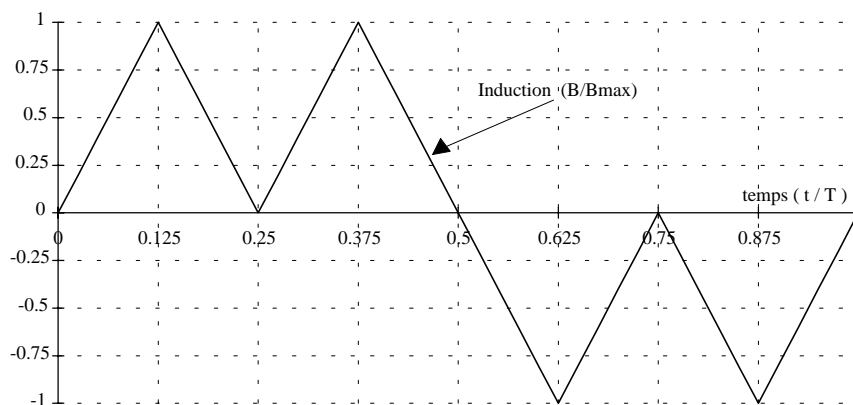


Fig.[2.12] Induction triangulaire à deux alternances du même signe

2.2.4. Induction sinusoïdale + composantes harmoniques

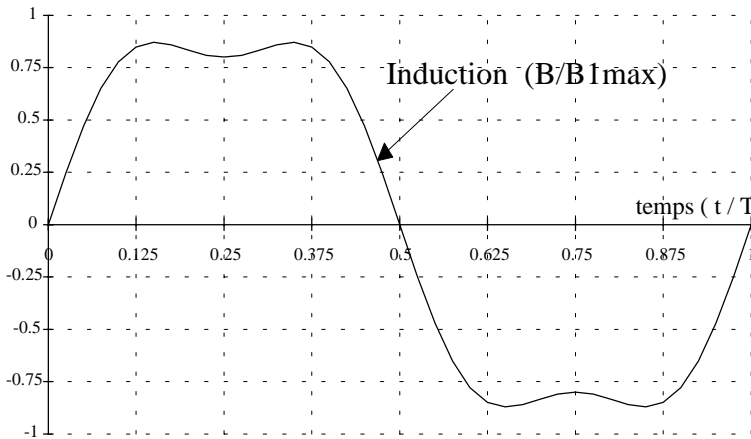


Fig.[2.13] Induction avec un fondamental de 1 T et un harmonique 3 de 0.2 T en phase

Le fondamental a une amplitude relative de 1. (sans unité)
L'harmonique 3 a une amplitude relative de 0.2.

Il n'y a pas de déphasage entre le fondamental et l'harmonique 3.

l'expression de l'induction est :
 $B(t) = B_1 (\sin(\omega t) + 0.2 \sin(3\omega t))$

$$B_{\max} = 0.87 B_1.$$

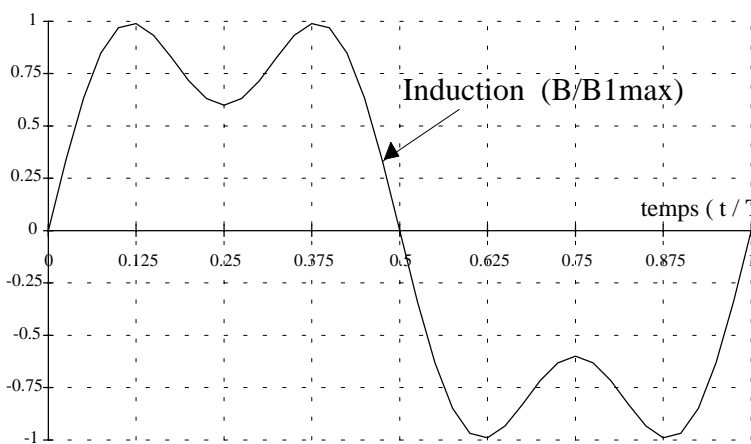


Fig.[2.14] Induction avec un fondamental de 1 T et un harmonique 3 de 0.4 T en phase

Le fondamental a une amplitude relative de 1. (sans unité)
L'harmonique 3 a une amplitude relative de 0.4.

Il n'y a pas de déphasage entre le fondamental et l'harmonique 3.

l'expression de l'induction est :
 $B(t) = B_1 (\sin(\omega t) + 0.4 \sin(3\omega t))$

$$B_{\max} = 0.99 B_1.$$

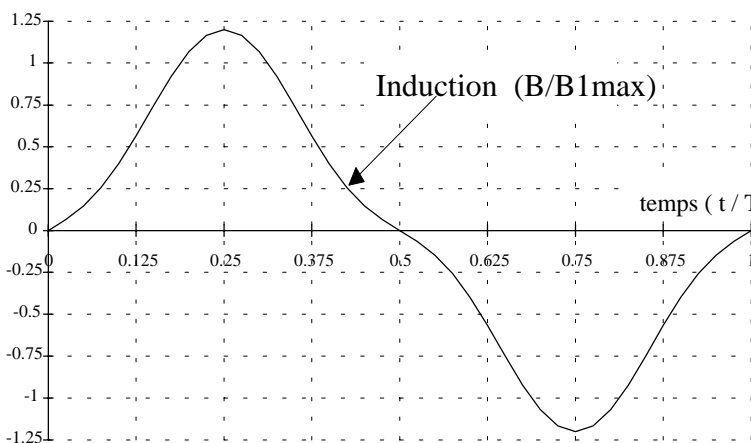


Fig.[2.15] Induction avec un fondamental de 1 T et un harmonique 3 de 0.2 T en opposition de phase

Le fondamental a une amplitude relative de 1. (sans unité)
L'harmonique 3 a une amplitude relative de 0.2.

Il y a un déphasage de 180° entre le fondamental et l'harmonique 3.

l'expression de l'induction est :
 $B(t) = B_1 (\sin(\omega t) - 0.2 \sin(3\omega t))$

$$B_{\max} = 1.20 B_1.$$

Les trois exemples ci-dessus ne sont pas uniques.

Il est possible de faire varier l'amplitude relative de la composante harmonique trois (ou autres) et son déphasage par rapport au fondamental.

Nous verrons, lors de la comparaison mesure/modèle (dans la partie 2.4.3 de ce chapitre), que ces formes particulières d'induction permettent de montrer que le théorème de superposition ne peut pas s'appliquer pour les pertes fer.

Lorsque l'induction comporte un fondamental et des harmoniques, les pertes fer ne sont pas la somme des pertes dues à chaque composantes.

2.2.5. MLI (Modulation de largeur d'impulsion)

On peut distinguer deux familles de modulation de largeur d'impulsions [44], [54] :

La première, où la fréquence de découpage est fixe, le rapport cyclique est de la forme :

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} + \alpha_m \cos(\omega_{bf} t) \text{ avec } \alpha_m \leq \frac{1}{2} \text{ où } \omega_{bf} \ll \omega_{\text{découpage}}$$

Dans ce mode, il y a toujours **n** commutations par seconde des interrupteurs (semi-conducteurs). $n = f_{\text{découpage}}$

Dans la seconde, le nombre de commutation est fixé par période et ceci quelle que soit la fréquence de travail.

On définit en général **m** instants ou angles de commutation sur un quart de période.

Ces **m** angles permettent d'annuler **m-1** harmoniques impaires et de fixer l'amplitude du fondamental.

Comme dans les autres modes de réalisation de tension MLI, il est possible de travailler soit en deux niveaux de tension (+E et -E) soit en trois niveaux de tension (+E, 0, -E).

Nous verrons plus tard que pour une induction dont le fondamentale est fixé (Amplitude et fréquence), les pertes fer avec une MLI à deux niveaux sont supérieures aux pertes fer avec une MLI à trois niveaux.

2.2.5.1. MLI 2 niveaux

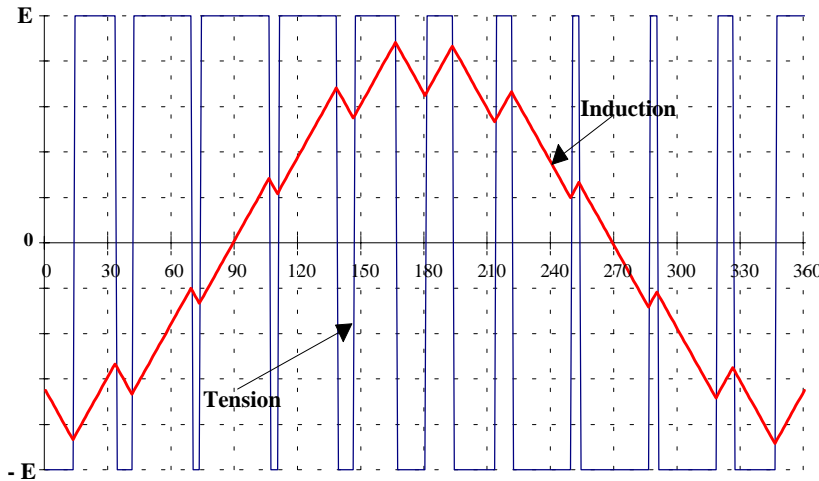


Fig.[2.16] MLI 2 niveaux avec $m = 5$ et $A_1 = 0.8 E$

L'amplitude de l'harmonique n pour la tension est donnée par :

$$A_n = \frac{4E}{\pi n} \left[-1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \right]$$

Avec **m** angles, on peut fixer le fondamental et annuler les **m-1** premiers harmoniques impairs.

Par exemple, pour $m=5$, les valeurs des harmoniques 3, 5, 7, 9 peuvent être nulles.

2.2.5.2. MLI 3 niveaux

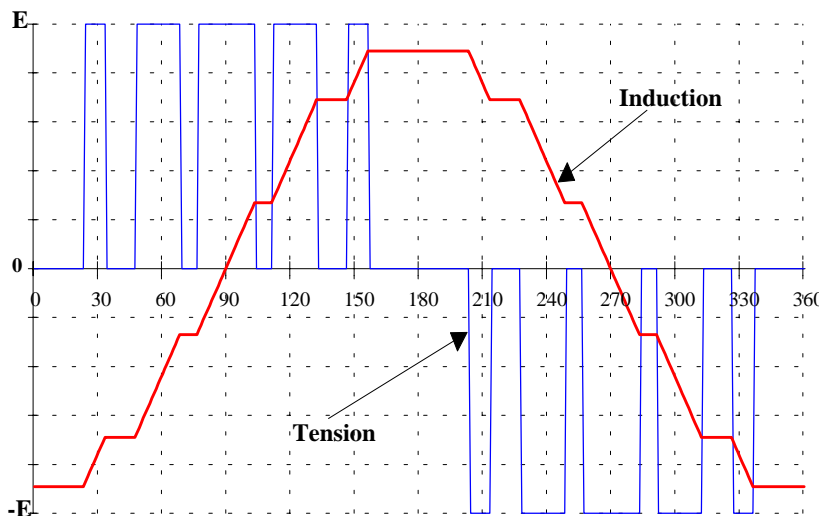


Fig.[2.17] MLI 3 niveaux avec $m = 5$ et $A_1 = 0.8 E$

L'amplitude de l'harmonique n pour la tension est donnée par :

$$A_n = \frac{4E}{\pi n} \left[\sum_{i=1}^m (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \right]$$

Avec **m** angles, on peut fixer le fondamental et annuler les **m-1** premiers harmoniques impairs.

Par exemple, pour $m=5$, les valeurs des harmoniques 3, 5, 7, 9 peuvent être nulles.

2.3. Adoption d'un modèle de pertes fer

2.3.1. Introduction

Pour une machine électrique, l'échauffement est une donnée importante (dégradation des caractéristiques magnétiques, vieillissement des isolants ...). Les pertes Joule, les pertes fer et le mode d'évacuation de celles-ci déterminent l'élévation de température. Les pertes dépendent des dimensions géométriques et de l'alimentation. La connaissance du courant nous indique les pertes Joule, du moins dans le sens classique des pertes ohmiques, par contre les pertes fer sont difficilement calculables compte tenu des formes d'induction non sinusoïdales et des fréquences mises en jeu.

L'objectif de cette modélisation des pertes fer est d'avoir une formulation simple mais efficace, dans le sens où seulement les termes influents auront une signification. Les termes dits "de second ordre" sont toujours présents dans notre esprit et seront étudiés plus tard selon les résultats obtenus avec une approche au premier ordre. Nous avons essayé de repérer et de quantifier les différentes causes de production de pertes dans le matériau magnétique dites pertes fer.

Nous sommes conscients que les phénomènes dissipatifs, se produisant lors de la variation d'état du matériau, se situent à l'échelle des grains ou des domaines et qu'une modélisation devra interpréter ces phénomènes microscopiques. Mais l'observation des effets et des grandeurs physiques (B , H , T , pertes, résistivité, dimensions etc.) ne peut se faire qu'au niveau macroscopique. La modélisation que nous faisons ne tient compte que de ces grandeurs macroscopiques.

Dans un circuit magnétique, la connaissance du flux moyen est la plus aisée (loi de conservation) ensuite on peut en déduire l'induction B , qui peut être considérée comme la densité moyenne de flux. L'étude des flux et des inductions paraît plus appropriée pour le calcul des pertes. Une autre raison peut se trouver au niveau de l'arrangement en domaines du matériau magnétique. Ces domaines sont délimités par des parois, dites parois de Bloch. Sous l'effet d'un champ exciteur H extérieur, il se produit un alignement des domaines parallèlement à l'excitation et un déplacement de parois. Des variations de flux et des courants induits apparaissent au niveau des parois. Finalement c'est la variation du flux moyen au niveau de la tôle que l'on peut observer.

2.3.2. Recherche d'un modèle de pertes fer

La formulation classique des pertes fer décompose celles-ci en deux termes qui sont les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Pour une induction sinusoïdale, d'amplitude B_m et de fréquence f , les pertes volumiques peuvent s'exprimer avec la formulation suivante qui regroupe les deux types de pertes :

$$p_{\text{fer}} (\text{W} / \text{m}^3) = k B_m^\alpha f^\beta \quad \text{avec } 1 \leq \alpha \leq 2 \text{ et } 1 \leq \beta \leq 2$$

Une autre formulation séparant les deux types de pertes peut être faite.

$$p_{\text{fer}} (\text{W} / \text{m}^3) = (k_{h1} B_m + k_{h2} B_m^2) f + k_f B_m^2 f^2$$

Dans les deux cas, trois coefficients sont à déterminer. Des tests sur des échantillons assemblés sur des cadres de mesure normalisés et soumis à des inductions sinusoïdales d'amplitude et de fréquence déterminées permettent d'identifier la valeur des trois coefficients.

Pour le choix d'une modélisation des pertes fer, de nombreux travaux ont permis de développer des formulations prenant plus ou moins compte de la constitution des matériaux magnétiques.

Ayant opté pour une approche macroscopique, nous avons choisi de partir des formulations classiques valables pour une induction alternative sinusoïdale et de la modifier pour quelle soit utilisable avec des inductions non sinusoïdale et pouvant posséder une valeur moyenne non nulle.

2.3.2.1. Etape n°1

Lors de cette première étape, nous avons essayé de dégager les termes influents nous permettant de faire une première estimation des pertes fer compte tenu d'une forme distordue (non-sinusoïdale) de l'induction.

De nombreux travaux [17], [18], [19], [20], [21], [23] et [24] ont montré l'influence de la vitesse de variation dans le temps du vecteur induction. Nous trouverons donc dans la modélisation un terme correspondant à la vitesse de variation de l'induction.

La formulation en est la suivante :

$$P_{\text{fer}}(\text{W/m}^3) = \frac{1}{T} \int_0^T p(t).dt$$

avec $p(t) = H_c |dB/dt|$
 et $H_c = H_{co} + \alpha_p |dB/dt|$

H_{co} est le champ coercitif

α_p symbolise l'élargissement du cycle d'hystérésis dû à la vitesse de variation de $B(t)$.

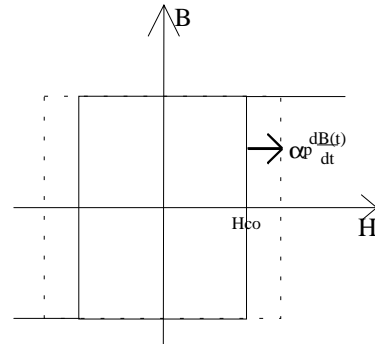


Fig.[2.18] : Modification du cycle d'hystérésis

2.3.2.2. Etape n°2

Avec le modèle précédent on peut penser que les pertes fer ne dépendent que de la tension, car celle-ci est directement responsable des dB/dt . Le modèle de pertes fer, sous tension rectangulaire est le suivant :

$$P_{\text{fer}} = H_{co} \frac{U}{nS} + \alpha_p \left(\frac{U}{nS} \right)^2$$

Une série de mesures, effectuées sur le dispositif présenté dans la partie 2.2.3 de ce chapitre alimenté par une tension constituée de crêteaux à hauteur constante et à fréquence variable, nous a indiqué qu'il en était autrement. En effet, comme on peut le voir sur la figure suivante, les pertes à tension constante sont plutôt en $1/f$.

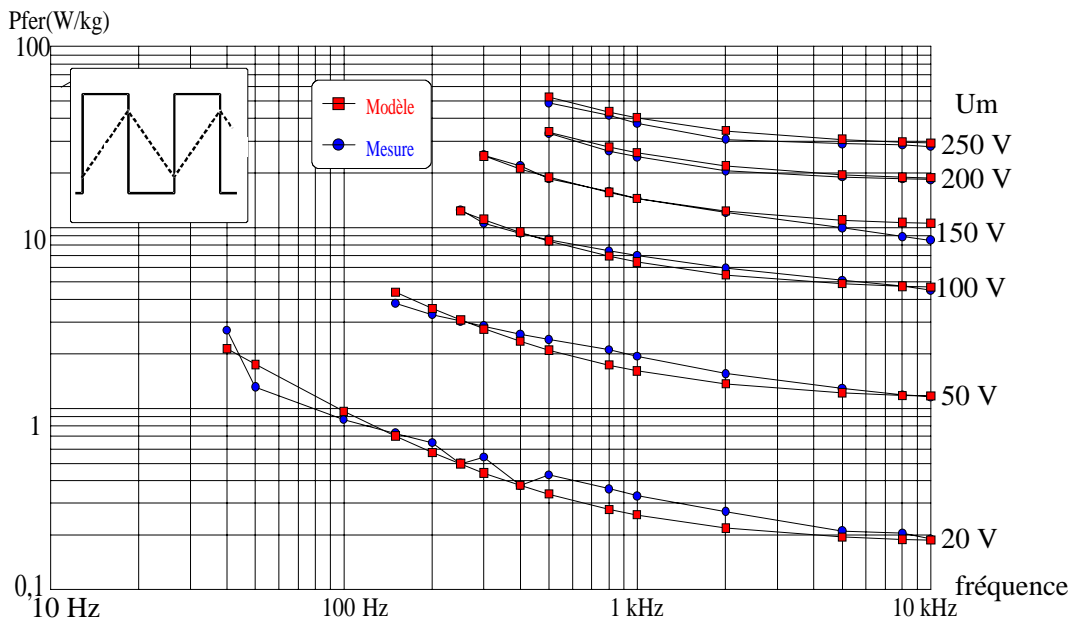


Fig.[2.19] : Pertes fer à tension constante en fonction de la fréquence

La partie des pertes fer correspondant aux pertes par hystérésis n'est pas modélisée de façon correcte. En effet, en remplaçant le terme représentatif de la tension par son expression en fonction de l'induction, nous trouvons pour les pertes par hystérésis le produit de l'induction par la fréquence, et non le produit de l'induction élevée à une puissance supérieure à l'unité par la fréquence.

Cela nous a amené à reprendre la modélisation et à en trouver une plus adéquate. Alors que dans le premier modèle H_{co} était constant, il nous apparaît judicieux qu'il soit fonction de l'induction maximale B_m . En effet, après une série de mesures, il est apparu que le terme H_{co} varie avec l'induction maximale. Une simple fonction du premier ordre permet d'apporter une solution approchée à ce problème. On prendra une fonction du premier ordre : $H_{co} = \alpha_c B_m$.

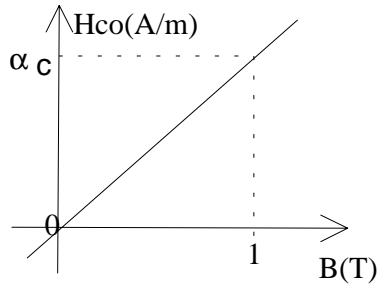


Fig.[2.20] : Fonction $H_{co}(B)$

La formulation devient :

$$p_{fer}(t) = \left| \frac{dB(t)}{dt} \right| \left[\alpha_c |B(t)| + \alpha_p \left| \frac{dB(t)}{dt} \right| \right]$$

$$P_{fer} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{fer}(t) dt$$

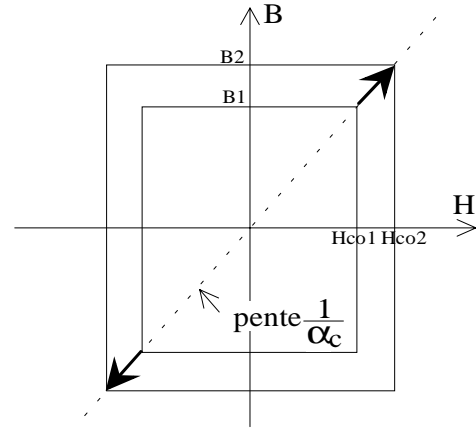


Fig.[2.21] : Modification du cycle d'hystérésis

L'introduction du coefficient α_c revient, au niveau de la formulation intégrale à considérer l'influence de $B_m^2 f$ dans l'expression classique des pertes par hystérésis.

2.3.3. Cas des inductions polarisées

Dans les machines à réluctance variable, l'induction est la plupart du temps polarisée. Cela est dû au principe même de fonctionnement. En effet, pendant une période électrique de fonctionnement, il y a une phase de magnétisation et une phase de démagnétisation. Et, en général, la démagnétisation est complète. Cela signifie que l'induction varie entre une valeur nulle et une valeur maximale.

2.3.4. Modèle adopté

Nous supposons que quelle que soit la forme de l'induction, la courbe P_{fer}/f , à induction maximale constante, est quasiment une droite dont l'ordonnée à l'origine est appelée énergie d'hystérésis et la pente représente l'énergie dissipée par courants de Foucault. Nous avons l'expression suivante :

$$P_{fer} (W/m^3) = P_h + P_{ec}$$

P_h représente les pertes dites par hystérésis

P_{ec} les pertes dites par courants de Foucault.

$$P_h = W_h f$$

$$W_h = k_{h1} \Delta B_{pp} + k_{h2} \Delta B_{pp}^2$$

ΔB_{pp} : variation totale de la densité de flux.

$$P_{ec} = \frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt$$

$$\alpha_p \approx \left(\frac{e_p^2}{12\rho} \right)$$

e_p : épaisseur de la tôle (m)

ρ : résistivité ($\Omega.m$)

Finalement la formulation des pertes fer est la suivante :

$$P_{fer} (W / m^3) = (k_{h1} \Delta B_{pp} + k_{h2} \Delta B_{pp}^2) f + \frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt$$

2.3.5. Modèle de Preisach Néel

Ce modèle [12] permet de déterminer le cycle statique $B(H)$ quel que soit la forme de H ou de B et donc de calculer le terme P_h des pertes fer. Ce modèle permet de valider deux observations quant à la modélisation présentée précédemment.

❶ Qu'effectivement, la forme de l'induction, n'influe pas sur la valeur de l'aire du cycle statique $B(H)$ et donc n'influe pas sur la valeur de W_h . Seule la valeur de l'induction crête est importante dans le cas d'une induction alternative.

❷ Que c'est l'excursion crête à crête de l'induction qui permet de déterminer W_h , dans le cas d'une induction polarisée et plus généralement pour tous les types d'induction. En effet la valeur de l'induction de polarisation influe peu sur l'allure du cycle d'hystérésis statique et donc sur la valeur de W_h .

Nous avons dans un premier temps, à partir d'une courbe de première aimantation et d'une courbe de cycle externe choisies de façon arbitraire (ces deux courbes sont nécessaires au calcul pour ce modèle), calculé les valeurs correspondantes des coefficients k_{h1} et k_{h2} dans le cas d'une induction alternative.

Pour cela, nous avons reconstruit le cycle $B(H)$ pour différentes valeurs de l'induction maximale B_m .

Comme $W_h = 2 k_{h1} B_m + 4 k_{h2} B_m^2$, nous en avons déduit $k_{h1} = 12.6$ et $k_{h2} = 9.6$.

Nous avons ensuite pour une induction polarisée, ici une induction de forme sinusoïdale redressée, reconstruit le cycle $B(H)$ et calculé son aire, nous permettant de calculer W_h .

Pour $B_m = 1.5$ T, nous avons comparé les résultats des deux modélisations.

Avec la formulation empirique, $W_h = k_{h1} B_m + k_{h2} B_m^2 = 39 \text{ J/m}^3$. Un calcul de la surface du cycle obtenue avec le modèle de Preisach Néel nous donne $W_h = 43 \text{ J/m}^3$. Soit une différence d'environ 7%.

Nous présentons ci-dessous des exemples de courbes obtenues avec le modèle de Preisach Néel.

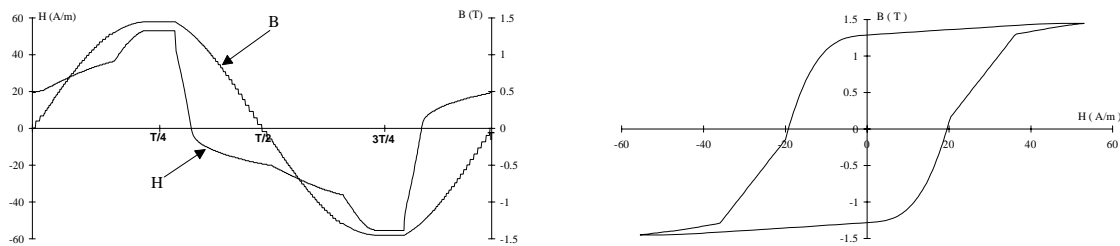


Fig.[2.22] : Induction sinusoïdale alternative

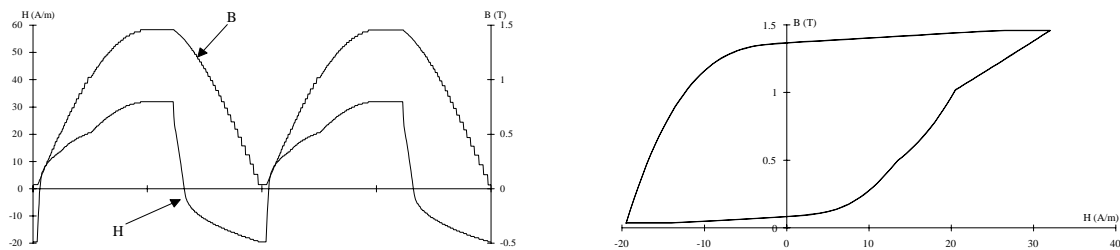


Fig.[2.23] : Induction sinusoïdale redressée (unipolaire)

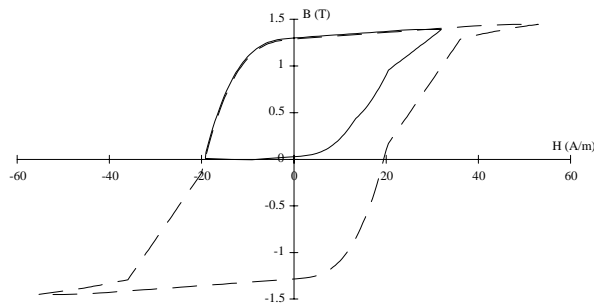


Fig.[2.24] : Superposition des deux cas

Ce modèle peut nous aider à déterminer les valeurs des coefficients k_{h1} et k_{h2} , du moment où l'on connaît la courbe de première aimantation et la courbe de cycle externe. Il peut aussi être introduit dans un code de calcul basé sur la méthode des éléments finis, ce qui permettra de connaître l'évolution de B et de H , au niveau du matériau et aussi d'étudier l'influence du matériau sur les valeurs instantanées des grandeurs magnétiques.

Ces deux derniers points n'ont pu faire l'objet d'études approfondies et je l'espère, nous aurons l'occasion de le faire ultérieurement.

2.3.6. Cas des cycles mineurs

Lorsque l'induction varie entre deux valeurs extrêmes (par exemple entre $-B_m$ et $+B_m$ dans le cas d'une induction alternative ou bipolaire ou entre 0 et $+B_m$ dans le cas d'une induction unipolaire) il peut arriver que sa variation ne soit pas monotone. Dans ce cas, il se produit un mini-cycle d'hystérésis à l'intérieur du cycle principal (voir fig. 2.25).

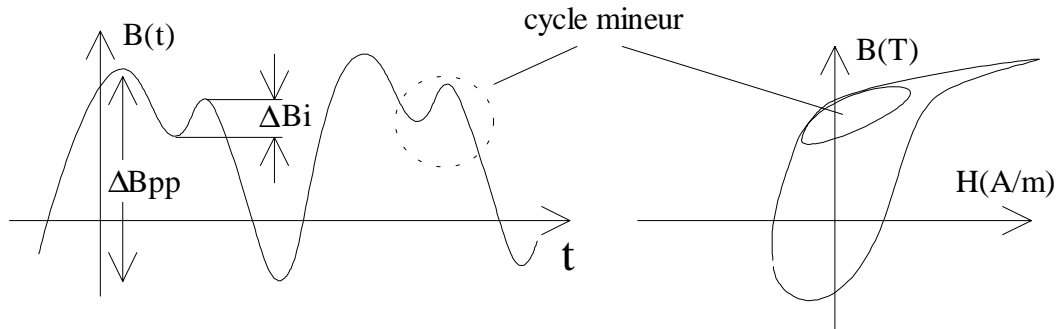


Fig.[2.25] : Induction avec cycles mineurs.

Ces cycles mineurs influent sur l'expression de l'énergie d'hystérésis [13], [16] et [50]. Leurs contributions sur le terme des pertes qui correspond aux pertes par courants de Foucault sont directement calculées avec p_{ec} (voir § 2.3.4).

La formulation pour l'énergie du cycle mineur est la même que celle utilisée pour le cycle principal :

$$W_i = k_{h1} \Delta B_i + k_{h2} \Delta B_i^2 \text{ avec } \Delta B_i \text{ variation de l'induction du cycle mineur.}$$

S'il y a n cycles mineurs dans une période du signal, l'expression des pertes fer devient :

$$P_{fer} (W / m^3) = (k_{h1} \Delta B_{pp} + k_{h2} \Delta B_{pp}^2) f + \frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + \left(\sum_{i=1}^n k_{h1} \Delta B_i + k_{h2} \Delta B_i^2 \right) f$$

2.3.7. Induction rotationnelle

Dans l'état actuel des recherches (réf : [15], [32], [37], [38] et [39]) sur les pertes fer en induction rotationnelle, c'est à dire quand il existe deux composantes du champ, les pertes sont estimées en additionnant les pertes dans les deux directions.

Il faut noter que même pour les tôles dites non-orientées, il existe une anisotropie des caractéristiques magnétiques. On peut estimer par exemple que pour des tôles Fe-Si (3% ; N.O.) les pertes pour un champ transverse sont 30% plus élevées que pour un champ longitudinal [32]. Il faut noter aussi que pour une induction proche de la saturation, les pertes pour un champ circulaire ($B_x = B_y$) tendent à diminuer. Mais le calcul pour un champ rotationnel quelconque s'avère pour l'instant difficile.

Nous nous en tenons à effectuer la somme des deux composantes. $P_{fer} = P_{fer_x} + P_{fer_y}$. Où P_{fer_x} représente les pertes fer selon l'axe x dues à B_x et où P_{fer_y} représente les pertes fer selon l'axe y dues à B_y .

Dans les MRVDS, comme dans les autres machines électriques, c'est dans les zones de denture que l'on retrouve une induction rotationnelle (voir chapitres 1 et 4).

2.3.8. Quelques exemples de valeurs de k_{h1} , k_{h2} , α_p

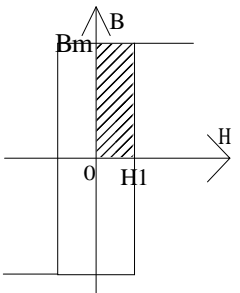
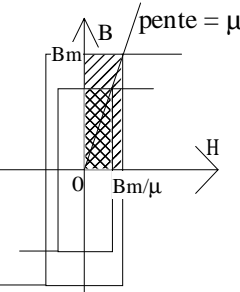
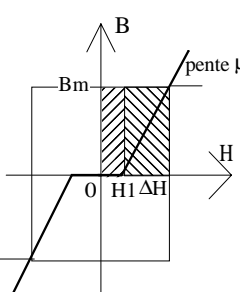
Matériau	Masse volumique (kg/m ³)	σ (Ω ⁻¹ m ⁻¹)	ρ (Ω m)	T Curie (°K)	Epaisseur de tôle (mm)	$P_{fer}(W/kg)$ f = 50 Hz $B_m=1.5T$	k_{h1} (A/m)	k_{h2} (A m/V s)	α_p (A m/V)
Fe-Si 3% N.O.	7600	2 10 ⁶	50 10 ⁻⁸	1020	0.5	6.5	12	90	0.065
"					0.35	2.6	5	40	0.022
"					0.1	1.72	8	26	0.0028
Fe-Ni 50-50	8250	4 10 ⁶	25 10 ⁻⁸	700	0.1	0.84	0	14	0.0018
Fe-Co 49-49 Va 2 %		2.5 10 ⁶	40 10 ⁻⁸	1220	0.1	3.65	88	32	0.0015

Les valeurs des coefficients k_{h1} , k_{h2} , α_p ont été déterminées à partir de données fournis par les constructeurs ou à partir d'informations issues d'articles scientifiques.

2.3.9. Interprétation graphique des coefficients k_{h1} , k_{h2}

Dans cette partie, nous avons essayé de façon graphique de faire le lien entre k_{h1} , k_{h2} et la courbe de première aimantation.

Nous faisons l'hypothèse que le matériau magnétique est à cycle d'hystérésis rectangulaire et possède $B_r \approx B_s$.

$k_{h2} = 0$		$\left. \begin{aligned} W_h &= 4 H_1 B_m \\ W_h &= 2 k_{h1} B_m \end{aligned} \right\} k_{h1} = 2 H_1$ <p>car :</p> $W_h = k_{h1} \Delta B_{pp} \text{ et } \Delta B_{pp} = 2 B_m$
$k_{h1} = 0$		$\left. \begin{aligned} W_h &= 4 \frac{B_m^2}{\mu} \\ W_h &= 4 k_{h2} B_m^2 \end{aligned} \right\} k_{h2} = \frac{1}{\mu}$ <p>car :</p> $W_h = k_{h2} \Delta B_{pp}^2 \text{ et } \Delta B_{pp} = 2 B_m$
k_{h1} et k_{h2} non nuls		$W_h = 4 H_1 B_m + 4 \Delta H B_m$ <p>et $B_m = \mu \Delta H$ d'où :</p> $\left\{ \begin{aligned} W_h &= 4 H_1 B_m + 4 \frac{B_m^2}{\mu} \\ W_h &= 2 k_{h1} B_m + 4 k_{h2} B_m^2 \end{aligned} \right.$ $k_{h1} = 2 H_1$ $k_{h2} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r}$

2.4. Comparaison modèle/mesures

2.4.1. Introduction

Après avoir déterminé les formes d'ondes d'induction que l'on retrouve dans les structures magnétiques étudiées, après avoir fait une sorte d'inventaire des formes d'ondes d'induction que l'on retrouve dans la plupart des systèmes magnétiques et après avoir établi une modélisation des pertes dans le circuit magnétique dues à l'onde d'induction, il nous reste à valider cette modélisation.

Cette validation devra se faire avec un maximum de formes d'ondes d'induction répertoriées.

Nous rappelons que les pertes "fer" dépendent :
 de la forme d'onde d'induction et
 de la valeur des coefficients du modèle propre au matériau
 (indépendants de la forme de $B(t)$)

Pour cette validation, nous utilisons soit des mesures que nous avons effectuées soit des mesures effectuées et publiées par d'autres chercheurs. Pour que cela soit possible, il faut disposer d'une part de données nous permettant de déterminer les valeurs des coefficients propres au matériau magnétique et d'autres part de formes d'ondes couvrant un spectre assez large.

2.4.2. Détermination des coefficients k_{h1} , k_{h2} , α_p du modèle

Pour déterminer la valeur des coefficients du modèle k_{h1} , k_{h2} et α_p , nous avons décidé d'utiliser deux types d'ondes particulières. La première est la classique induction sinusoïdale, dont les grandeurs caractéristiques sont l'amplitude maximale et la fréquence, et la deuxième est une induction de forme triangulaire, obtenue aisément en alimentant le système magnétique à l'aide du convertisseur continu-continu de puissance qui délivre "naturellement" des tensions de forme rectangulaire et dont les grandeurs caractéristiques sont aussi l'amplitude maximale et la fréquence.

2.4.2.1. Détermination dans le cas d'une induction sinusoïdale

Pour une induction sinusoïdale l'expression des pertes fer est :

$$P_{\text{fer}} (\text{W/m}^3) = [k_{h1}(2B_m) + k_{h2}(2B_m)^2] f + 2 \pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2$$

a - Méthode numérique

Cette méthode consiste à déterminer les valeurs des coefficients qui permettent d'approximer "au mieux" les courbes de pertes fer en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de B_m . Nous pouvons par exemple appliquer une méthode qui minimise l'erreur quadratique relative entre les mesures et le modèle. Afin d'augmenter la précision de la méthode, un nombre suffisant de mesures est nécessaire.

b - Méthode graphique

la pente de la courbe P_{fer}/f est égale à $2 \pi^2 \alpha_p B_m^2$. Ce qui permet de déterminer α_p .
L'ordonnée à l'origine est égale à $W_h = 2 k_{h1} B_m + 4 k_{h2} B_m^2$

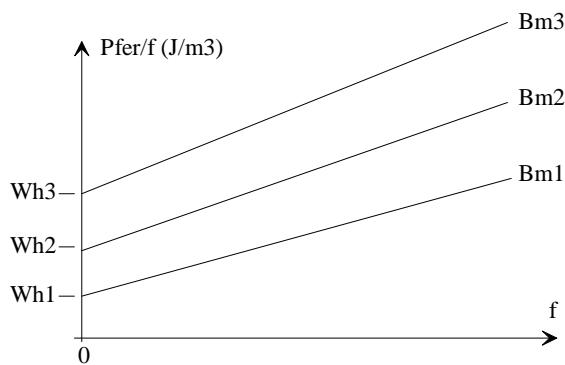


Fig.[2.26] : Courbe pertes fer / fréquence

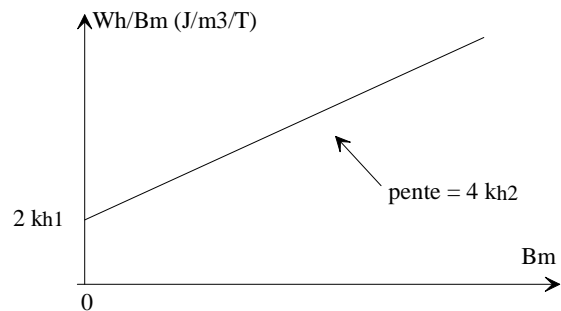


Fig.[2.27] : Courbe pour la détermination de k_{h1} et de k_{h2}

Cette méthode graphique est classique quand il s'agit de tracer la courbe P_{fer} / f . L'introduction des deux coefficients nécessite d'aller plus loin dans son exploitation. Il suffit de tracer la courbe W_h / B_m en fonction de B_m . L'ordonnée à l'origine permet d'obtenir k_{h1} et la pente de la courbe permet d'obtenir k_{h2} .

2.4.2.2. Détermination dans le cas d'une induction triangulaire

Dans le cas d'une induction triangulaire non polarisée, où l'induction varie entre $\pm B_m$, l'expression des pertes fer est :

$$P_{\text{fer}} (\text{W/m}^3) = [k_{h1}(2B_m) + k_{h2}(2B_m)^2] f + 16 \alpha_p B_m^2 f^2$$

Il est possible de transformer cette expression en sachant que l'induction est obtenue avec une tension en créneaux de hauteur $\pm U_m$. On peut donc relier la valeur de B_m et celle de U_m avec :

$$B_m = \frac{U_m T}{nS} \quad \text{où } n \text{ représente le nombre de spires et } S \text{ la section du circuit magnétique.}$$

$$P_{\text{fer}} (\text{W/m}^3) = \frac{k_{h1}}{2} \left(\frac{U_m}{nS} \right) + \left(\frac{U_m}{nS} \right)^2 \left[\frac{k_{h2}}{4f} + \alpha_p \right]$$

Nous avons tracé trois courbes liant l'expression des pertes fer à la fréquence. Les trois courbes, qui ne sont que des exemples, sont paramétrées par les tensions U_{m1} , U_{m2} et U_{m3} .

Sur le graphique suivant, nous avons aussi superposé les courbes asymptotiques qui vont nous permettre de faire la détermination graphique des coefficients k_{h1} , k_{h2} et α_p .

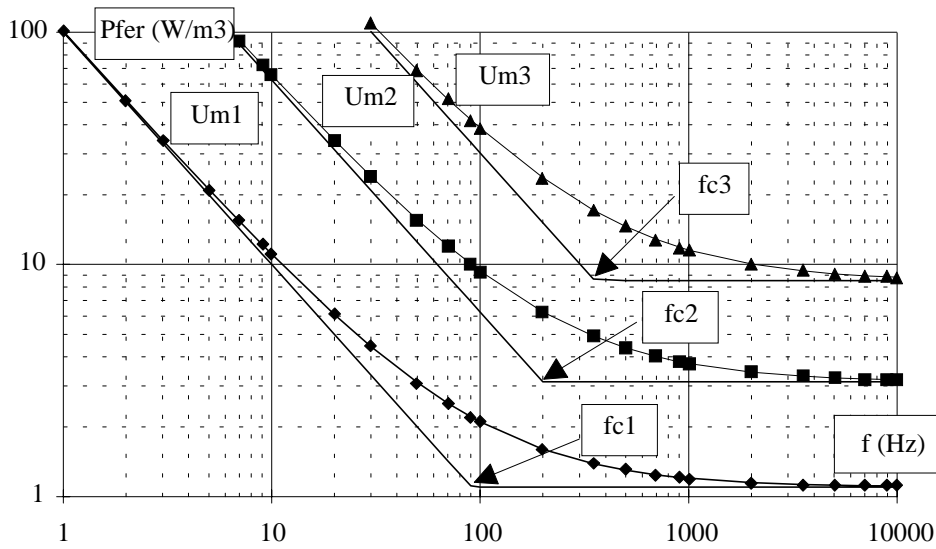


Fig.[2.28] : Courbes de pertes fer sous tension rectangulaire

a - Méthode numérique

Méthode identique à la détermination numérique dans le cas d'une induction sinusoïdale.

b - Méthode graphique

A partir des mesures de pertes fer effectuées en fonction de la fréquence et pour différentes valeurs de U_m , et en traçant les courbes asymptotiques, il est possible de déterminer graphiquement les valeurs des coefficients du modèle.

Il y a deux asymptotes.

La première a pour expression :

$$A_1(f, U_m) = \left(\frac{U_m}{nS} \right)^2 \left(\frac{k_{h2}}{4f} \right) \text{ pour } f \rightarrow 0$$

La deuxième a pour expression :

$$A_2(U_m) = \frac{k_{h1}}{2} \left(\frac{U_m}{nS} \right) + \alpha_p \left(\frac{U_m}{nS} \right)^2 \text{ pour } f \rightarrow \infty$$

L'asymptote A_2 tend vers une valeur indépendante de la fréquence et a pour variable U_m .

En traçant la courbe $A_2 / U_m / nS$, en fonction de U_m / nS , l'ordonnée à l'origine permet d'obtenir k_{h1} et la pente de la courbe permet d'obtenir α_p .

L'intersection des deux asymptotes se produit pour la fréquence f_c dont l'expression est :

$$f_c = \frac{\frac{k_{h2}}{4} \left(\frac{U_m}{nS} \right)}{\frac{k_{h1}}{2} + \alpha_p \left(\frac{U_m}{nS} \right)}$$

Ce qui permet de calculer k_{h2} avec :

$$k_{h2} = \left(\frac{2k_{h1}}{\left(\frac{U_m}{nS} \right)} + 4\alpha_p \right) f_c$$

2.4.3. Comparaison mesures / modèle

Dans cette partie, nous allons, d'une part, comparer des mesures de pertes fer pour des formes d'onde d'induction données et, d'autre part, la formulation des pertes qui s'appuie sur le modèle de pertes fer et qui dépend de la forme d'onde de l'induction. Pour mener à bien cette comparaison, nous avons utilisé aussi bien des mesures que nous avons effectuées que des données que nous avons extraites d'articles.

2.4.3.1. Induction trapézoïdale

Les différents termes permettant de caractériser cette induction ont été présentés dans la partie 2.2.2 de ce chapitre. Pour une induction de forme trapézoïdale, les pertes fer ont pour expression :

$$P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = \left(2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 \right) f + \frac{8\alpha_p B_m^2 f}{\tau}$$

Les relevés expérimentaux ont été extraits des articles [18], [20], [21].

L'induction maximale B_m est maintenue constante et la grandeur variable est dB/dt . Cela revient à faire varier la fréquence.

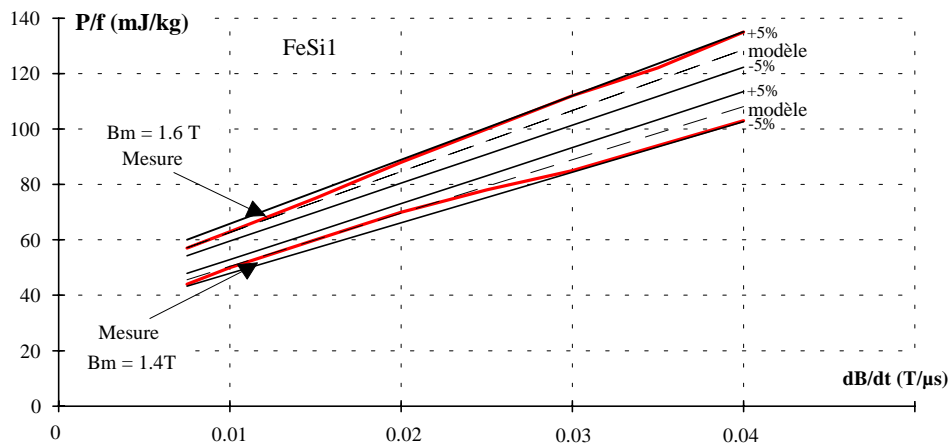


Fig.[2.29] : Courbes pertes fer / fréquence pour échantillon FeSi1

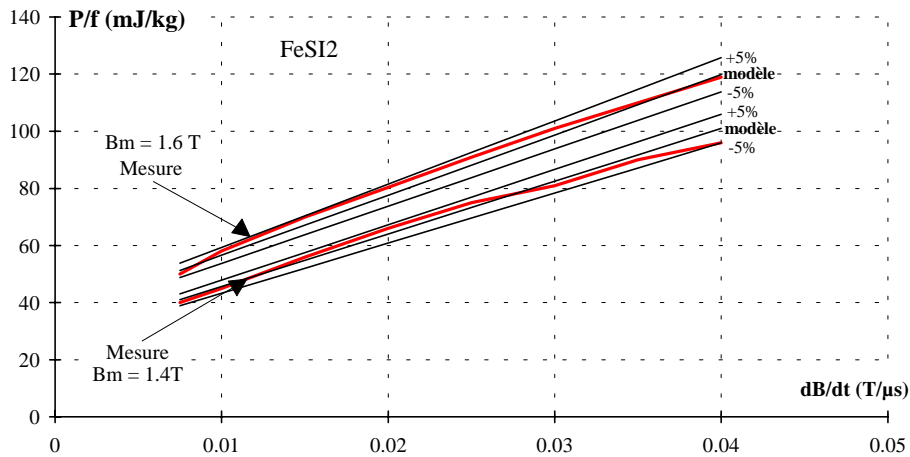


Fig.[2.30] : Courbes pertes fer / fréquence pour échantillon FeSi2

A partir des courbes de pertes spécifiques par cycle en fonction de dB/dt à B_m fixée (1.4 T ou 1.6 T), il nous est permis de déterminer les coefficients k_{h1} , k_{h2} et α_p et ceci pour les deux échantillons fer silicium (Fe-97%;Si-3%) à grains orientés appelés FeSi1 et FeSi2.

L'épaisseur des tôles est de 0.1 mm et nous avons pris une masse volumique de 7600 kg/m^3 . Ce qui nous donne :

Echantillon	k_{h1}	k_{h2}	α_p
FeSi1	0	32	0.00275
FeSi2	0	28	0.00264

Cependant la détermination de k_{h1} , k_{h2} et α_p nécessite des mesures avec plus de valeurs de B_m .

De plus, les valeurs de B_m adoptées (1.4 T et 1.6 T) sont proches l'une de l'autre.

Nous avons donc opté de privilégier k_{h2} par rapport à k_{h1} et d'annuler k_{h1} .

Nous allons maintenant comparer les autres courbes de pertes spécifiques où la variable est le temps de montée τ .

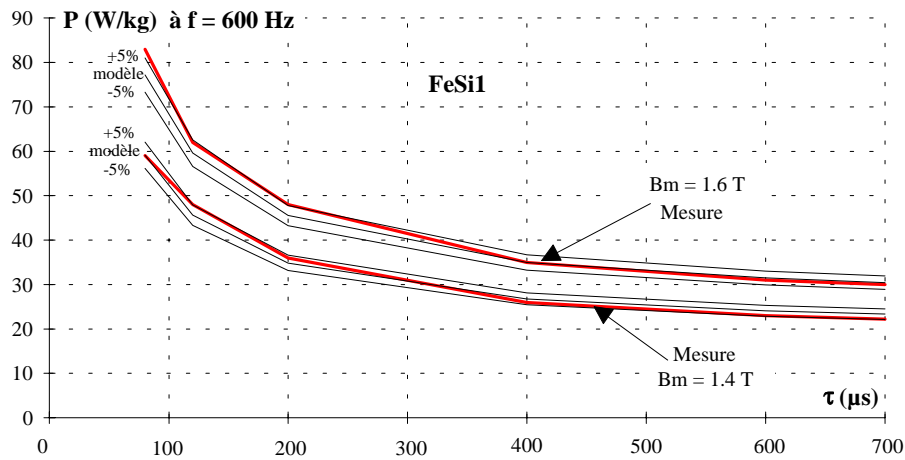


Fig.[2.31] : Courbe de pertes fer pour l'échantillon FeSi1

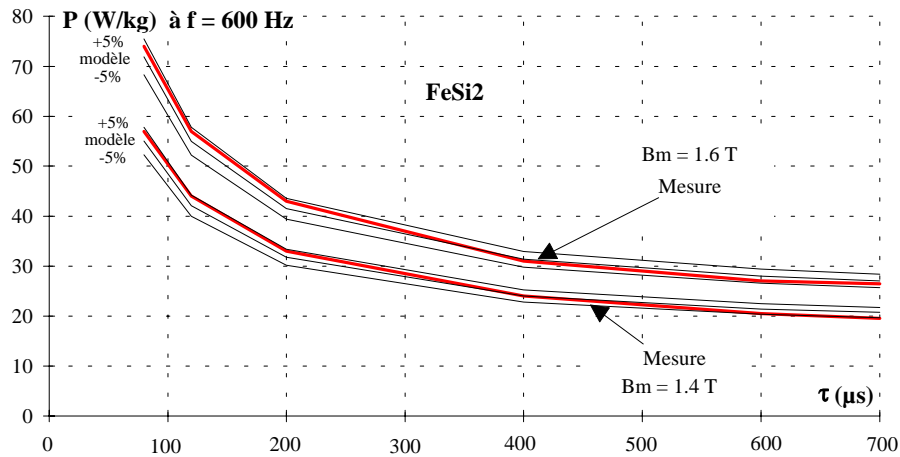


Fig.[2.32] : Courbe de pertes fer pour l'échantillon FeSi2

Remarque :

Il existe une valeur du temps de montée pour laquelle les pertes fer en induction trapézoïdale ont la même valeur que pour une induction sinusoïdale [54].

L'expression des pertes fer volumiques pour une induction sinusoïdale est égale à :

$$P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = \left(2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 \right) f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2$$

$$\text{et } 2\pi^2 = 19.74$$

Pour un temps de montée est égal à $\frac{8.1}{10} \frac{T}{2}$ l'expression des pertes fer volumiques pour une induction trapézoïdale devient :

$$P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = \left(2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 \right) f + 19.75 \alpha_p B_m^2 f^2$$

Cela signifie que les pertes fer ont la même valeur dans le cas d'une induction sinusoïdale et dans le cas d'une induction trapézoïdale où le temps de montée est $\tau = \frac{8.1}{10} \frac{T}{2}$ (ce qui correspond à un angle de 146°), ceci à induction maximale B_m et à fréquence f fixées.

2.4.3.2. Induction polarisée

Les différents termes permettant de caractériser cette induction ont été présentés dans la partie 2.2.3 de ce chapitre. Les mesures ont été effectuées sur un ensemble de tôles ferromagnétiques en FeSi_3% N.O d'épaisseur 0.5 mm. Le dispositif de commande et de mesure a été décrit précédemment (voir chapitre 2, partie 2.2.3).

2.4.3.2.1. Identification des paramètres k_{h1} , k_{h2} et α_p

Nous avons effectué des mesures de pertes fer en induction sinusoïdale à valeur moyenne nulle pour différentes inductions maximales et différentes fréquences. Les résultats sont présentés sur la figure suivante :

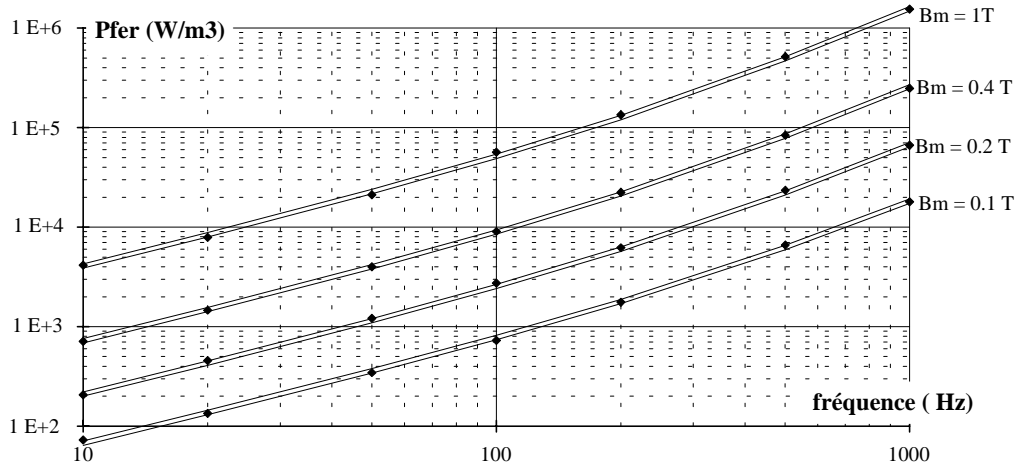


Fig.[2.33] : (mesure ◆ ; modèle +5% et modèle -5%)

Le modèle de pertes en induction sinusoïdale alternative est : $P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = \left(2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 \right) f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2$

Une identification basée sur la minimisation de l'erreur quadratique nous donne :

k_{h1}	k_{h2}	α_p
15	92	0.0593

2.4.3.2.2. Induction polarisée

L'induction est sinusoïdale avec une composante continue égale à l'amplitude de la composante alternative.

Le modèle de pertes est : $P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = \left(k_{h1} B_{cc} + k_{h2} B_{cc}^2 \right) f + \frac{\pi^2}{2} \alpha_p B_{cc}^2 f^2$ avec B_{cc} = induction crête-crête.

Pour comparer les mesures avec le modèle, nous gardons les valeurs des coefficients calculées précédemment.

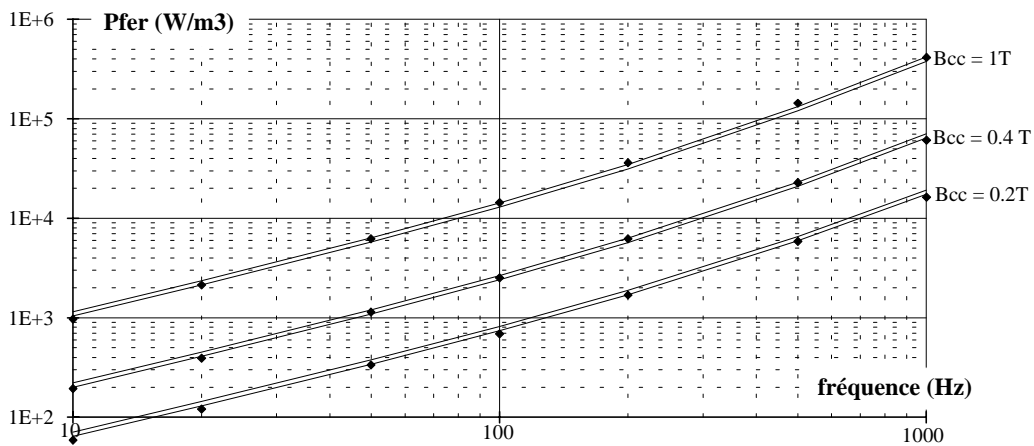


Fig.[2.34] : (mesure ◆ ; modèle +5% et modèle -5%)

2.4.3.2.3. Induction à plusieurs alternances du même signe

Les différents termes permettant de caractériser cette induction ont été présentés dans la partie 2.2.3 de ce chapitre. L'induction est alternative, sans composante continue mais avec deux ou trois alternances du même signe. Pour la comparaison modèle / mesures, les valeurs des coefficients sont inchangées.

a - Induction avec 2 alternances du même signe

Le modèle de pertes est : $P_{\text{fer}} (\text{W} / \text{m}^3) = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 + 2(k_{h1} B_m + k_{h2} B_m^2))f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 (2f)^2$

Bm (T)	f (Hz)	mesure (W)	modèle (W)	erreur (%)
0.2	10	0.106	0.10	3
0.2	20	0.224	0.22	3
0.2	50	0.658	0.63	5
0.5	10	0.56	0.52	8
0.5	20	1.24	1.10	11
0.5	50	3.83	3.27	15
1	10	1.85	1.90	-3
1	20	4.15	4.07	2
1	50	13.05	12.22	6

b- Induction avec 3 alternances du même signe

Le modèle de pertes est : $P_{\text{fer}} (\text{W} / \text{m}^3) = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 + 4(k_{h1} B_m + k_{h2} B_m^2))f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 (3f)^2$

Bm (T)	f (Hz)	mesure (W)	modèle (W)	erreur (%)
0.2	10	0.145	0.15	-2.4
0.2	20	0.311	0.32	-3.3
0.2	50	0.92	0.99	-7.2
0.5	10	0.82	0.74	10.3
0.5	20	1.86	1.62	12.7
0.5	50	5.85	5.20	11.0
1	10	2.73	2.69	1.6
1	20	6.3	5.98	5.0
1	50	19.7	19.54	0.8

2.3.3.4. Induction sinusoïdale + composantes harmoniques

Cette série de mesures permet de mettre en évidence l'influence du déphasage et des harmoniques sur le terme dit "d'hystérésis" (proportionnel à f) des pertes fer et de montrer que le calcul du terme dit "de pertes par courants de Foucault" (proportionnel à f²) est la somme des pertes de chaque composante harmonique et ceci quel que soit le déphasage.

Ces remarques sont valables si l'on fait l'étude à B₁ (induction maximale du fondamental) et B_i (induction maximale des harmoniques) fixés. Le paramètre réglable étant le déphasage des B_i (composante harmonique de rang i) par rapport à B₁ (fondamental).

Des données expérimentales peuvent étre trouvées dans les publications [27], [31], [54].

2.4.3.3. MLI (Modulation de largeur d'impulsion)

Les données expérimentales ont été extraites de [54].

Une étape préliminaire va consister à caractériser les échantillons utilisés.

Trois types d'échantillons ont été utilisés. Le premier est un Fe-Si à grains orientés de haute induction à saturation désigné par Hi-B, ayant une épaisseur de 0.29 mm avec des pertes spécifiques à 50 Hz et à 1.7 T égales à 1.1 W/kg.

Les 2 autres sont des Fe-Si 3% à grains non orientés désignés par NO-35 (0.35 mm) et NO-52 (0.52 mm).

Nous n'utilisons que les données relatives aux échantillons NO-35 et Hi-B.

La courbe P_{fer} / f en fonction de la fréquence lorsque les échantillons sont excités avec une tension sinusoïdale ([54] chap.VI. page 80) nous permettent de déterminer les valeurs des paramètres k_{h1} , k_{h2} et α_p . Les unités ont été converties, de mJ/kg en J/m³. Une masse volumique de 7600 kg/m³ a été adoptée.

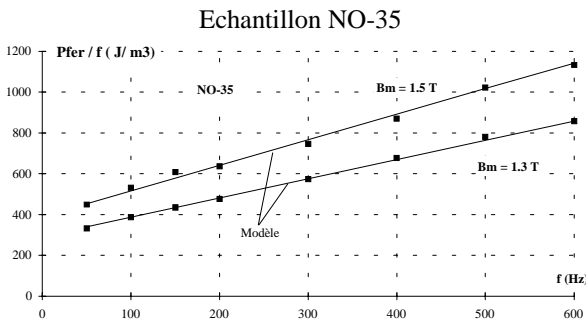


Fig.[2.35] : Courbes P_{fer}/f pour l'échantillon NO-35

k_{h1}	k_{h2}	α_p
0	43	0.0282

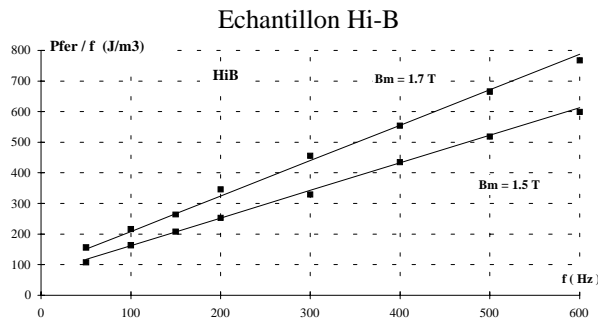


Fig.[2.36] : Courbes P_{fer}/f pour l'échantillon Hi-B

k_{h1}	k_{h2}	α_p
0	8	0.0203

2.4.3.3.1. MLI 3 niveaux

Exemple de tension MLI 3 niveaux (l'exemple sert aux mesures de pertes fer p. 85 de [54])

$d = 0.8$ cela signifie que le fondamental de la tension a une amplitude de 0.8 E.

$m = 9$ cela signifie que les $m-1 = 8$ premiers harmoniques impairs sont nuls.

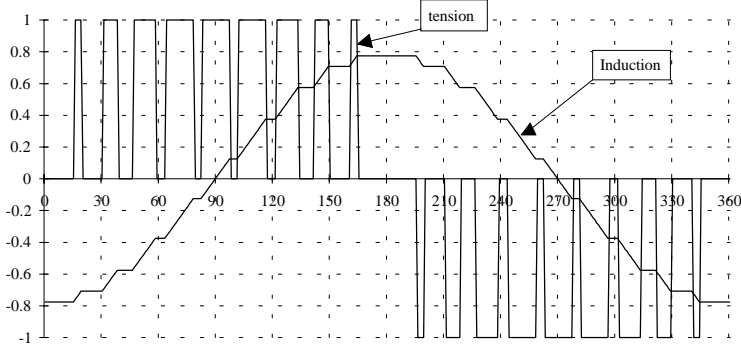


Fig.[2.37] : Tension et induction pour une MLI 3 niveaux avec $d = 0.8$ et $m = 9$

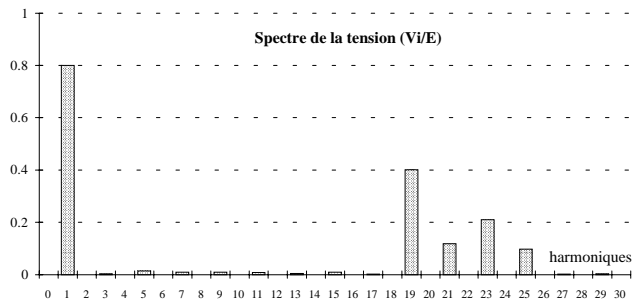


Fig.[2.38] : Spectre fréquentiel de la tension

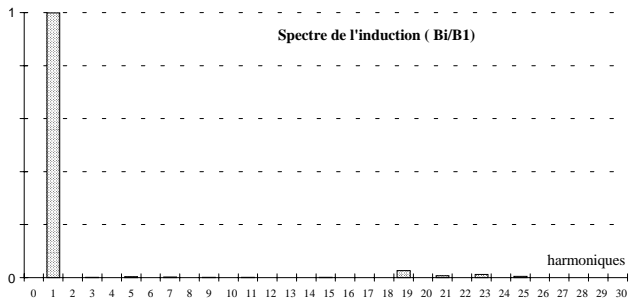


Fig.[2.39] : Spectre fréquentiel de l'induction

Pour une induction obtenue à partir d'une tension MLI 3 niveaux les pertes fer ont pour expression :

$$P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = \left(2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 \right) f + \frac{8\alpha_p B_m^2 f}{\sum_{i=1}^m \tau_i}$$

f : fréquence du fondamental et $\sum_{i=1}^m \tau_i$ = somme des instants sur $T/2$ où la tension est égale à E .

Données expérimentales et comparaison avec le modèle pour l'échantillon NO-35

		$B_m = 1.3 \text{ T}$				$B_m = 1.5 \text{ T}$			
f (Hz)	$\Sigma \tau$ (ms)	Mesure (mJ/kg)	Mesure (J/m ³)	Modèle (J/m ³)	erreur (%)	Mesure (mJ/kg)	Mesure (J/m ³)	Modèle (J/m ³)	erreur (%)
25	10.1	41	313	331	6	57	432	441	2
50	5.05	47	358	369	3	64	484	491	1
75	3.37	53	402	407	1	69	522	541	4
100	2.53	59	447	444	-1	75	574	592	3
150	1.68	69	522	520	0	88	671	692	3
200	1.26	79	604	595	-1	101	767	793	3

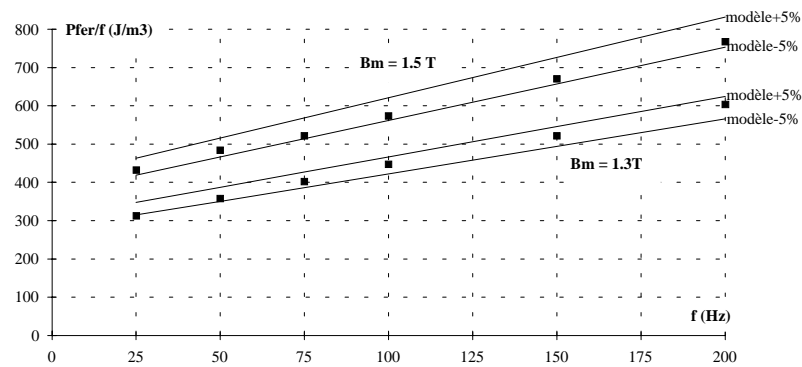


Fig.[2.40] : Courbes P_{fer}/f pour l'échantillon NO-35

Données expérimentales et comparaison avec le modèle pour l'échantillon HiB

		$B_m = 1.5 \text{ T}$				$B_m = 1.7 \text{ T}$			
f (Hz)	$\Sigma \tau$ (ms)	Mesure (mJ/kg)	Mesure (J/m ³)	Modèle (J/m ³)	erreur (%)	Mesure (mJ/kg)	Mesure (J/m ³)	Modèle (J/m ³)	erreur (%)
25	10.1	15	116	108	-6	21	161	139	-14
50	5.05	20	156	144	-7	28	216	185	-14
75	3.37	25	191	181	-5	35	266	232	-13
100	2.53	30	226	217	-4	41	312	278	-11
150	1.68	38	286	289	1	52	397	371	-6
200	1.26	48	367	361	-1	65	492	464	-6

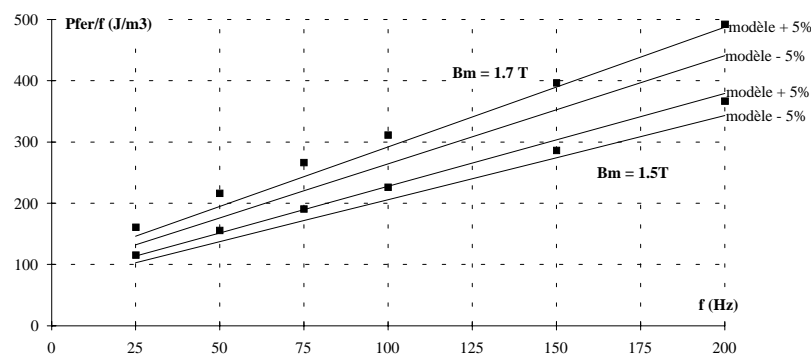


Fig.[2.41] : Courbes P_{fer}/f pour l'échantillon Hi-B

2.4.3.3.2. MLI 2 niveaux

Exemple de tension MLI 2 niveaux (l'exemple sert aux mesures de pertes fer p. 89 de [54])

$d = 0.8$ cela signifie que l'amplitude du fondamental de la tension est égal à $0.8 E$

$m = 5$ cela signifie que les 4 premières composantes harmoniques impaires sont nulles

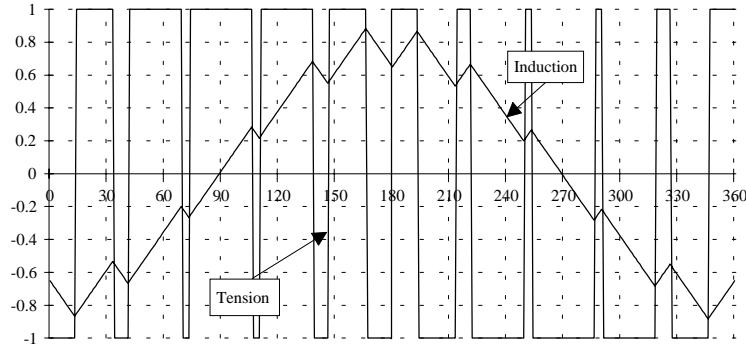


Fig.[2.42] : Tension et induction pour une MLI 2 niveaux avec $d = 0.8$ et $m = 5$

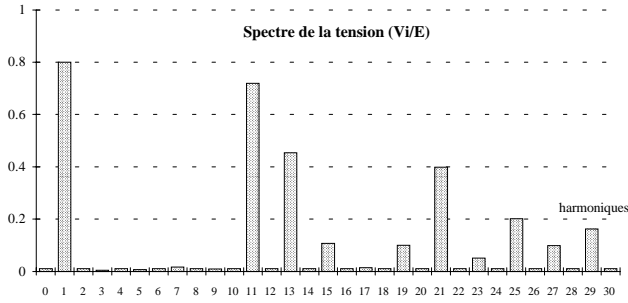


Fig.[2.43] : Spectre en fréquence de la tension

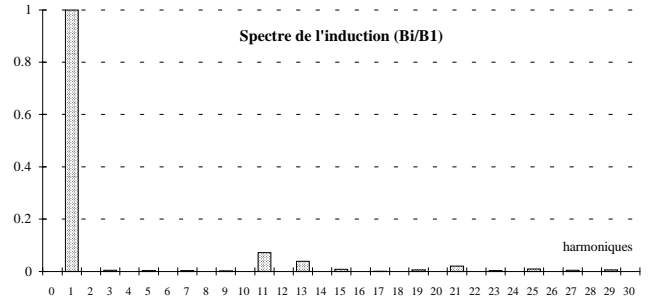


Fig.[2.44] : Spectre en fréquence de l'induction

Pour une induction obtenue à partir d'une tension MLI 2 niveaux les pertes fer ont pour expression :

$$Pf(W/m^3) = \left\{ \left[2k_{h1} B_1 + 4k_{h2} B_1^2 + 2m \left(k_{h1} \frac{B_1 \omega}{md} \left(\frac{T}{2} - \sum_{i=1}^m \tau_i \right) + k_{h2} \left(\frac{B_1 \omega}{md} \left(\frac{T}{2} - \sum_{i=1}^m \tau_i \right) \right)^2 \right) \right] f + \alpha_p \left(\frac{B_1 \omega}{d} \right)^2 \right\}$$

$$B_1 = \frac{d}{\omega} \frac{E}{nS} \quad \omega = 2\pi f$$

Expression des m cycles mineurs sur $\left[0; \frac{T}{2} \right]$

$$\Delta B_i = \frac{E}{nS} \tau_i' \quad \langle \Delta B_i \rangle = \frac{1}{m} \left(\sum_{i=1}^m \frac{E}{nS} \tau_i' \right) = \frac{1}{m} \frac{E}{nS} \left(\frac{T}{2} - \sum_{i=1}^m \tau_i \right)$$

Données expérimentales et comparaison avec le modèle pour l'échantillon NO-35 (voir [54] p. 89)

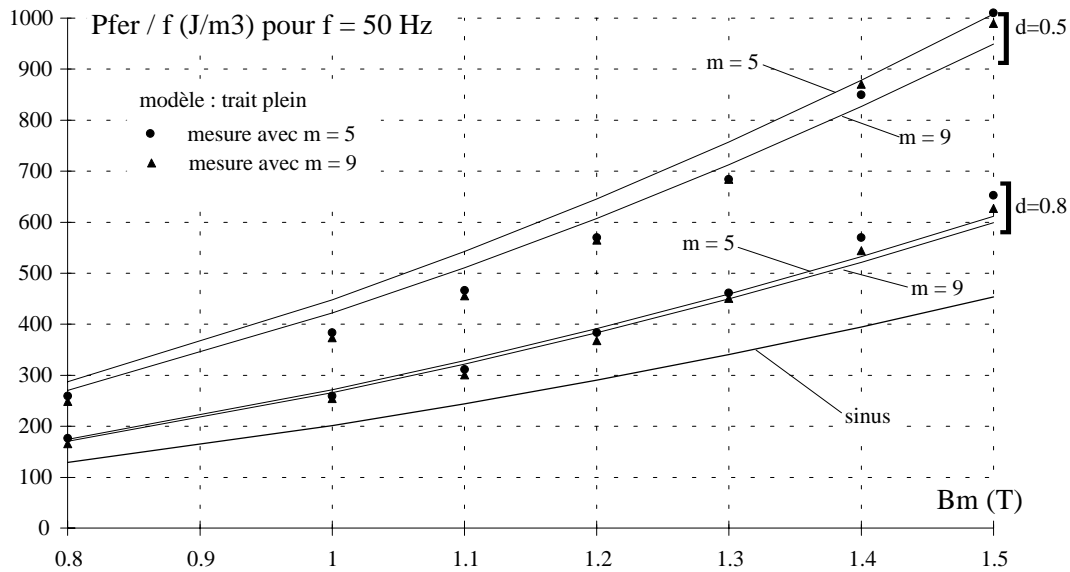


Fig.[2.45] : Courbes de pertes fer pour deux indices et deux profondeurs de modulation

B_m (T)	Mesure (J/m³)				Modèle (J/m³)				erreur (%)			
	m = 5 d= 0.5	m = 5 d= 0.8	m = 9 d= 0.5	m = 9 d= 0.8	m = 5 d= 0.5	m = 5 d= 0.8	m = 9 d= 0.5	m = 9 d= 0.8	m = 5 d= 0.5	m = 5 d= 0.8	m = 9 d= 0.5	m = 9 d= 0.8
0.8	259	176	249	166	287	174	270	170	10.7	-1.3	8.5	2.7
1	383	259	373	254	448	272	422	266	16.9	4.9	13.1	4.8
1.1	466	311	456	301	542	329	510	322	16.3	5.8	11.9	7.1
1.2	570	383	565	368	645	391	607	383	13.2	2.1	7.6	4.1
1.3	684	461	684	451	757	459	713	450	10.7	-0.4	4.2	-0.3
1.4	850	570	871	544	878	533	827	522	3.3	-6.6	-5.0	-4.1
1.5	1010	653	990	627	1008	611	949	599	-0.2	-6.4	-4.1	-4.5

2.4.3.3.3. comparaison MLI 2 niveaux et MLI 3 niveaux

Nous traitons un exemple pour l'échantillon NO-35 avec B_1 (amplitude du fondamental) égale à 1.3T et à 1.5 T et avec les MLI caractérisées par $m = 9$ et $d = 0.8$.

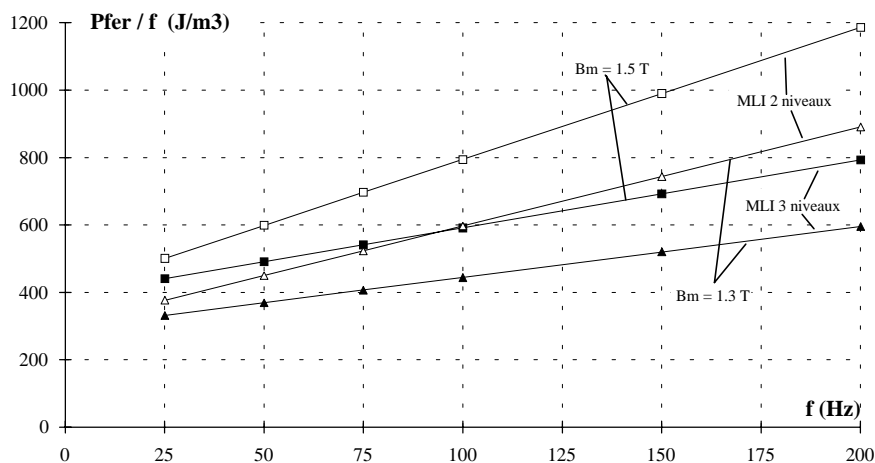


Fig.[2.46] : Comparaison des pertes fer avec une MLI 2 niveaux et une MLI 3 niveaux

2.5. Prédétermination des coefficients k_{h1} , k_{h2} , α_p du modèle de pertes fer

Nous avons vu que pour calculer les pertes fer, l'allure de l'induction est influente, mais que les caractéristiques des tôles le sont aussi. Dans la modélisation proposée, elles se matérialisent dans trois coefficients que l'on doit connaître avant de faire tout calcul. Pour cela, nous proposons dans ce chapitre deux méthodes. La première nécessite des données du constructeur telles que les pertes massiques à induction et fréquence données. La seconde permet de caractériser les tôles sur le moteur construit et donc de tenir compte des modifications de caractéristiques dues aux différents traitements de mise en forme infligés aux tôles [42], [52] et [53].

2.5.1. Détermination à partir des données du constructeur de la tôle

Cette méthode de détermination utilise les données du constructeur et la formulation, faisant intervenir les trois coefficients à déterminer, des pertes en induction sinusoïdale (forme d'onde utilisée pour caractériser les tôles).

Nous rappelons que pour une induction sinusoïdale, la formule intégrale des pertes fer est donnée par :

$$P_{\text{fer}} (\text{W} / \text{m}^3) = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2) f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2$$

Pour déterminer α_p , il faut connaître l'épaisseur des tôles et leur résistivité :

$$\alpha_p = \frac{e_p^2}{12\rho}$$

e_p : épaisseur des tôles
 ρ : résistivité en $\Omega \cdot \text{m}$

k_{h1} est considéré comme ayant une valeur nulle car l'influence de k_{h2} est prépondérante et en général, une seule donnée de densité de pertes est donnée. Ce qui donne :

$$k_{h2} = \frac{P\rho_v - 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2}{4 B_m^2 f}$$

P = pertes en W/kg
 ρ_v masse volumique en kg/m^3 .
pour B_m donnée (1 T ou 1.5 T)
et à f donnée (50 Hz ou 400 Hz).

Application numérique:

tôle FeSi_3% $e_p = 0.5 \text{ mm}$; $\rho = 5010^{-8} \Omega \cdot \text{m}$; $\rho_v = 7600 \text{ kg} / \text{m}^3$

Pertes pour $B_m = 1 \text{ T}$ et $f = 50 \text{ Hz}$ $P = 5.5 \text{ W/kg}$

$$\alpha_p = 0.065$$

$$k_{h1} = 0 ; k_{h2} = 76$$

Remarque : il est aussi possible d'obtenir du constructeur des courbes de pertes fer pour différentes valeurs maximales de l'induction et aussi pour différentes fréquences mais toujours pour des inductions sinusoïdales.

2.5.2. Identification des coefficients sur le moteur construit

La méthode précédente de détermination se base sur les données constructeur (résistivité, pertes à $B_m, f \dots$), mais il est apparu que les caractéristiques magnétiques des tôles évoluent avec les traitements mécaniques et thermiques nécessaires à la construction du moteur. C'est pourquoi une identification des coefficients sur l'actionneur déjà construit est utile. Dans le cas d'une machine à réluctance variable grosses dents, cette détermination est possible à mettre en oeuvre et nécessite peu d'appareils de commande supplémentaires.

2.5.2.1. Schéma du montage

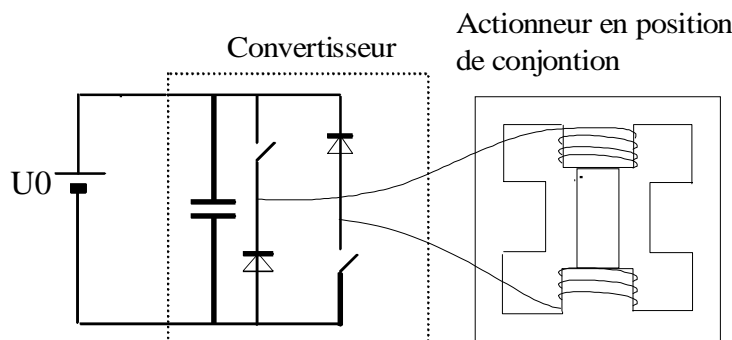


fig.[2.47] : Schéma du montage

2.5.2.2. Principe de la méthode proposée

Nous proposons la méthode suivante :

- ❶ L'actionneur est alimenté par une seule phase, le rotor étant bloqué de telle manière que l'inductance de la phase soit maximale (position de conjonction). On peut noter que cette position est stable et qu'un blocage mécanique externe est a priori inutile.
- ❷ Pour alimenter la machine, il y a deux solutions :
 - a - On peut utiliser son convertisseur statique associé. Un générateur de signaux fournit les impulsions de commande des transistors. La tension ainsi fournie à la phase de l'actionneur a une forme rectangulaire de rapport cyclique variable de 0 à 0.5 et de fréquence variable connue.
 - b - Il est aussi possible d'utiliser un amplificateur de tension linéaire piloté par un générateur de signaux.

Des essais à amplitude de tension constante (réglable) et pour différentes fréquences sont à effectuer.

On obtient ainsi, en mesurant la puissance fournie à la phase et en enlevant les pertes Joule, les pertes fer globale.

Nous obtenons des courbes ayant l'allure suivante :

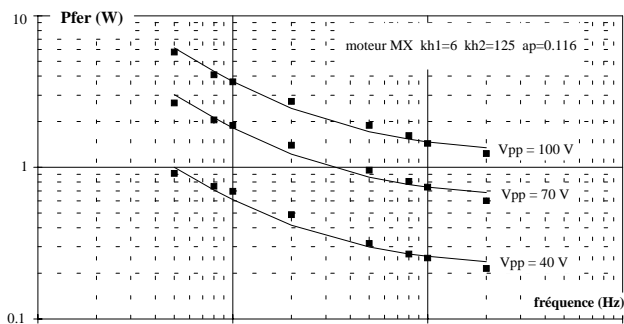


fig. [2.48] : Mesures effectuées sur une MRVDS de structure 4/2 (■)

Les pertes fer sont décroissantes en fonction de la fréquence. En effet, la valeur de l'induction maximale B_m est proportionnelle au quotient de l'amplitude de la tension par la fréquence.

Il faut noter qu'avec cette méthode, nous mesurons les pertes fer de façon globale alors que les MRVDS étudiées, possèdent des parties du circuit magnétique avec des sections différentes [81].

Sur la courbe présentée, V_{pp} représente la tension crête à crête et la tension est ici une tension sinusoïdale.

2.5.2.2.2. Définition des dimensions de la machine pour la modélisation des pertes fer

Afin de faire un lien entre le modèle de pertes fer et le circuit magnétique de l'actionneur, nous avons décomposé celui-ci en trois parties. Ces trois parties sont la culasse stator, la denture stator et le rotor. Nous nous sommes basés sur le trajet du flux dans la position de conjonction pour définir les dimensions de chaque partie. Nous présentons les lignes d'équi-flux pour la MRVDS de structure 4/2 et la structure simplifiée qui en découle.

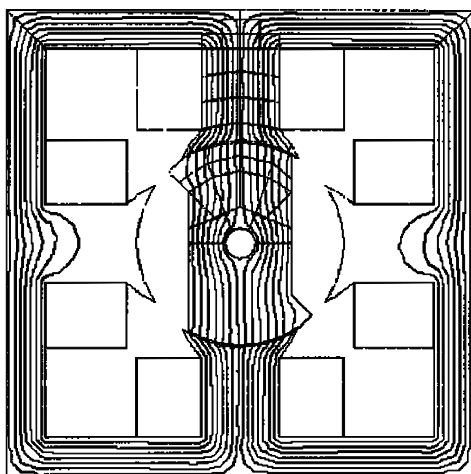


fig.[2.49] : Tracé des équi-flux pour $nI = 1000 At$.

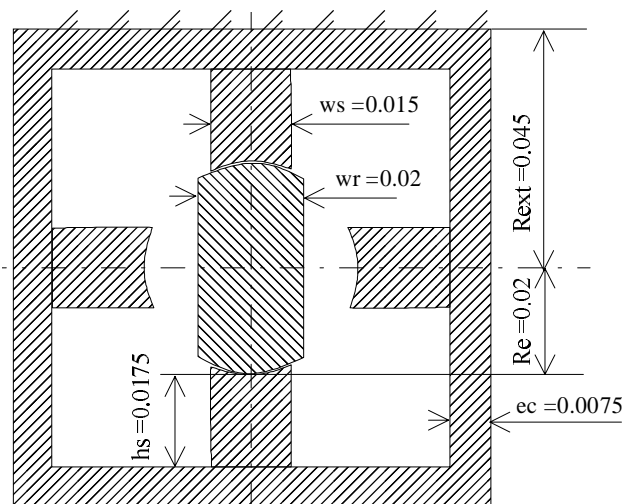


fig.[2.50] : Définition des dimensions (en m) de la machine simplifiée

2.5.2.2.3. Expression des pertes fer

Nous allons établir l'expression des pertes fer totales pour l'actionneur. Pour cela, il faut connaître des densité de pertes dans chaque partie et les associer aux volumes des parties considérées. Deux modes d'alimentation sont possibles, le premier utilisant le convertisseur statique associé à l'actionneur fourni des créneaux de tension, le second utilisant un amplificateur linéaire permet de fournir des tensions sinusoïdales.

2.5.2.2.3.1. Alimentation par le convertisseur avec des tensions en créneaux.

Dans toutes les parties, le flux est triangulaire et $\phi_m = \frac{U_0}{n} \alpha T$

n : nombre total de spires

U_0 : tension de l'alimentation continue

α : rapport cyclique

T : période du signal

Dans les trois parties on applique la formulation suivante :

$$P_{\text{fer}} (\text{W/m}^3) = [k_{h1}(B_m) + k_{h2}(B_m)^2] f + 4 \alpha_p B_m^2 f^2$$

partie	culasse stator	dent stator	rotor
B_m	$\frac{\phi_m}{2E_c l_a}$	$\frac{\phi_m}{w_s l_a}$	$\frac{\phi_m}{w_r l_a}$

l_a : longueur active de fer

w_s : largeur moyenne des dents stator

E_c : épaisseur de la culasse

w_r : largeur moyenne du rotor

Enfin pour calculer la valeur des pertes, il est nécessaire de multiplier chaque densité volumique de pertes fer par le volume associé.

partie	culasse stator	dent stator	rotor
volume	$4l_a (R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2)$	$2h_s w_s l_a$	$2R_e w_r l_a$

h_s : hauteur des dent stator

R_{ext} : largeur extérieure de la machine

R_e : rayon au niveau de l'entrefer

Un développement des expressions mène au résultat suivant pour la structure 4/2 :

$$P_{\text{fer}} (W) = k_{h1} K_a \left(\frac{\alpha U_0}{n} \right) + K_b \left(\frac{\alpha U_0}{n} \right)^2 \left(\frac{k_{h2}}{f} + 4\alpha_p \right)$$

avec $K_a = \left[\frac{2(R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2)}{E_c} + 2h_s + 2R_e \right] = 0.24$

$$K_b = \frac{1}{l_a} \left[\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{2h_s}{w_s} + \frac{2R_e}{w_r} \right] = 485$$

2.5.2.2.3.2. Alimentation par amplificateur linéaire délivrant des tensions sinusoïdales

Dans toutes les parties, le flux est sinusoïdal et $\phi_m = \frac{U_m}{2\pi n f} = \frac{V_{pp}}{4\pi n f}$

n : nombre total de spires

U_m : tension max

V_{pp} : tension crête à crête

f : fréquence du signal

Dans toutes les parties on applique la formulation suivante :

$$P_{fer} (W/m^3) = (k_{h1}(2B_m) + k_{h2}(2B_m)^2)f + 2\pi^2\alpha_p B_m^2 f^2$$

Un développement des expressions mène au résultat suivant :

$$P_{fer} (W) = 2k_{h1} K_a \left(\frac{V_{pp}}{4\pi n} \right) + K_b \left(\frac{V_{pp}}{4\pi n} \right)^2 \left(\frac{4k_{h2}}{f} + 2\pi^2\alpha_p \right)$$

avec $K_a = \left[\frac{2(R_{ext}^2 - (R_{ext} - E_c)^2)}{E_c} + 2h_s + 2R_e \right] = 0.24$

$$K_b = \frac{1}{la} \left[\frac{R_{ext}^2 - (R_{ext} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{2h_s}{w_s} + \frac{2R_e}{w_r} \right] = 485$$

Différents essais pour différentes fréquences et pour différentes amplitude de la tension permettent de déterminer k_{h1} , k_{h2} , α_p via K_a , K_b .

Les courbes obtenues sont présentées sur la figure (2.48) et les valeurs des coefficients sont:

$k_{h1} = 6$	$k_{h2} = 125$	$\alpha_p = 0.116$
--------------	----------------	--------------------

Remarques :

Le triplet de valeurs n'est pas unique.

Les valeurs de ces coefficients sont pratiquement deux fois plus élevées que celles déterminées à partir des données des constructeurs des tôles.

Les raisons de ces évolutions ne sont pas cernées de façon précise, mais les spécialistes des matériaux magnétiques étudient actuellement les modifications des caractéristiques magnétiques en fonction de contraintes mécaniques et thermiques nécessaires à la réalisation des machines électriques [42], [52] et [53].

2.6. Modification des coefficients en fonction du traitement des tôles

Lors de la réalisation des actionneurs électriques, les traitements de mise en forme des tôles modifient les caractéristiques magnétiques que l'on peut mesurer sur des échantillons.

Deux approches permettent de disposer de matériaux magnétiques réagissant au mieux aux sollicitations électromagnétiques. La première approche, qui se situe en amont du paquet de tôles, consiste à réaliser et à modifier les processus sidérurgiques de fabrication des matériaux magnétiques afin que ceux-ci possèdent des caractéristiques optimales. La deuxième approche, qui se situe en aval du paquet de tôles, consiste à évaluer les perturbations sur les caractéristiques magnétiques des tôles sorties d'usine dues aux traitements de mise en forme.

En ce qui concerne la deuxième approche, des travaux récents effectués par des chercheurs de l'UTC de Compiègne [42], [52] et [53] permettent une étude quantitative.

Nous avons pour notre part effectué la détermination de la valeur des coefficients k_{h1} , k_{h2} , α_p sur le même matériau magnétique mais ayant subi des traitements de mise en forme différents.

Il s'agit de tôles Fe-Si 3% et d'épaisseur 0.5 mm. (tôles UGINE FeV 800-50 HA)

La première série de mesures a été effectuée sur un échantillon extrait des tôles en sortie de fabrication. Ces mesures ont été réalisées sur un cadre SST avec un échantillon d'une largeur de 30 mm.

L'induction est sinusoïdale de hauteur et de fréquence réglables. Avec cette série de mesures nous trouvons :

k_{h1}	k_{h2}	α_p
6.9	82	0.065

La deuxième série de mesures a été effectuée sur un actionneur à réluctance variable construit avec ces tôles. Nous présenterons plus en détail cet actionneur (chapitre 6) qui nous a permis de réaliser un banc de mesure de pertes précis en mettant en application le principe d'opposition, un actionneur en mode moteur, un actionneur en mode générateur, la source ne fournissant que la somme des pertes. Une mesure des pertes par mesure de la puissance fournie par la source et une séparation des pertes permettent, sous certaines conditions, d'extraire précisément la valeur des pertes fer.

Les tôles de cet actionneur sont collées, pressées et recuites. Les procédés sidérurgiques de post-traitements ne nous ont pas été communiqués. Les essais réalisés sont décrits dans le chapitre 2 (Voir la partie 2.4.2. Identification des coefficients sur le moteur construit). Avec cette série de mesures nous trouvons :

k_{h1}	k_{h2}	α_p
6	103	0.096

La troisième série de mesures a été effectuée sur un actionneur à réluctance variable de structure 4/2 pour une utilisation en électroménager. Les tôles après être poinçonnées, sont assemblées non-isolées et non recuites.

Les essais réalisés sont décrits dans le chapitre 2 (Voir la partie 2.4.2. Identification des coefficients sur le moteur construit). Avec cette série de mesures nous trouvons :

k_{h1}	k_{h2}	α_p
6	125	0.116

Nous ne sommes pas en mesure d'expliquer les raisons de l'évolution de la valeur des coefficients. On peut simplement constater que l'assemblage et l'isolation a un effet important sur les paramètres d'estimation des pertes et que deux machines réalisées à partir d'un même lot peuvent avoir des caractéristiques magnétiques différentes. Il est donc très important de pouvoir déterminer la valeur des coefficients du modèle de pertes fer sur le moteur construit.

L'évolution des paramètres du modèle est mesurée d'une façon globale et ne rend donc pas compte des évolutions locales. En particulier, la même maquette qui serait réalisée à une autre échelle ne donnerait peut être pas les mêmes résultats.

2.7. Conclusion

Dans ce chapitre consacré au modèle de pertes fer, nous avons essayé de dégager les paramètres et les grandeurs à déterminer pour le calcul des pertes fer.

Le modèle proposé nécessite la connaissance de deux types de grandeurs.

Dans le modèle de pertes fer apparaissent trois coefficients que nous avons nommé k_{h1} , k_{h2} , α_p .

Ces trois coefficients ne dépendent pas de la forme d'induction appliquée au circuit magnétique, mais dépendent fortement des traitements sidérurgiques et mécaniques de fabrication et de mise en forme.

Pour pouvoir les déterminer, différents essais sont possibles, mais ceux réalisés sur l'actionneur construit permettent de globaliser tous les effets de la fabrication et de la mise en forme.

Le deuxième type de grandeurs associées au modèle de pertes fer est l'évolution temporelle du vecteur induction.

Le modèle proposé s'adapte à un très grand nombre de formes d'induction (voir inventaire chapitre 2 partie 2-1).

Divers points restent à développer comme l'effet d'une induction rotationnelle, l'effet d'une alimentation en MLI à fréquence de découpage fixe et pour finir, l'effet des traitements de mise en forme et d'assemblage sur la valeur des coefficients du modèle.

CHAPITRE 3

MODELE POUR LE CALCUL DES PERTES MAGNETIQUES DANS LE CUIVRE

3. MODELE POUR LE CALCUL DES PERTES MAGNETIQUES DANS LE CUIVRE

3.1. Introduction

Dans les machines à réluctance variable à double saillance, le transfert d'énergie se fait à l'aide de la déformation du circuit magnétique. Les deux positions extrêmes sont l'opposition (perméance minimale) et la conjonction (perméance maximale). Selon la position, une partie du flux principal traverse les conducteurs du bobinage. Ce dernier est de type concentrique et est placé autour des dents. Dans ce cas, il apparaît des courants induits dans les conducteurs du fait du champ d'induction environnant.

Dans ce chapitre consacré au modèle pour le calcul des pertes dans le cuivre, nous allons nous intéresser aux pertes dans les conducteurs (en cuivre) dues aux variations du vecteur induction.

Dans les conducteurs, nous pouvons recenser plusieurs sources de pertes, comme les pertes Joule classiques, les pertes par courants de Foucault dues au champ d'induction créée par le conducteur, les pertes dites " de proximité " dues au champ d'induction créée par l'ensemble des conducteurs et les pertes supplémentaires dues au champ d'induction créée par l'ensemble des conducteurs mais qui doit être canalisé par le circuit magnétique. Cette origine est équivalente aux pertes dans les machines classiques, dues au champ du flux utile traversant l'encoche.

Mis à part le premier type de pertes, les trois autres sont des pertes dans le cuivre d'origine magnétique. Nous allons à partir d'une formulation, volontairement simplifiée, quantifier et comparer ces trois types de pertes dans le cas des bobinages concentriques des machines à réluctance variable à double saillance.

La première partie de l'étude va consister à établir une formulation permettant d'obtenir les pertes dans le cuivre à partir de la connaissance de l'induction traversant le conducteur.

La deuxième partie de l'étude s'appuiera sur la formulation établie afin de comparer les pertes par courants de Foucault, les pertes de proximité et les pertes dues au flux de fuite dans le cas où le circuit magnétique comporte ou ne comporte pas d'entrefer.

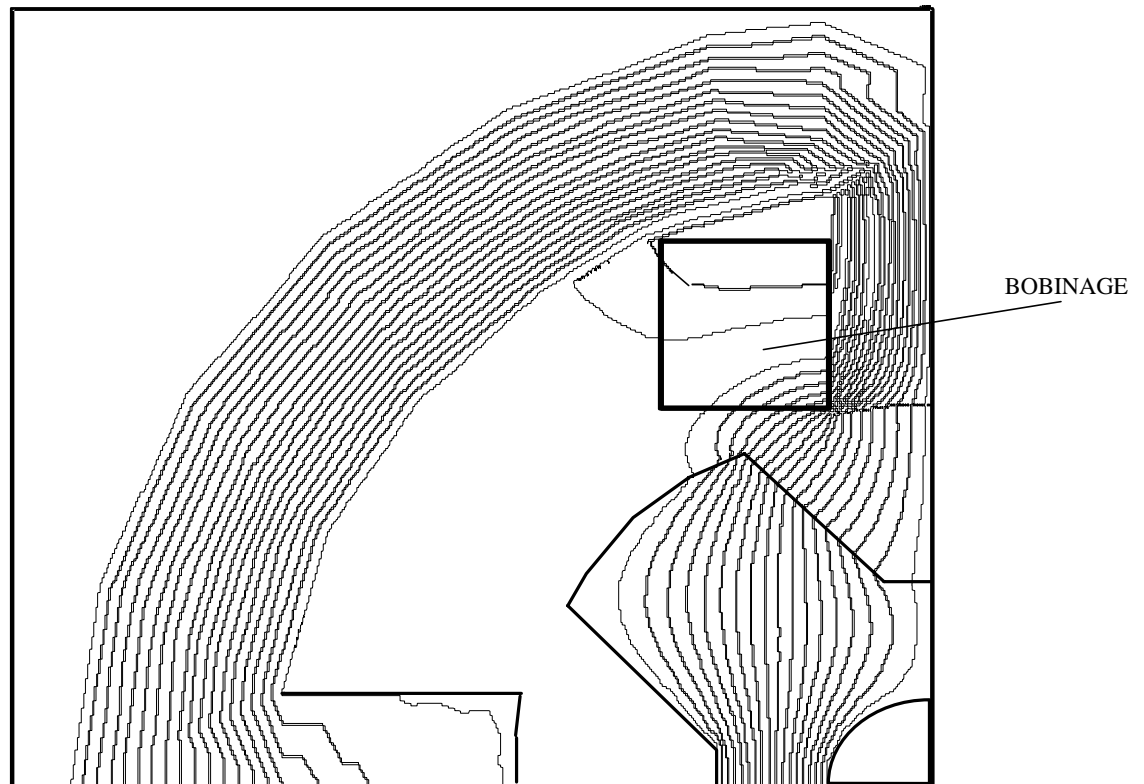


Fig. [3.1] Exemple de lignes de champ dans le bobinage dans une MRVDS

3.2. Conducteur unique placé dans un champ d'induction variable

3.2.1. Etude paramétrique

Dans cette étude, nous nous intéressons au calcul des pertes dans un conducteur rectangulaire placé dans un champ d'induction sinusoïdale créée par une source extérieure.

3.2.1.1. Equations utilisées

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

$$P_J \text{ (W / m}^3\text{)} = \frac{1}{2} \rho J J^*$$

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

$$I = \iint J dS = 0 \quad \text{pas de courant source}$$

3.2.1.2. Expression de la densité de courant

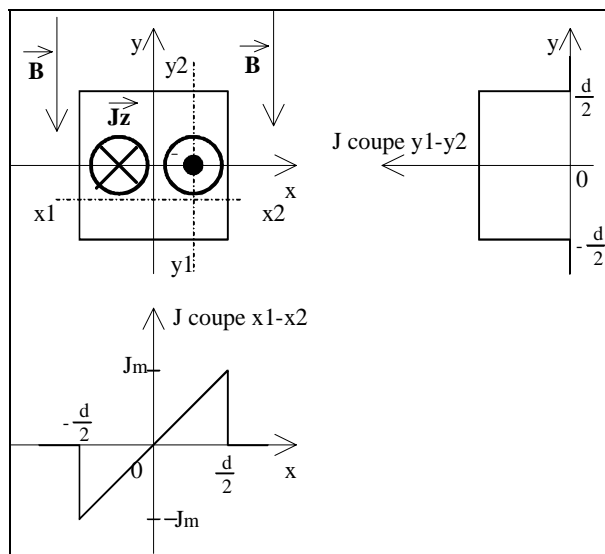


Fig. [3.2] Représentation de la densité de courant pour $t = 0$

$$\vec{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ B(t) \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{\text{rot}} \vec{E} = \begin{pmatrix} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\partial B(t)}{\partial t} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{Si} \quad B(t) = B_m \sin \omega t$$

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} E_x = 0 \\ E_y = 0 \\ E_z(x) = B_m \omega x \cos(\omega t) \end{pmatrix}$$

$$\text{D'où} \quad J_z(x, t) = \sigma B_m \omega x \cos(\omega t)$$

3.2.1.3. Expression des pertes Joule

Nous faisons l'hypothèse que les courants induits ne modifient pas le champ d'induction extérieur. Dans ce cas, nous pouvons écrire l'expression des pertes Joule créées dans le conducteur.

$$P_J \text{ (W / m}^3\text{)} = \frac{1}{2} \rho J J^*$$

$$P_J = 2 \left[\frac{1}{2} \rho \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \int_0^{\frac{d}{2}} \left(\frac{J_m}{\left(\frac{d}{2} \right)} \right)^2 x dx dy \right] \text{ avec } J_m = \sigma B_m \omega \frac{d}{2}$$

$$P_J = \rho \frac{J_m^2}{6}$$

$$P_J \text{ (W / m}^3\text{)} = \frac{\sigma B_m^2 \omega^2 d^2}{24} \quad (3.1)$$

Rq : Dans le cas où l'induction est de forme quelconque, nous substituons $(B_m^2 \omega^2)$ par $\frac{2}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt$.

En effet, ces deux expressions sont similaires dans le cas d'une induction sinusoïdale. Finalement :

$$P_J = \frac{1}{T} \int_0^T p_J dt \text{ avec } p_J = \frac{\sigma d^2}{12} \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 \quad (3.2)$$

3.2.2. Calcul à l'aide d'un logiciel d'E.F. 2D

Dans le but de valider la formulation (3.1), nous allons comparer les pertes Joule calculées à l'aide de cette dernière et les calculs effectués à l'aide du logiciel par éléments finis *Maxwell de Ansoft* et plus particulièrement du module *eddy32*. Avec ce logiciel, on peut imposer un champ d'induction sinusoïdal variable dans le temps et calculer les pertes Joule induites dans le conducteur.

Nous avons fait des simulations pour deux types de conducteurs (section circulaire et rectangulaire).

Le diamètre ou la largeur des conducteurs varie de 0,1 mm à 1 mm, l'induction a une amplitude $B_m = 1T$ et sa fréquence peut varier de 100 Hz à 10 MHz. La conductivité des conducteur est de $5010^6 \Omega^{-1}m^{-1}$.

Une comparaison entre le modèle paramétrique et le calcul de champ est effectuée.

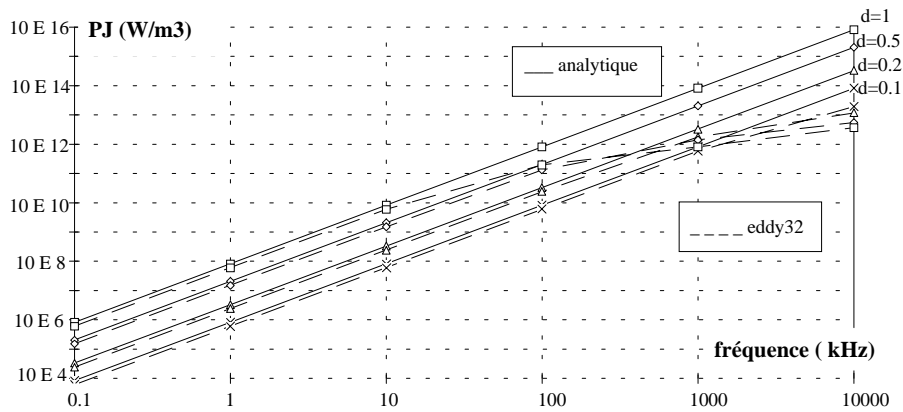


Fig. [3.3] Pertes Joule volumiques pour un conducteur cylindrique.

Nous pouvons observer que les courbes analytiques se confondent (à un coefficient près) avec les courbes calculées à l'aide du logiciel de calcul par éléments fins deux dimensions *Maxwell* module *eddy32* pour les basses fréquences. Pour les hautes fréquences les courants induits modifient le champ d'induction extérieur qui pénètre moins dans le conducteur. L'expression des pertes Joule en est modifiée. Nous nous sommes contentés d'en tenir compte en faisant une identification numérique à l'aide du solveur *Excel-Microsoft*.

Pour cela, nous définissons f_{ep} , fréquence au-delà de laquelle l'épaisseur de peau est inférieure au rayon du conducteur.

$$\text{épaisseur de peau : } \delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma \mu_0 \pi f}} \Rightarrow f_{ep} = \frac{1}{50d^2}$$

Nous avons modifié la formulation initiale pour tenir compte de l'effet de peau et de la forme des conducteurs. Nous indiquons ci-dessous les formulations issues des simulations numériques.

conducteur cylindrique	conducteur rectangulaire
$P_J \left(W/m^3 \right) = 0.73 \frac{\frac{\rho}{6} \left(\sigma B_m \omega \frac{d}{2} \right)^2}{1 + 0.2 \left(\frac{f}{f_{ep}} \right)^2} \quad (3.3)$	$P_J \left(W/m^3 \right) = \frac{\frac{\rho}{6} \left(\sigma B_m \omega \frac{d}{2} \right)^2}{1 + 0.2 \left(\frac{f}{f_{ep}} \right)^2} \quad (3.4)$

3.3. Ensemble de conducteurs placés dans un champ d'induction variable

Nous effectuons les mêmes calculs que pour un conducteur, mais ici nous observons l'influence de la distance entre les conducteurs (e défini sur la figure ci-dessous). **Nous calculons les pertes Joule pour le conducteur placé au centre.** Dans l'exemple numérique étudié, les conducteurs ont un diamètre de 1 mm et $B_m = 1T$, ce qui donne une fréquence $f_{ep} = 20$ kHz.

Les courbes P_J (W/m^3) sont données en fonction de la fréquence et sont paramétrées par la distance entre les conducteurs.

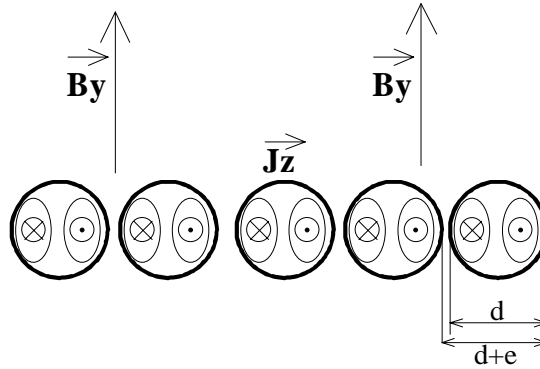


Fig. [3.4] Exemple de cinq conducteurs placés dans un champ d'induction

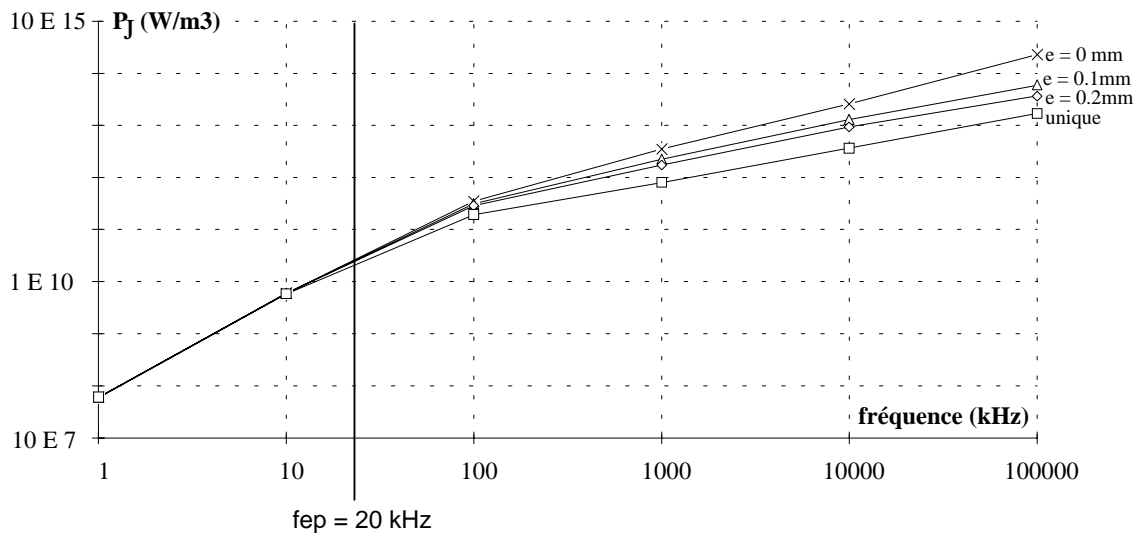


Fig. [3.5] Influence de la distance entre les conducteurs sur les pertes dans un conducteur

Au vu des courbes précédentes, on peut estimer que pour une fréquence inférieure à f_{ep} (fréquence à partir de laquelle l'épaisseur de peau est inférieure au rayon du conducteur), la distance entre les conducteurs ne modifient pas la valeur des pertes Joule calculées pour un conducteur.

3.4. Effet du champ d'induction propre

Dans les parties précédentes, nous nous sommes intéressés aux pertes induites par la présence d'un champ d'induction extérieur et forcé. Cependant, dans la plupart des circuits étudiés dans le domaine de l'électrotechnique, ce sont les conducteurs qui, parcourus par un courant, produisent ce champ d'induction. Nous parlerons d'effet de peau pour un conducteur seul et d'effet de proximité pour un ensemble de conducteurs.

3.4.1. Conducteur seul

Dans le cas d'un conducteur parcouru par un courant, c'est le courant propre du conducteur qui crée un champ de vecteur d'induction concentrique dont le module du vecteur B croît de zéro pour un point situé au centre du conducteur à un maximum de $\frac{\mu_0 J}{(4 d)}$, J étant la densité de courant et d le diamètre du conducteur, pour un point situé à la périphérie de

celui-ci. Ensuite le module de B est inversement proportionnel à la distance entre le point considéré et la périphérie du conducteur. Cet effet, que l'on nomme "**effet de peau**", est dû au fait que la densité de courant ne se répartit plus de façon homogène dans le conducteur et a tendance à rester à la périphérie de celui-ci. Cela a pour conséquence de diminuer la surface de passage du courant et d'accroître la résistance.

L'expression de la résistance R d'un conducteur de longueur L est la suivante :

$$\text{si } \begin{cases} \delta \leq r \\ \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \sigma \mu_0 f}} \\ f \geq f_{ep} = \frac{1}{\pi \sigma \mu_0 r^2} \\ f_{ep} = \frac{1}{50 d^2} \end{cases} \quad R \approx \frac{L}{2r} \sqrt{\frac{\mu_0 f}{\pi \sigma}} \quad (3.5)$$

3.4.2. Ensemble de conducteurs

Dans le cas d'un ensemble de conducteurs on parle d'**effet de proximité**.

La formulation analytique qui nous permet d'apprécier les pertes Joule dues à la présence de plusieurs conducteurs et de l'effet de leur proximité est basée sur la modélisation des pertes Joule supplémentaires dans le cas où il existe un champ d'induction extérieure (cf. § 3.2). Il faut donc connaître la répartition de l'induction dans la région contenant les conducteurs. Une étude à l'aide du logiciel *Maxwell eddy32*, nous a permis de constater que les conducteurs se comportent comme un ensemble cohérent (dans la limite où ils ne sont pas trop distants les uns des autres c'est à dire que $e < d/2$). L'induction varie de la même manière que dans le cas d'un seul conducteur. Elle est nulle au centre et maximum à l'extrémité du groupe de conducteurs.

$$B(r) = \frac{\mu_0 N I}{2\pi r_{\max}} r \quad \text{où } 2\pi r_{\max} \text{ représente la périphérie du groupe de conducteurs.}$$

Avec la formulation (3.1), il nous est possible d'avoir une expression des pertes Joules volumiques dans le groupe de conducteurs en fonction de leur emplacement (rayon r et angle θ).

$$P_{J_vol}(r, \theta) = \frac{\sigma \omega^2 d^2}{24} B(r)^2 \text{ formulation (3.1)}$$

$$P_{J_vol}(r, \theta) = \frac{\sigma \omega^2 d^2}{24} \left(\frac{\mu_0 N I}{2\pi r_{\max}} r \right)^2 = K_p r^2$$

$$P_{J(W/m)} = \int_0^{2\pi r_{\max}} \int_0^{\theta} P_{J_vol}(r, \theta) dv$$

$$\text{Avec } dv = k_v dr r d\theta \quad \text{et} \quad \int_0^{2\pi r_{\max}} \int_0^{\theta} dv = N \left(\frac{\pi d^2}{4} \right) \quad \text{D'où } k_v = \frac{N \left(\frac{\pi d^2}{4} \right)}{\pi r_{\max}^2}$$

$$P_J(W/m) = \frac{\pi}{192} \left(\sigma \mu_0^2 f^2 d^4 \right) \frac{N^3 I^2}{r_{\max}^2}$$

On définit le coefficient de bobinage comme étant le rapport de la surface de cuivre par la surface totale.

$$k_b \approx \left(\frac{d}{d+e} \right)^2$$

Finalement :

$$P_J(W/m) \approx k_b \frac{\pi \sigma}{48} (\mu_0 f d N I)^2 \quad (3.5)$$

3.4.3. Comparaison formulations et calcul de champ

Les calculs ont été effectués avec des conducteurs de diamètre 1 mm.

3.4.3.1. conducteur seul

Pour un conducteur seul, c'est la formulation (3.5) que nous allons comparer. Dans le tableau récapitulatif, nous effectuons le rapport de la valeur de la résistance par rapport à sa valeur en continu.

	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
R/R _{dc} (maxwell)	1.00	1.00	1.00	1.34	3.89
R/R _{dc} (analytique)	1.07	1.21	1.67	3.12	7.71

Dans le cas d'un conducteur seul, c'est seulement l'effet de peau qui est pris en compte, nous utilisons donc la formulation (3.5).

Une correction de la formulation est nécessaire, car le passage d'un mode sans effet de peau à celui avec n'est pas aussi brusque. La nouvelle formulation peut s'écrire :

$$R = \rho \frac{L}{S} \left[1 + 0.11 \left(\frac{f}{f_{ep}} \right)^{0.8} \right] \quad (3.6)$$

Rq : L'exposant 0.8 tend vers 0.5 pour des fréquences bien supérieures à f_{ep} .

Dans le tableau suivant, nous comparons la nouvelle formulation (3.7) avec le calcul par E.F.

	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
R/R _{dc} (maxwell)	1.00	1.00	1.00	1.34	3.89
R/R _{dc} (analytique)	1.00	1.01	1.06	1.41	3.61

3.4.3.2. Ensemble de conducteurs

Nous faisons l'application numérique pour un ensemble de 25 conducteurs alimentés avec $I = 100$ A ($NI = 2500$ A)
Le diamètre (d) des conducteurs est de 1 mm. Et la distance (e) entre les conducteurs est de 0.1 mm.

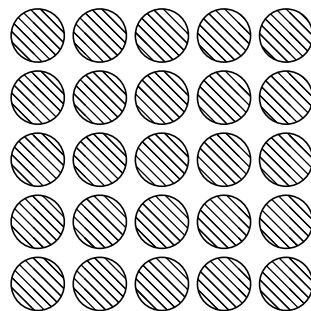


Fig. [3.6] Ensemble des 25 conducteurs

Pertes (W)	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz
conducteur central	127	127	127	170
24 autres	3055	3151	6225	16 855
25 total	3182	3278	6352	17 025
25 continu	3182	3182	3182	3182
25 effet de peau	0	0	201	1269
25 proximité maxwell	0	96	2969	12 574
25 proximité analytique	0	26	2641	264 000

Les pertes indiquées "**conducteur central**" sont calculées avec le logiciel *Maxwell-Ansoft-Eddy32*.
Elles concernent les pertes du conducteur placé au centre du dispositif.

Les pertes indiquées "**24 autres**" sont calculées avec le logiciel *Maxwell-Ansoft-Eddy32*.

Elles concernent les pertes des conducteurs à l'exception du conducteur central.

Les pertes indiquées "**25 total**" sont calculées avec le logiciel *Maxwell-Ansoft-Eddy32*.

Elles concernent les pertes des 25 conducteurs du dispositif.

Les pertes indiquées "**25 continu**" sont calculées avec : $P_J = \rho \frac{L}{S} I_{\text{eff}}^2$

$$\rho = 2 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m} ; L = 1 \text{ m} ; S = \frac{\pi d^2}{4} \text{ et } d = 1 \text{ mm} ; I_{\text{eff}} = \frac{I}{\sqrt{2}} = 70.7 \text{ A}$$

Les pertes indiquées "**25 effet de peau**" sont calculées avec la formulation suivante :

$$P(W) = \rho \frac{L}{S} \left[0.11 \left(\frac{f}{f_{\text{ep}}} \right)^{0.8} \right] I_{\text{eff}}^2 \quad \text{Formule issue de (3.7)}$$

Les pertes indiquées "**25 proximité maxwell**" sont obtenues à partir des pertes "25 total" auxquelles on soustrait les pertes "25 continu" et les pertes "25 effet de peau".

Les pertes indiquées "**25 proximité analytique**" sont calculées avec la formulation (3.6).

En conclusion sur les pertes Joule d'un groupe de conducteurs, on peut dire que l'accroissement de la résistance est due à deux phénomènes.

- ❶ Effet de peau : Chaque conducteur subit la même variation de résistance.
- ❷ Effet de proximité : Appelé ainsi parce que ce sont les conducteurs constituant un même groupe qui s'auto-influencent. Cet effet est d'autant marqué que les conducteurs sont proches.

La détermination du champ d'induction crée par le groupe de conducteurs à été nécessaire pour connaître ces pertes supplémentaires et dissocier les deux effets. **Une étude plus rigoureuse et adaptée à chaque réalisation de bobinage doit s'appuyer sur une détermination de l'induction environnant les conducteurs à l'aide d'un logiciel de calcul par élément finis deux dimensions.**

3.5. Conducteurs enroulés sur un circuit magnétique avec entrefer

Dans ce cas, le courant permet la présence d'une induction dans le circuit magnétique.

Nous allons étudier, sur un exemple, l'effet de l'entrefer sur les pertes Joule afin de se rendre compte des ordres de grandeur. Une étude à l'aide d'un logiciel d' E.F 2D est nécessaire pour la détermination du vecteur induction dans la zone du bobinage. Le courant source est sinusoïdal et a pour valeur maximale 10 A.

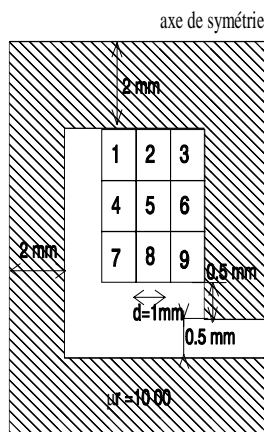


Fig. [3.7] Circuit magnétique avec entrefer

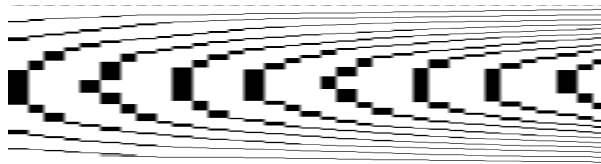


Fig. [3.8] Lignes de champs

Entre 100 Hz et 10 kHz, la répartition moyenne de l'induction dans les conducteurs est la suivante :

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7	8	9
B (mT)	4.9	5.0	6.4	10	1.6	21.5	15.1	28.7	46.1

Dans cette plage de fréquence, les courants induits modifient très peu la répartition de l'induction dans la zone des conducteurs.

Entre 100 Hz et 10 kHz, les pertes Joule (en W/m) dans les conducteurs sont récapitulées dans le tableau suivant :

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7	8	9
P (W/m) à 100 Hz	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P (W/m) à 1 kHz	1	1	1	1	1.02	1.03	1.01	1.06	1.17
P (W/m) à 10 kHz	1.14	1.20	1.31	1.73	2.94	4.41	2.66	7.23	16.7

Les pertes Joule en continu dues à la résistance des conducteurs valent 1 W/m.

$$\rho = 210^{-8} \Omega \text{m} ; L = 1 \text{m} ; S = d^2 \text{ et } d = 1 \text{mm} ; I_{\text{eff}} = \frac{I}{\sqrt{2}} = 7.07 \text{ A}$$

En calculant les pertes Joule supplémentaires en utilisant la formulation (3.1) et connaissant la répartition de l'induction dans les conducteurs, on peut établir le tableau suivant :

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7	8	9
P (W/m) à 100 Hz	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
P (W/m) à 1 kHz	0.00	0.00	0.00	0.01	0.02	0.04	0.02	0.07	0.17
P (W/m) à 10 kHz	0.18	0.20	0.31	0.77	1.95	3.49	1.71	6.22	16.21

La somme de ces pertes Joules supplémentaires et des pertes Joule en continu nous donne les résultats suivants :

Conducteur	1	2	3	4	5	6	7	8	9
P (W/m) à 100 Hz	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
P (W/m) à 1 kHz	1.00	1.00	1.00	1.01	1.02	1.04	1.02	1.07	1.17
P (W/m) à 10 kHz	1.18	1.20	1.31	1.77	2.95	4.49	2.71	7.22	17.21

On peut constater que les valeurs de pertes calculées en additionnant les pertes en continu avec les pertes supplémentaires calculées avec la formulation (3.1) et connaissant la valeur de l'induction correspondent aux pertes Joule que l'on peut calculer avec le logiciel d'éléments finis *Maxwell-Ansoft-eddy32*.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre consacré aux pertes dans les conducteurs, nous avons montré que toutes les pertes dans les conducteurs autres que les pertes dues à sa résistance sont d'origine magnétique.

Nous avons essayé de les classer et d'établir une formulation pour chaque cas étudié.

Enfin nous avons montré que dans le cas d'un circuit magnétique comportant un entrefer, les pertes Joule supplémentaires sont principalement dues au champ d'induction variable traversant les conducteurs.

Dans le cas d'un circuit magnétique statique, on parlera de fuites, dans le cas d'une machine à réluctance variable, c'est une partie du flux principal qui traverse le bobinage et qui est la cause de ces pertes cuivre supplémentaires.

Le modèle développé dans ce chapitre est appliqué pour calculer les pertes cuivre supplémentaires d'origine magnétique dans les machines à réluctance variable à double saillance alimentée en créneaux de tension.

Les développements sont décrits dans le chapitre 5.

CHAPITRE 4

MODELISATION DES PERTES FER POUR UNE MRVDS

4. MODELISATION DES PERTES FER POUR UNE MRVDS

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté le type d'actionneur utilisé (Machine à Réluctance Variable à Double Saillance - MRVDS), le convertisseur statique associé et les modes de commande principaux (commande en créneaux de courant à basse vitesse et commande en créneaux de tension à haute vitesse). Des exemples de formes d'induction rencontrées dans ces machines ont été fournis et cela permet de dégager un certain nombre de formes d'induction reproductibles dans le but de caractériser les tôles utilisées et de valider une formulation pour le calcul des pertes fer.

Dans ce chapitre, nous allons développer une formulation pour le calcul des pertes fer d'une machine à réluctance variable à double saillance.

Afin de ne pas rester sur des formulations générales, difficiles à exploiter, nous avons décidé de les appliquer aux calculs des pertes fer de MRVDS triphasées de structures 6/4, 6/8, 12/8. Une structure triphasée N_s/N_r signifie que la machine possède N_s dents au stator et N_r dents au rotor. La vitesse de rotation permet de déterminer les fréquences des grandeurs électromagnétiques dans la machine. On peut définir f_{rot} comme la vitesse de rotation en tr/s. La fréquence des grandeurs statoriques (courants, tensions, inductions ...) est donnée par $f_s = N_r f_{rot}$.

Le choix d'une structure est déterminé par la possibilité de conversion d'énergie de cet actionneur. L'augmentation du nombre de plots au stator et au rotor permet d'augmenter le rapport couple sur pertes Joule et de diminuer l'ondulation de couple ou tout au moins de repousser la fréquence de ces ondulations vers de plus hautes fréquences.

Cependant cette augmentation du nombre de plots se traduit, pour une même vitesse de rotation, par une augmentation de la fréquence des grandeurs électromagnétiques.

Lors du choix et de la validation d'un modèle de pertes fer, nous avons montré que deux types de grandeurs sont à déterminer.

Le premier est la valeur des coefficients propres au matériau (k_{h1} , k_{h2} , α_p).

Le second est l'allure de l'induction sur une période.

Nous avons choisi de faire l'application des formulations de calcul des pertes fer pour des actionneurs devant fonctionner selon un cahier des charges déterminé pour une utilisation dans un véhicule électrique [72] et [80].

Dans le plan couple-vitesse, il existe deux zones principales de fonctionnement.

Pour une vitesse de rotation inférieure à la vitesse de base, c'est un fonctionnement à couple constant.

Pour une vitesse de rotation supérieure à la vitesse de base, c'est un fonctionnement à puissance constante.

Dans notre cas, la plage de fonctionnement à puissance constante est de quatre fois la vitesse de base.

La vitesse de base est de 2500 tr/min. L'actionneur peut donc fonctionner à puissance constante de 2500 tr/min à 10000 tr/min. Le couple à fournir est de 103 Nm et la puissance à fournir est de 27 kW.

La tension de la source d'énergie est de 120 V.

Pour la plage de fonctionnement à couple constant, diverses possibilités de commande s'offrent à l'utilisateur. La plus simple pour l'esprit, et conformément à la théorie, consiste à commander l'actionneur par des créneaux de courant de hauteur réglable en fonction du couple demandé. Ces créneaux de courant sont injectés pendant la phase de variation positive de l'inductance si l'on veut un fonctionnement en mode moteur. D'autres modes de commande en courant sont possibles [8] et [11] qui permettent de minimiser les ondulations de couple à basses vitesses.

Dans cette phase de fonctionnement à couple moyen constant, la régulation du courant se fait par modulation de largeur d'impulsion. Nous verrons ultérieurement le calcul des pertes fer pour ce type de commande.

Pour la plage de fonctionnement à puissance constante, au-delà de la vitesse de base, une régulation de courant par MLI devient difficile compte tenu de la force contre électromotrice produite par la machine. Nous avons donc recours à une commande en tension. Celle-ci a été présentée dans le chapitre 1, introduction.

Ce mode de commande se caractérise par la simplicité de mise en oeuvre (régulation) et par un excellent pouvoir de conversion d'énergie (peu de pertes).

Le réglage du couple se fait par ajustement de l'angle de durée d'application de la tension θ_p et de l'angle d'avance ψ .

Dans ce chapitre, nous allons exposer trois méthodes permettant de déterminer le vecteur induction dans la machine, et d'appliquer à chaque fois la formulation des pertes fer pour en tirer une expression.

La première consiste à décomposer l'actionneur en quatre parties qui sont la culasse stator, la denture stator, la denture rotor et la culasse rotor. La seconde et la troisième méthode consistent en une décomposition plus fine de la machine en "zones" ou encore en "macro-éléments". Dans la deuxième méthode, pour chaque zone, une fonction de transfert permet de relier les deux composantes de l'induction au flux créé par les bobinages.

La troisième méthode consiste à déterminer directement à l'aide d'un logiciel utilisant les éléments finis les deux composantes du vecteur induction dans l'ensemble de la machine via les "macro-éléments".

4.1. Présentation des actionneurs

Dans cette partie, nous allons faire l'application numérique du calcul des pertes fer, pour trois structures de MRVDS triphasée. Ce sont des machines de structure 6/4, 6/8 et 12/8, cela signifie que la première machine possède 6 dents au stator et 4 dents au rotor, la deuxième 6 dents au stator et 8 dents au rotor et la troisième 12 dents au stator et 8 dents au rotor.

4.1.1. Dimensions principales

Dans le tableau, les dimensions sont en mm.

Structure	R_{ext}	R_e	R_{axe}	l_a	e	E_c	h_s	β_s° (deg)	β_r° (deg)	h_r	E_{cr}	n_s
6/4	125	65	21	150	0.8	20.5	38.7	30	35.1	23	21	22
6/8	125	73	21	150	0.8	10.5	40.7	15	17	41	11	14
12/8	125	65	21	150	0.8	10.3	48.9	15	17.55	33	11	18

R_{ext} : rayon extérieur
 R_e : rayon au niveau de l'entrefer
 R_{axe} : rayon de l'axe
 l_a : longueur active de fer
 e : longueur de l'entrefer
 E_c : épaisseur de la culasse

h_s : hauteur de la dent statorique
 β_s° : largeur angulaire de la dent stator
 β_r° : largeur angulaire de la dent rotor
 h_r : hauteur de la dent rotorique
 E_{cr} : épaisseur de la culasse rotor
 n_s : nombre de spires

4.1.2. Réseau flux-ampères tours pour les deux positions extrêmes

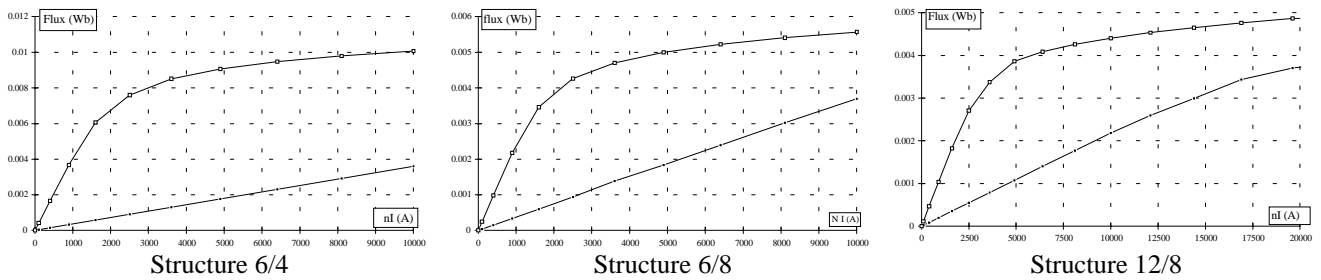
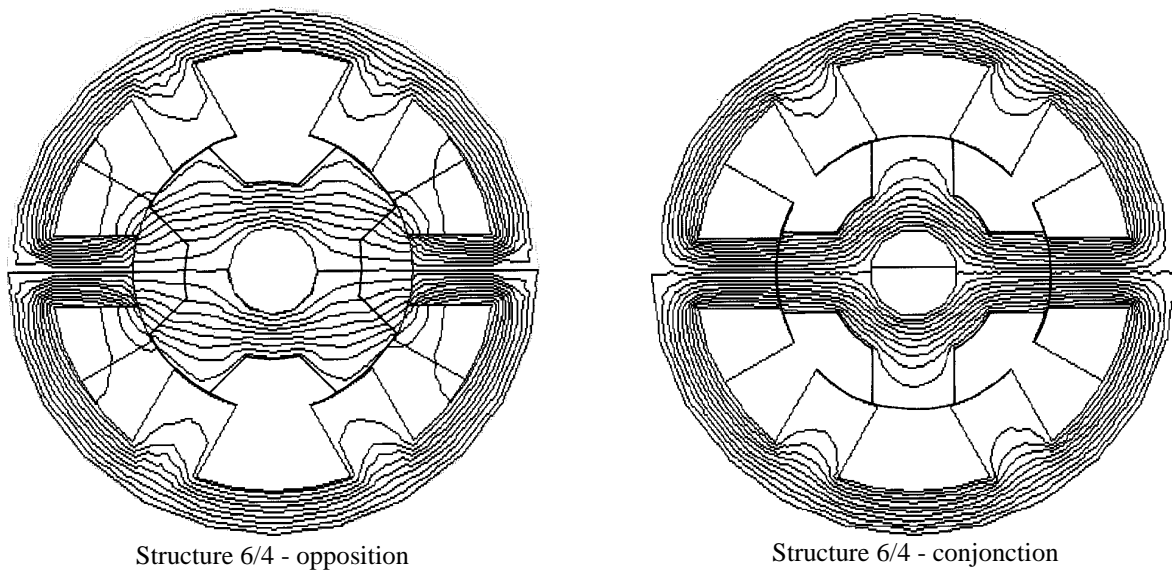
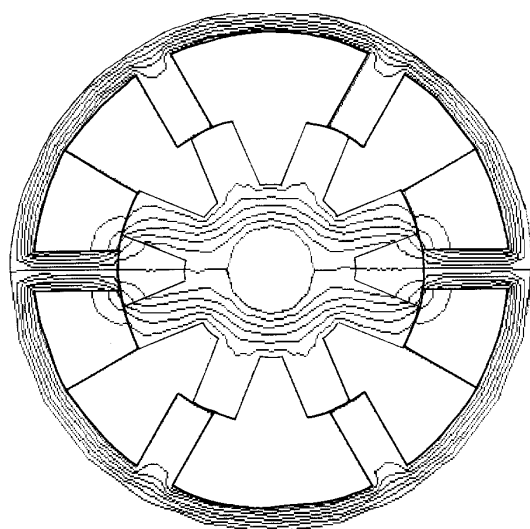


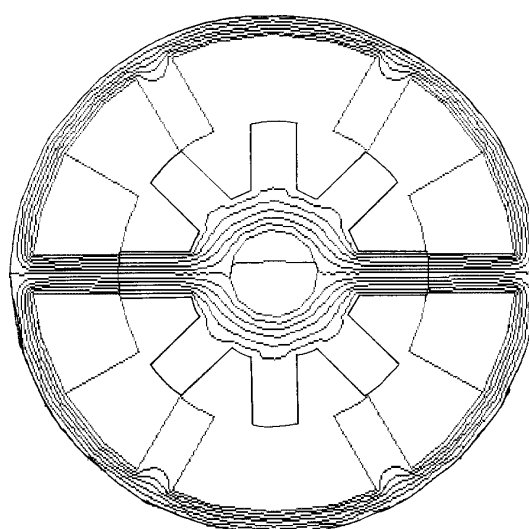
Fig. [4.1] Réseau flux (par pôle) - ampères tours pour les deux positions extrêmes

4.1.3. Lignes de champs pour les deux positions extrêmes

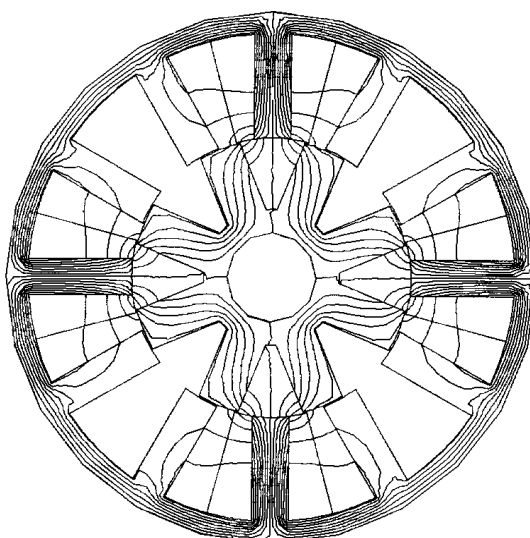




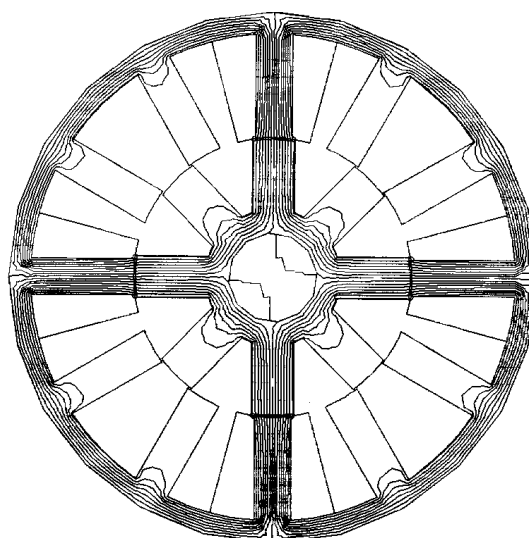
Structure 6/8 - opposition



Structure 6/8 - conjonction



Structure 12/8 -opposition



Structure 12/8 - conjonction

Fig. [4.2] Lignes de champs pour les deux positions extrêmes

4.2. Commande en créneaux de courant - Modèle de pertes fer

Lorsque la vitesse de rotation est inférieure à la vitesse de base (2500 tr/min), l'actionneur est commandé en créneaux de courant. Ces créneaux sont injectés lors de la phase de croissance de l'inductance pour un fonctionnement en mode moteur.

Le réglage du couple se fait par ajustement de la hauteur des créneaux de courant. Une régulation par modulation de largeur d'impulsion est alors nécessaire.

Pour le calcul des pertes fer, on peut décomposer l'actionneur en quatre parties (culasse stator, denture stator, denture rotor et culasse rotor).

Nous allons développer une formulation pour le calcul des pertes fer et nous analyserons les résultats avec des simulations effectuées à l'aide d'un logiciel utilisant les éléments finis (*Maxwell* de *Ansoft*, module *NL32*).

Tout d'abord, nous faisons les **hypothèses** suivantes :

H1 - Décomposition de la structure en quatre principales parties :

a - Culasse stator b - Denture stator c - Denture rotor d - Culasse rotor

H2 - Le flux dans les quatre principales parties peut se déduire du flux forcé dans les bobinages.

H3 - Le flux est identique dans toute la culasse statorique.

Pour cela, le sens des enroulements doit être alterné (voir 4.3.3.6 Influence du sens des bobinages).

H4 - Dans chaque partie, Il n'y a qu'une composante du vecteur induction.

Le **modèle de pertes fer** adopté est le suivant :

$$p_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = \left(k_{h1} \Delta B + k_{h2} \Delta B^2 \right) f + \alpha_p \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt$$

Remarques :

- Nous avons observé que les cycles mineurs sont souvent de faibles amplitudes, leur influence sur les pertes fer est donc faible et nous avons décidé de n'en tenir compte que dans les cas les plus significatifs comme, par exemple, pour l'étude de l'induction dans la zone de la culasse rotor (voir 4.3.3.6 Influence du sens des bobinages).

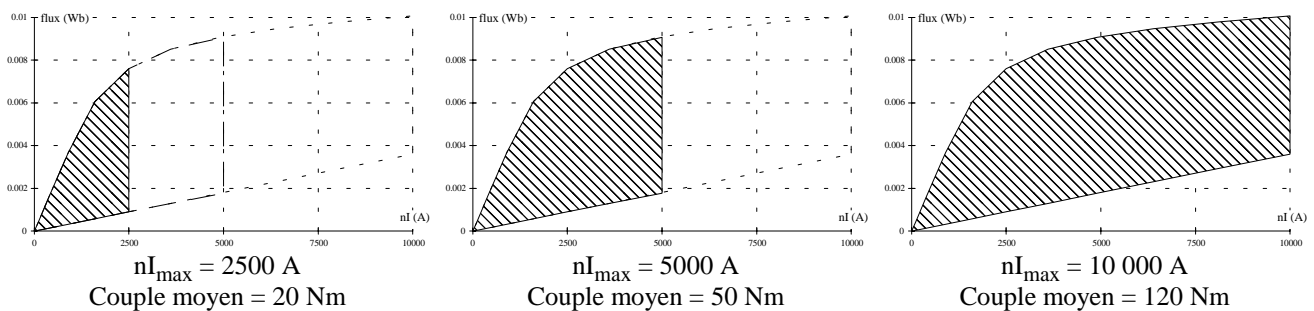
- Par la suite l'intégrale $\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt$ sera nommée F_2 .

4.2.1. Détermination des densités de pertes volumiques des quatre parties principales de la machine

Nous allons appliquer le modèle de pertes fer pour chaque partie. Pour cela il faut connaître les variations totales et les variations dans le temps de l'induction dans chaque partie.

Avant cela, il faut rappeler qu'à basse vitesse, le réseau flux-courant est limité par les deux courbes ϕ et i pour les deux positions extrêmes et par nI_{max} . La valeur de nI_{max} est calculée afin d'obtenir le couple moyen désiré.

Sur les courbes suivantes, nous avons traité trois exemples de conversion d'énergie pour la MRVDS 6/4 déjà présentée.



Valeurs de nI_{max} et de ϕ_m pour un couple de 103 Nm (27 kW à 2500 tr/min) pour les trois machines

Structure	6/4	6/8	12/8
nI_{max} (A)	8639	10546	12273
ϕ_m (Wb)	0.0099	0.0055	0.00467

Les pertes fer sont dépendantes du flux maximal. En effet, les pertes par hystérésis dépendent de l'excursion de l'induction. En ce qui concerne les pertes par courants de Foucault, compte tenu du mode de régulation, elles ne dépendent que de la tension d'alimentation et non du niveau du flux atteint.

Dans la denture stator, le flux est uni-directionnel. L'induction varie donc d'une valeur nulle à une valeur maximale liée au flux max. La fréquence des grandeurs magnétiques est celle des grandeurs électriques. Les variations dans le temps de l'induction sont directement liées à la tension d'alimentation. Il faut noter que les créneaux de courant sont appliqués pendant la phase croissante de l'inductance lors d'un fonctionnement en mode moteur, et que cette phase croissante a une durée angulaire supérieure ou égale à $2\pi/q$ si l'on veut éviter des "trous" de couple. Les créneaux de courant ont une durée temporelle de αT . On peut prendre α égal à $1/q$, q étant le nombre de phases, ici égal à trois.

Dans la culasse stator, le flux est bidirectionnel (voir hypothèse H3), l'induction varie donc entre deux valeurs opposées liées à la moitié du flux imposé dans les bobinages. La fréquence des grandeurs magnétiques est celle des grandeurs

électriques. Dans la culasse, il y a une composition des demi-flux des différentes phases, ce qui a pour conséquence de maintenir une présence de l'induction sur toute la période.

Dans la denture rotor, le flux est bi-directionnel. En effet, compte tenu de l'hypothèse $H3$, le flux traversant une dent du rotor est alternativement entrant ou sortant. La période du fondamental de l'induction est égale à $2 \cdot N_r / N_s$ fois la période électrique. Les variations de l'induction dues à la régulation sont directement proportionnelles à la tension d'alimentation et ont une durée de αT sur une période de $N_r / N_s T$.

Dans la culasse rotor, les évolutions de l'induction sont similaires à celles de la culasse statorique.

Exemples de formes d'induction lors de la commande en créneaux de courants (simulation par E.F. 2D)

Ces simulations ont été effectuées, dans chaque cas, avec nI_{\max} permettant d'obtenir un couple moyen de 103 Nm.

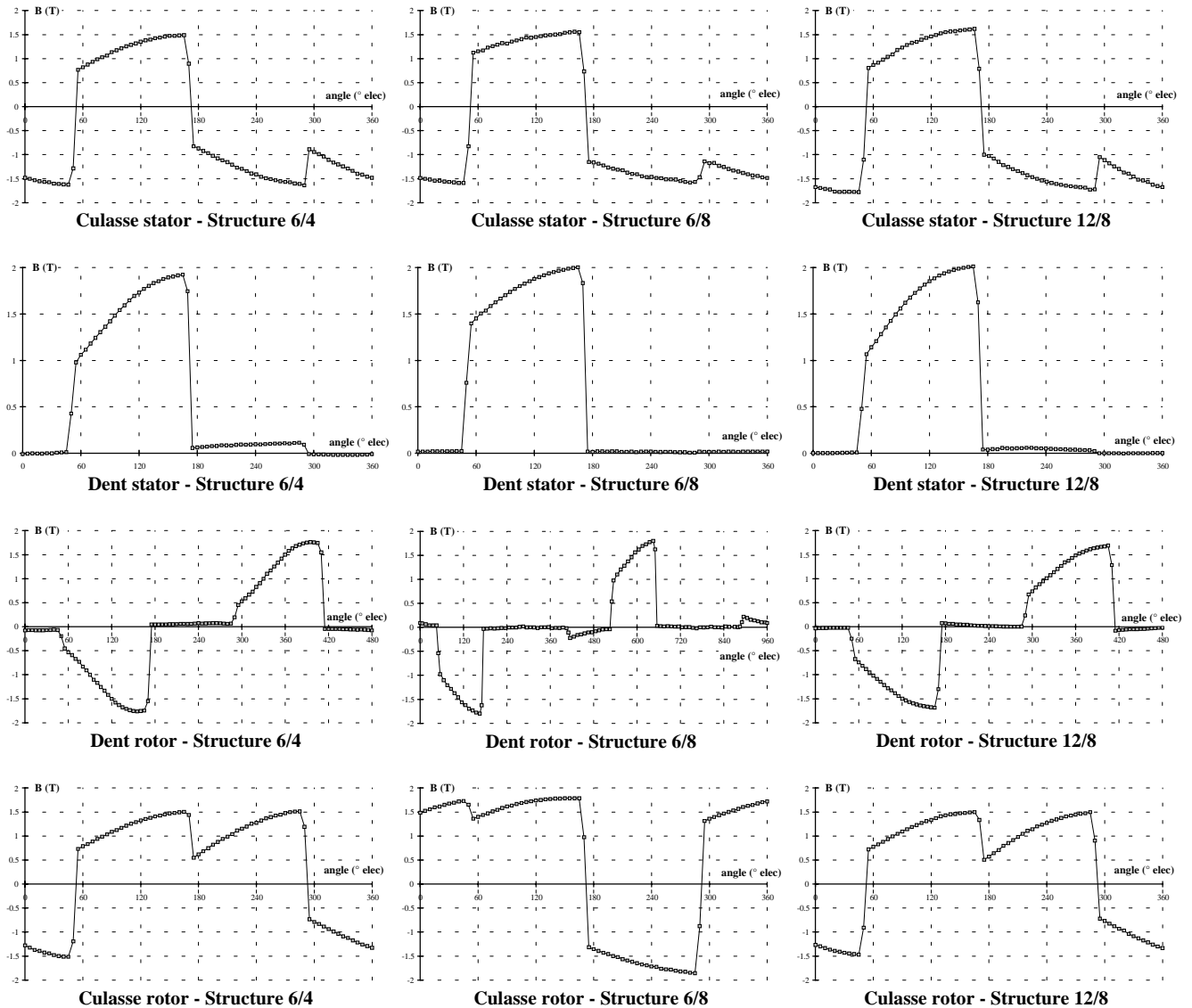


Fig. [4.4] Exemples de formes d'induction dans le cas d'une commande en créneaux de courant

Tableau récapitulatif pour le calcul des densités de pertes et des volumes dans les quatre parties

Partie considérée	ΔB	f	F_2	Volume
Culasse statorique	$\frac{\Phi_m}{E_c l_a}$	$f_{elec} = N_r f_{rot}$	$\left(\frac{U}{2n_s E_c l_a} \right)^2$	$\pi(R_{ext}^2 - (R_{ext} - E_c)^2) l_a$
Denture statorique	$\frac{\Phi_m}{w_s l_a}$	$f_{elec} = N_r f_{rot}$	$\alpha \left(\frac{U}{n_s w_s l_a} \right)^2$	$N_s h_s w_s l_a$
Denture rotorique	$\frac{2\Phi_m}{w_r l_a}$	$\frac{1}{2} \frac{N_s}{N_r} f_{elec} = \frac{1}{2} N_s f_{rot}$	$\alpha \frac{N_s}{N_r} \left(\frac{U}{n_s w_r l_a} \right)^2$	$N_r h_r w_r l_a$
Culasse rotorique	$\frac{\Phi_m}{E_{cr} l_a}$	$f_{elec} = N_r f_{rot}$	$\left(\frac{U}{2n_s E_{cr} l_a} \right)^2$	$\pi((R_{axe} + E_{cr})^2 - R_{axe}^2) l_a$

Application numérique

Pour cette application numérique, nous prenons les caractéristiques de tôles Fe_Si 3% d'épaisseur 0.35 mm, pour laquelle :

$$k_{h1} = 5 \quad k_{h2} = 40 \quad \alpha_p = 0.022$$

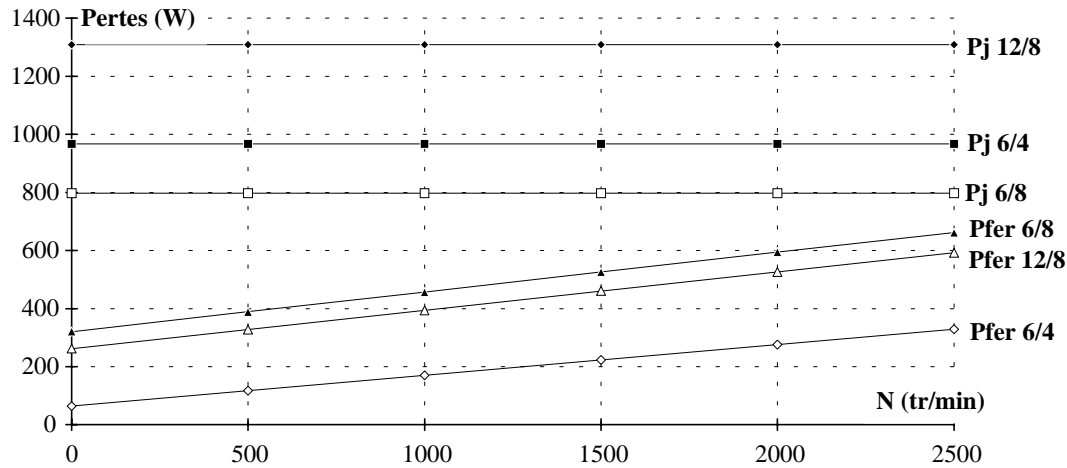


Fig. [4.5] Calcul des pertes Joule et des pertes fer pour les trois machines en mode courant

Sur la courbe précédente, les pertes Joule ont été calculées en appliquant la formule suivante issue de [10] :

$$p_J = \rho \frac{2q}{p} k_l l_a \frac{(nI_m)^2}{k_i^2 k_b S_{bob}}$$

$$S_{bob} = h_s \frac{(1 - \beta_s) 2\pi R_e}{2 N_s}$$

- ρ : Résistivité des conducteurs
- k_l : Coefficient de longueur prenant en compte les têtes de bobines
- k_b : Coefficient de remplissage du bobinage
- k_i : Rapport du courant maximal sur le courant efficace
- S_{bob} : Surface bobinaire

Température : 100 °C

$$\rho : 2.37 \cdot 10^{-8} \Omega m$$

$$k_b : 0.6$$

Structure	6/4	6/8	12/8
p	2	2	4
β_s	0.5	0.25	0.5
h_s (m)	0.0387	0.0407	0.0489
R_e (m)	0.065	0.073	0.065
S_{bob} (m ²)	$6.59 \cdot 10^{-4}$	$1.17 \cdot 10^{-3}$	$4.16 \cdot 10^{-4}$
k_l	1.44	1.41	1.22
nI_m (A)	8639	10546	12273
P_J (W)	968	798	1309

4.3. Commande en créneaux de tension - Modèle de pertes fer

4.3.1. Division de l'actionneur en quatre parties

Dans cette partie, nous allons développer une formulation pour le calcul des pertes fer d'une machine à réluctance variable triphasée alimentée en créneaux de tension. La modélisation prend en compte les éléments du dimensionnement géométrique de la machine et des éléments de commande. Les paramètres de la commande sont la valeur de la tension continue en sortie de l'alimentation et l'angle de magnétisation.

L'objectif de cette modélisation est de pouvoir exprimer les pertes fer totales avec la formulation suivante :

$$P_{\text{fer}}(W) = K_1 U + K_2 \frac{U^2}{f} + K_3 U^2 \quad \text{avec } K_1 = K_1(\theta_p), K_2 = K_2(\theta_p), K_3 = K_3(\theta_p)$$

4.3.1.1. Hypothèses

H1 - Alimentation en tension, le flux est forcé. La tension continue est parfaitement filtrée.

H2 - Décomposition de la structure en quatre principales parties :

a - culasse stator b - denture stator c - denture rotor d - culasse rotor

H3 - Le flux dans les quatre principales parties peut se déduire du flux forcé dans les bobinages.

H4 - Dans le cas d'une alimentation en pleine onde de tension, l'angle d'avance n'influe pas sur la valeur des pertes fer.

H5 - Le flux est identique dans toutes les parties de la culasse statorique. (Le sens de bobinage des enroulements est alterné, voir 4.3.3.6 Influence du sens des bobinages)

H6 - Dans chaque partie, Il n'y a qu'une composante du vecteur induction.

L'hypothèse *H4* est due à la décomposition de la machine en quatre parties où il n'est plus possible de distinguer les variations de flux produites par la variation du circuit magnétique. Cela revient à ne s'intéresser qu'aux variations temporelles de l'induction produites par l'alimentation.

Nous avons fait cette hypothèse après avoir observé les allures du vecteur induction en différents points d'une machine alimentée en créneaux de tension avec tous les paramètres de la commande fixes excepté l'angle d'avance ψ .

4.3.1.2. Modèle de densité de pertes fer adopté

Etant donné les hypothèses citées précédemment, la formulation adoptée a comme variable le vecteur induction.

$$p_{\text{fer}} = (k_{h1} \Delta B + k_{h2} \Delta B^2) f + \alpha_p \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt$$

Remarque : dans le cas où il existe des cycles mineurs, l'expression des pertes fer pour une composante de l'induction devient :

$$p_{\text{fer}} = (k_{h1} \Delta B + k_{h2} \Delta B^2) f + \alpha_p \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt + F_4 \left(k_{h1} \left(\frac{F_3}{F_4} \right) + k_{h2} \left(\frac{F_3}{F_4} \right)^2 \right) f$$

où F_3 représente la somme des amplitudes des cycles mineurs et F_4 représente leur quantité.

Remarque : Par la suite l'intégrale $\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt$ est nommée F_2 .

4.3.1.3. Exemple de forme d'induction idéalisée

Pour une structure 6/4, nous avons représenté les allures des flux dans les différentes parties de la machine pour un angle de durée d'application de la tension (θ_p) de 100 ° électrique.

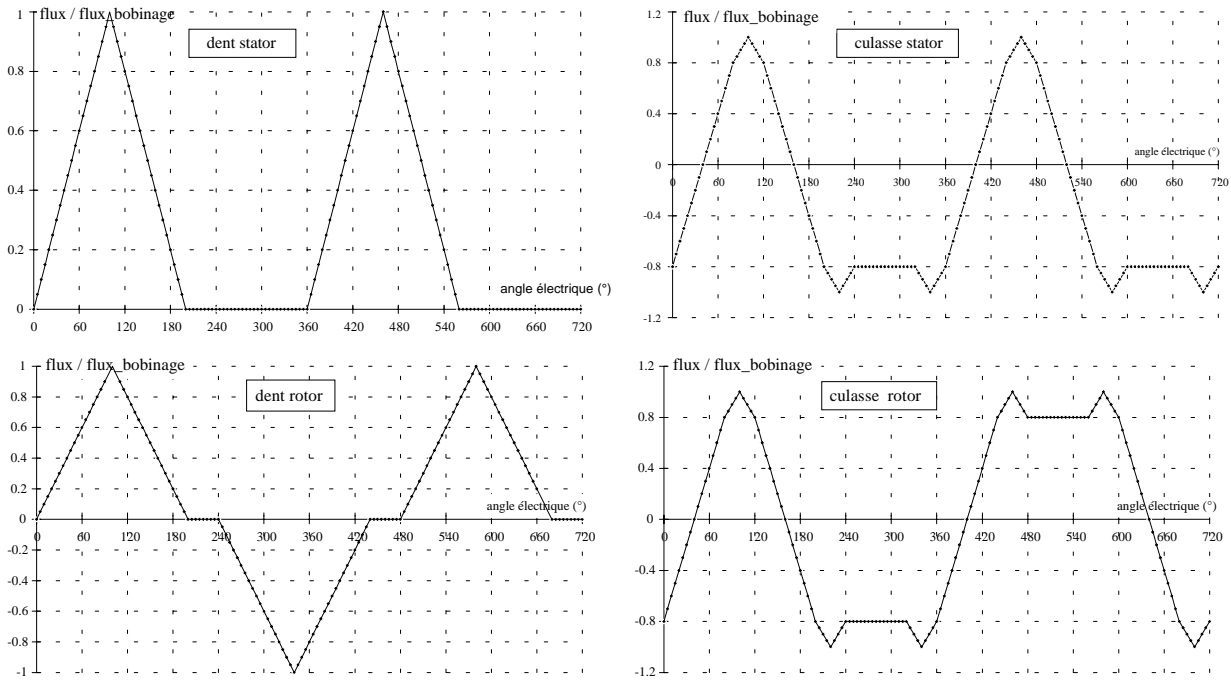


Fig. [4.6] Allures des flux idéalisés dans les quatre parties d'une MRVDS de structure 6/4

4.3.1.4. Détermination des densités de pertes volumiques

Afin de déterminer les pertes fer dans les structures de MRVDS et compte tenu du modèle de pertes fer retenu, nous allons définir quatre fonctions. La variable d'entrée de ces fonctions est l'induction déterminée dans les quatre parties principales de l'actionneur. L'induction dans ces parties est déduite, d'une part à partir du flux imposé aux bobinages statoriques alimentés par des créneaux de tension et d'autre part à partir des dimensions géométriques. Ces quatre fonctions se définissent ainsi :

- ΔB : excursion crête à crête de l'induction
- F_2 : carré de la valeur efficace de la dérivée temporelle de l'induction
- F_3 : excursion des cycles mineurs
- F_4 : nombre de cycles mineurs

Afin de généraliser les calculs, nous allons utiliser une fonction source unité. La fonction source unité est de la même forme que le flux imposé dans les bobinages mais a pour maximum la valeur unité. Pour chaque partie, il est nécessaire d'en définir une. Par exemple, pour les dents stator, la fonction source unité est définie comme suit :

$$\begin{cases} f(\theta) = \frac{\theta}{\theta_p} \text{ pour } \theta \in [0; \theta_p] \\ f(\theta) = 1 - \frac{\theta - \theta_p}{\theta_p} \text{ pour } \theta \in [\theta_p; 2\theta_p] \end{cases}$$

Pour la culasse stator et pour le rotor, $f(\theta)$ est une composition de la fonction source unité définie pour les dents stator. A partir des fonctions sources propres à chaque partie, et en fonction de l'angle θ_p , nous pouvons déterminer quatre fonctions qui sont :

$$\begin{aligned} f_1 &= \max(f(\theta)) - \min(f(\theta)) && \text{ce qui revient à calculer l'excursion crête à crête de la fonction source} \\ f_2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{df(\theta)}{d\theta} \right)^2 d\theta \\ f_3 &= \text{excursion des cycles mineurs de la fonction source} \\ f_4 &= \text{nombre de cycles mineurs} \end{aligned}$$

Ces fonctions ne servent qu'à calculer ΔB , F_2 , F_3 , F_4 en mettant en quelque sorte les paramètres de la commande en facteur. Nous avons récapitulé les résultats pour chaque partie dans les tableaux suivants :

Denture statorique

$$B_m = \frac{U}{n_s w_s l_a} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2} \quad f = f_{elec} = N_r f_{rot} \quad \text{Volume} \approx N_s h_s w_s l_a$$

θ_p	ΔB	F_2	F_3	F_4
$0 < \theta_p \leq \pi$	B_m	$\frac{4\pi}{\theta_p} B_m^2 f^2$	0	0

Culasse statorique

$$B_m = \frac{U}{2n_s E_c l_a} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2} \quad f = f_{elec} = N_r f_{rot} \quad \text{Volume} = \pi (R_{ext}^2 - (R_{ext} - E_c)^2) l_a$$

θ_p	ΔB	F_2	F_3	F_4
$\theta_p \leq \frac{\pi}{3}$	$2 B_m$	$\frac{12\pi}{\theta_p} B_m^2 f^2$	B_m	1
$\frac{\pi}{3} < \theta_p \leq \frac{2\pi}{3}$	$2 B_m$	$\left(48 - \frac{36\theta_p}{\pi}\right) B_m^2 f^2$	$\left(2 - \frac{3\theta_p}{\pi}\right) B_m$	1
$\frac{2\pi}{3} < \theta_p \leq \pi$	$B_m \left(\frac{8}{3} - \frac{\theta_p}{\pi}\right)$	$\left(\frac{128}{3} - \frac{28\theta_p}{\pi}\right) B_m^2 f^2$	0	0

Denture rotorique

$$B_m = \frac{U}{n_s w_r l_a} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2} \quad f = \frac{1}{2} \frac{N_s}{N_r} f_{elec} = \frac{1}{2} N_s f_{rot} \quad \text{Volume} = N_r h_r w_r l_a$$

θ_p	ΔB	F_2	F_3	F_4
$0 < \theta_p \leq \pi$	$2 B_m$	$\frac{16\pi}{\theta_p} B_m^2 f^2$	0	0

Culasse rotorique

$$B_m = \frac{U}{2n_s E_{cr} l_a} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2} \quad f = f_{elec} = N_r f_{rot} \quad \text{Volume} = \pi (R_{axe} + E_{cr})^2 - R_{axe}^2 l_a$$

Le tableau pour le calcul de ΔB , F_2 , F_3 , F_4 est identique à celui pour la culasse stator.

Avec les formulations établies, il est possible de calculer les pertes volumiques dans les quatre parties de l'actionneurs en fonction des paramètres de la commande en tension et des dimensions géométriques.

Il est aussi possible de regrouper toutes ces formulations afin d'en obtenir une valable pour l'ensemble de la machine.

4.3.1.5. Formulation synthétique des pertes fer dans l'ensemble de la machine

Nous avons exposé pour l'instant une méthode de calcul des densités de pertes fer dans les différentes parties de la machine (culasse stator, dent stator, dent rotor et culasse rotor).

Nous allons maintenant regrouper toutes ces formulations afin d'en obtenir une donnant la valeur des pertes fer en fonction des paramètres de commande (tension d'alimentation U et durée d'application de la tension θ_p), des paramètres géométriques (l_a , E_c , w_s , w_r , n_s etc.) et des caractéristiques magnétiques des tôles (k_{h1} , k_{h2} , α_p).

Les pertes fer totales peuvent se mettre sous la forme : $P_{\text{fer}}(W) = K_1 U + K_2 \frac{U^2}{f} + K_3 U^2$.

Expression des coefficients K_1 , K_2 et K_3 .

Dans les expressions de K_1 , K_2 et K_3 , la variable θ_p doit être exprimé en radian.

$$\text{Pour } \theta_p \leq \frac{\pi}{3}$$

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{k_{h1}}{2} \left(\frac{\theta_p}{n_s \pi} \right) \left[N_s h_s + \frac{3\pi}{2} \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}} \right) + N_s h_r \right] \\ K_2 &= \frac{k_{h2}}{l_a} \left(\frac{\theta_p}{n_s \pi} \right)^2 \left[\frac{N_s h_s}{4w_s} + \frac{5\pi}{16} \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}^2} \right) + \frac{N_s h_r}{2w_r} \right] \\ K_3 &= \frac{\alpha_p}{n_s^2 l_a} \left(\frac{\theta_p}{\pi} \right) \left[\frac{N_s h_s}{w_s} + \frac{3\pi}{4} \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}^2} \right) + \frac{N_s^2 h_r}{N_r w_r} \right] \end{aligned}$$

$$\text{Pour } \frac{\pi}{3} < \theta_p \leq \frac{2\pi}{3}$$

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{k_{h1}}{2} \left(\frac{\theta_p}{n_s \pi} \right) \left[N_s h_s + \frac{4 - \frac{3\theta_p}{\pi}}{2} \pi \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}} \right) + N_s h_r \right] \\ K_2 &= \frac{k_{h2}}{l_a} \left(\frac{\theta_p}{n_s \pi} \right)^2 \left[\frac{N_s h_s}{4w_s} + \frac{4 + \left(2 - \frac{3\theta_p}{\pi} \right)^2}{16} \pi \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}^2} \right) + \frac{N_s h_r}{2w_r} \right] \\ K_3 &= \frac{\alpha_p}{n_s^2 l_a} \left(\frac{\theta_p}{\pi} \right) \left[\frac{N_s h_s}{w_s} + \frac{48 - \frac{36\theta_p}{\pi}}{16} \theta_p \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}^2} \right) + \frac{N_s^2 h_r}{N_r w_r} \right] \end{aligned}$$

$$\text{Pour } \frac{2\pi}{3} < \theta_p \leq \pi$$

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{k_{h1}}{2} \left(\frac{\theta_p}{n_s \pi} \right) \left[N_s h_s + \frac{8 - \frac{\theta_p}{\pi}}{3} \pi \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}} \right) + N_s h_r \right] \\ K_2 &= \frac{k_{h2}}{l_a} \left(\frac{\theta_p}{n_s \pi} \right)^2 \left[\frac{N_s h_s}{4w_s} + \frac{\left(\frac{8 - \frac{\theta_p}{\pi}}{3} \right)^2}{16} \pi \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}^2} \right) + \frac{N_s h_r}{2w_r} \right] \\ K_3 &= \frac{\alpha_p}{n_s^2 l_a} \left(\frac{\theta_p}{\pi} \right) \left[\frac{N_s h_s}{w_s} + \frac{128 - \frac{28\theta_p}{\pi}}{16} \theta_p \left(\frac{R_{\text{ext}}^2 - (R_{\text{ext}} - E_c)^2}{E_c^2} + \frac{(R_{\text{axe}} + E_{\text{cr}})^2 - R_{\text{axe}}^2}{E_{\text{cr}}^2} \right) + \frac{N_s^2 h_r}{N_r w_r} \right] \end{aligned}$$

Application numérique.

Nous allons faire l'application numérique du calcul des coefficients K_1 , K_2 et K_3 en fonction de θ_p , pour les trois structures de MRVDS triphasée. Dans les exemples numériques, nous avons choisi $k_{h1} = 5$, $k_{h2} = 40$, $\alpha_p = 0.022$, valeurs de coefficients pour des tôles FeSi3% d'épaisseur 0.35 mm. Nous allons aussi tracer les courbes donnant la valeur des pertes fer pour les trois machines en fonction de la fréquence. La tension est fixée à 120 V et l'angle de durée d'application de la tension θ_p est fixé à une valeur de 180° électrique. Cette valeur permet d'obtenir la valeur supérieure des pertes fer. La courbe représente donc l'enveloppe maximum des pertes fer. Les paramètres de commande, ici θ_p , doivent être optimisés [6] et il se peut qu'en définitive les pertes fer n'évoluent pas comme sur la courbe présentée. Il est tout à fait possible de tracer ces courbes paramétrées par différentes valeurs de θ_p .

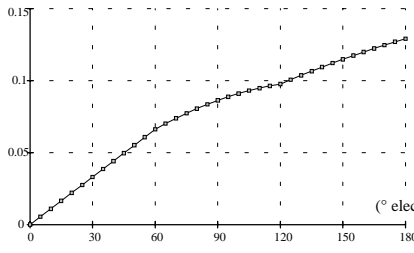


Fig. [4.7a] $K_1(\theta_p)$ MRVDS 6/4

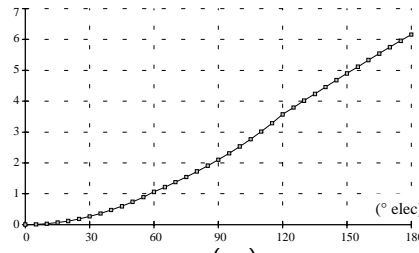


Fig. [4.7b] $K_2(\theta_p)$ MRVDS 6/4

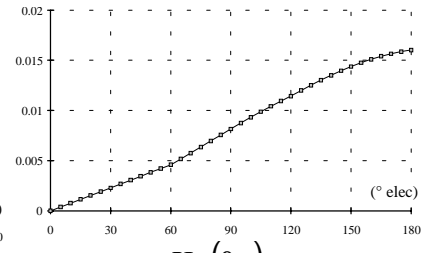


Fig. [4.7c] $K_3(\theta_p)$ MRVDS 6/4

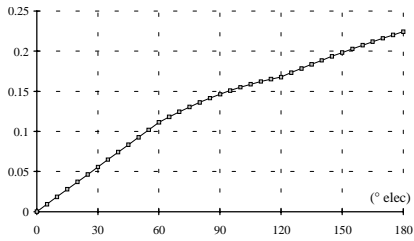


Fig. [4.8a] $K_1(\theta_p)$ MRVDS 6/8

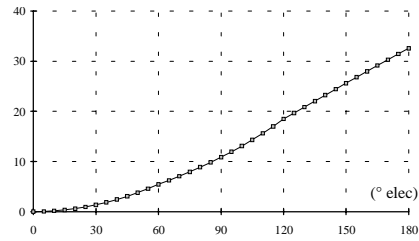


Fig. [4.8b] $K_2(\theta_p)$ MRVDS 6/8

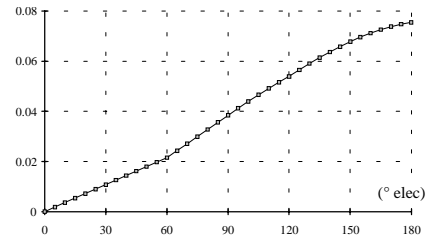


Fig. [4.8c] $K_3(\theta_p)$ MRVDS 6/8

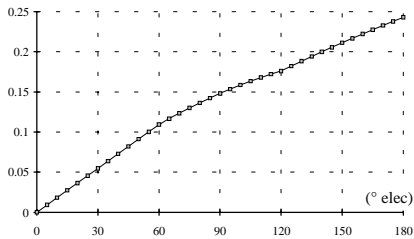


Fig. [4.9a] $K_1(\theta_p)$ MRVDS 12/8

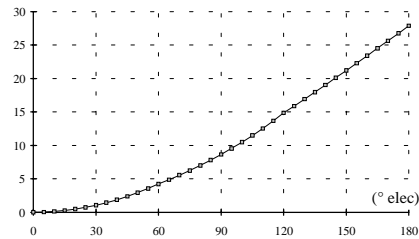


Fig. [4.9b] $K_2(\theta_p)$ MRVDS 12/8

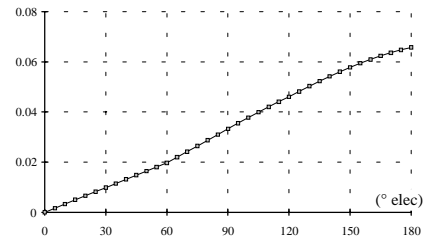


Fig. [4.9c] $K_3(\theta_p)$ MRVDS 12/8

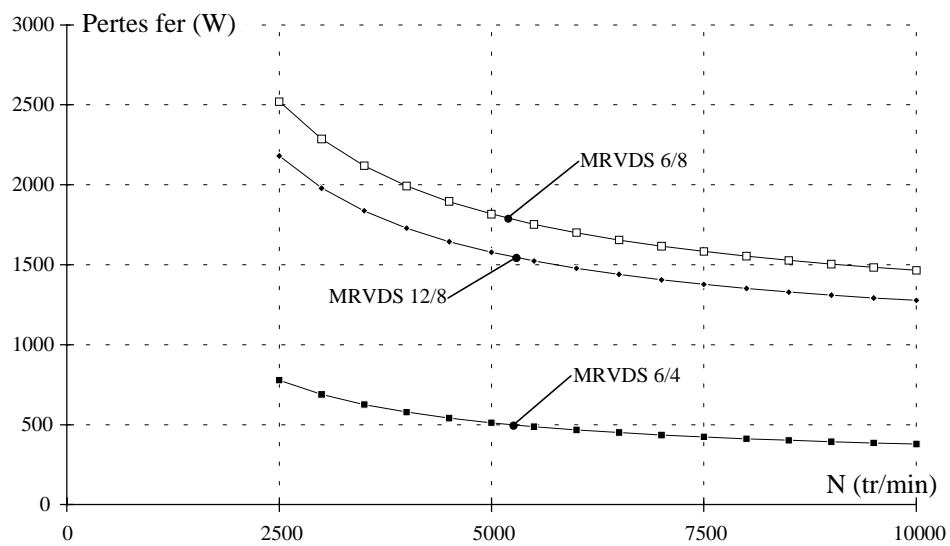


Fig. [4.10] Pertes fer en fonction de la vitesse en pleine onde de tension ($U = 120 \text{ V}$ et $\theta_p = 180^\circ$)

4.3.2. Décomposition de l'actionneur en macro-éléments, fonction de transfert

Dans la partie précédente, l'actionneur est divisé en quatre parties (hypothèse *H2*) et nous avons fait l'hypothèse de l'existence d'une composante unique du vecteur induction dans chaque partie (hypothèse *H6*).

Dans cette partie, nous allons étudier la validité de ces deux hypothèses. Pour cela, nous allons subdiviser la machine en un nombre plus important de parties. Nous appellerons ces subdivisions des "zones" qui peuvent être assimilées à des "macro-éléments".

Cette méthode de calcul va aussi nous permettre de vérifier l'hypothèse *H4* qui stipule que l'angle d'avance n'a pas, ou peu, d'influence sur les pertes fer. Seul l'angle de durée d'application de la tension est influent.

L'objectif de cette méthode est de développer un logiciel (ici il n'est plus possible de développer des expressions) dont le temps de calcul est suffisamment court pour permettre un rebouclage dans le cas d'un travail d'optimisation de structure.

Nous allons définir des fonctions de transfert donnant les deux composantes du vecteur induction (x et y ou normale et tangentielle) en fonction du flux imposé par l'alimentation. Ces fonctions de transfert sont définies à l'aide du logiciel de calcul par éléments finis deux dimensions *Maxwell* module *MS32* de Ansoft (calcul en magnétostatique et matériau magnétique linéaire). Dans un premier temps, nous avons choisi de travailler avec des structures linéaires (non tournantes) et avec des matériaux magnétiques non saturés. En effet, devant le nombre possible de structures (nombre de dents au stator et au rotor et dimensions de celles-ci), et devant les multiples caractéristiques des matériaux magnétiques, nous avons fait ce choix afin de pouvoir mettre au point cette méthode de calcul.

Avec cette méthode, nous utilisons le calcul par éléments finis une seule fois pour calculer des fonctions de transfert nous donnant les deux composantes du vecteur induction, dans les différentes zones de la machine, en fonction d'une induction moyenne de un Tesla fournie par les enroulements et ceci pour une période angulaire de fonctionnement.

Les fonctions de transfert définies, elles apparaissent dans des fichiers informatiques, et sont donc utilisables à souhait avec des temps de calculs de l'ordre de la minute. Pour diminuer au maximum l'effet de la structure, nous avons décidé de normaliser ces fonctions de transfert par rapport aux dimensions possibles de l'actionneur. Pour estimer l'effet des caractéristiques des matériaux magnétiques et en particulier la saturation nous avons calculé les fonctions de transfert pour différents niveaux d'induction moyens à l'aide du logiciel de calcul par éléments finis deux dimensions *Maxwell* module *NL32* de Ansoft (calcul en magnétostatique et matériau magnétique non linéaire). Enfin il sera toujours possible de comparer les résultats obtenus avec ceux obtenus intégralement à l'aide des éléments finis.

4.3.2.1. Présentation de la décomposition de l'actionneur.

Ce sont dans les zones de denture et à la base de celles-ci que le vecteur induction possède deux composantes. En effet dans presque la totalité des culasses (stator et rotor), nous pouvons considérer qu'il n'existe qu'une seule composante du vecteur induction.

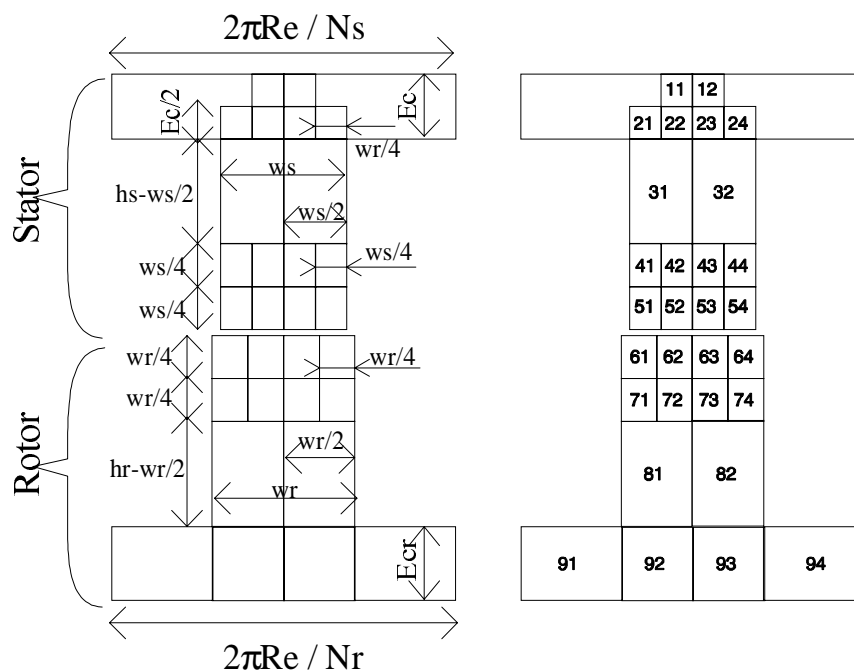


Fig. [4.11] Dimensions et numérotation des macro-éléments

La décomposition est ici arbitraire. Elle résulte de nombreux calculs par éléments finis qui ont permis de montrer que les zones les plus sensibles se trouvent situées près de l'entrefer. Des exemples de calculs sont présentés sur les figures suivantes. Un compromis précision-complexité de calculs doit permettre de trouver un découpage optimal. Ces simulations, faites sur une structure linéaire comprenant une dent stator et deux dents rotor, permettent d'étudier, pour quelques zones, les deux composantes de la densité de flux et ceci pour cinq positions comprises entre l'opposition (position 0°) et la conjonction (position 180°).

Le flux est créé par des bobinages concentriques autour de la dent stator (dent supérieure sur les dessins).

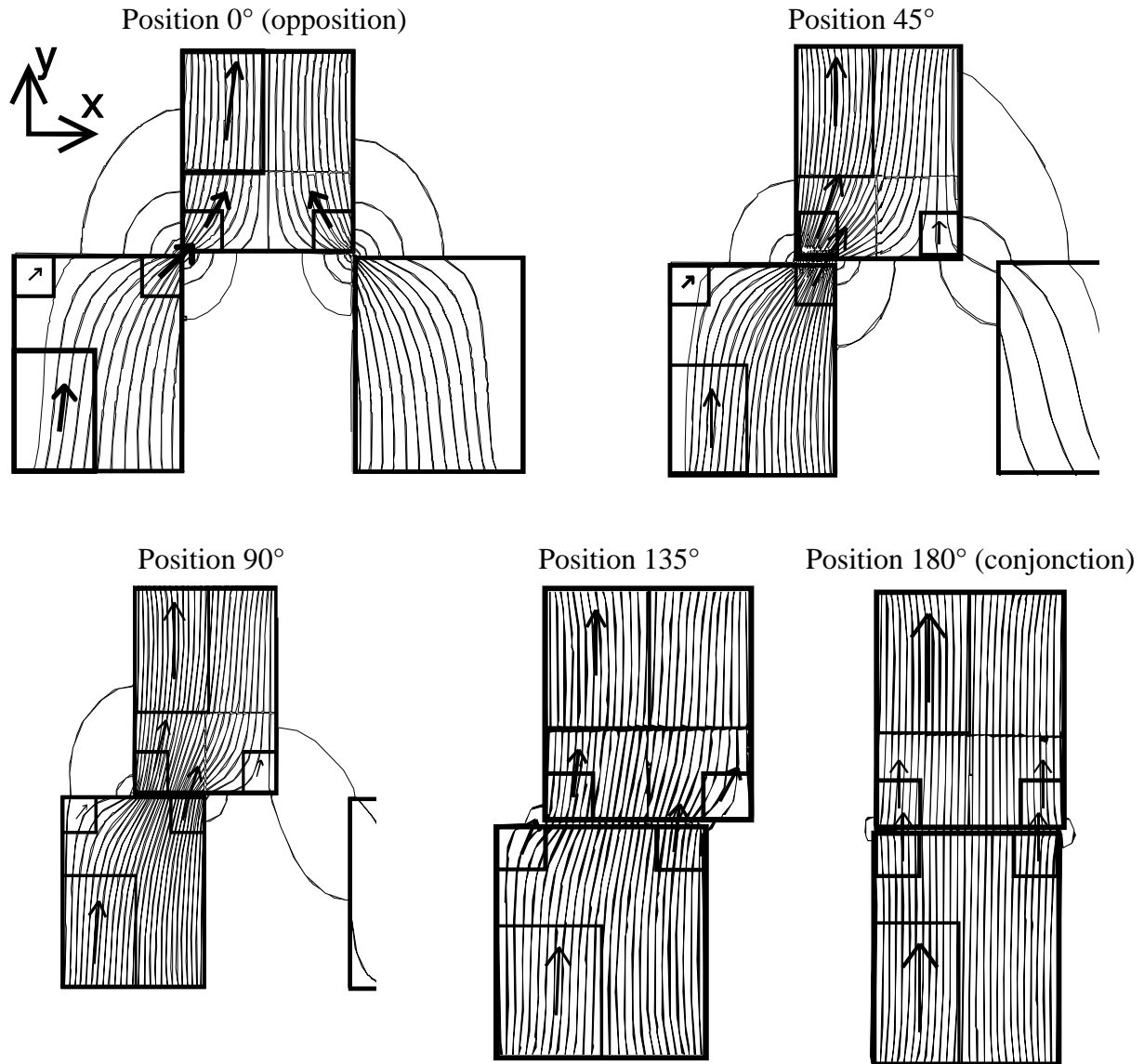


Fig. [4.12] Représentation vectorielle des densités de flux pour différentes positions du rotor

Nous avons représenté par des vecteurs l'orientation et l'amplitude de la densité de flux dans la zone considérée. Nous pouvons observer qu'effectivement, à la base des dents, la composante de la densité de flux selon l'axe x est faible en comparaison de la composante de la densité de flux selon l'axe y . Nous pouvons aussi constater que les zones où il existe une induction avec deux composantes se situent près de l'entrefer et jusqu'à une distance voisine de la demi-largeur de la dent.

Sur les figures suivantes, nous avons représenté les deux composantes relatives de la densité de flux en fonction de la position et ceci pour les zones 31 (base gauche de la dent stator), 51 (extrémité gauche de la dent stator), 54 (extrémité droite de la dent stator), 61 (extrémité gauche de la dent rotor), 64 (extrémité droite de la dent rotor) et 81 (base gauche de la dent rotor). Ces différentes zones sont définies à la figure 4.11.

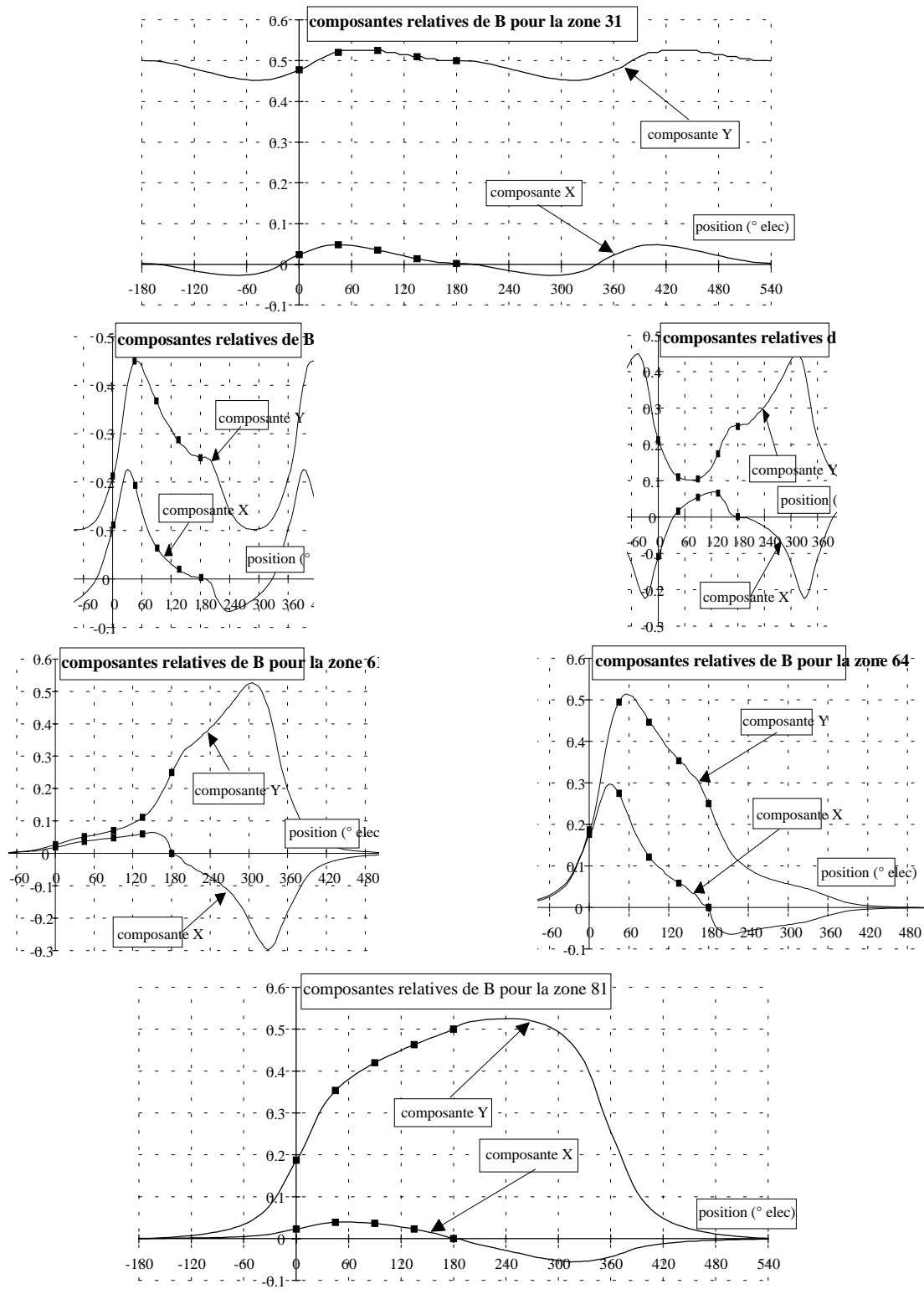


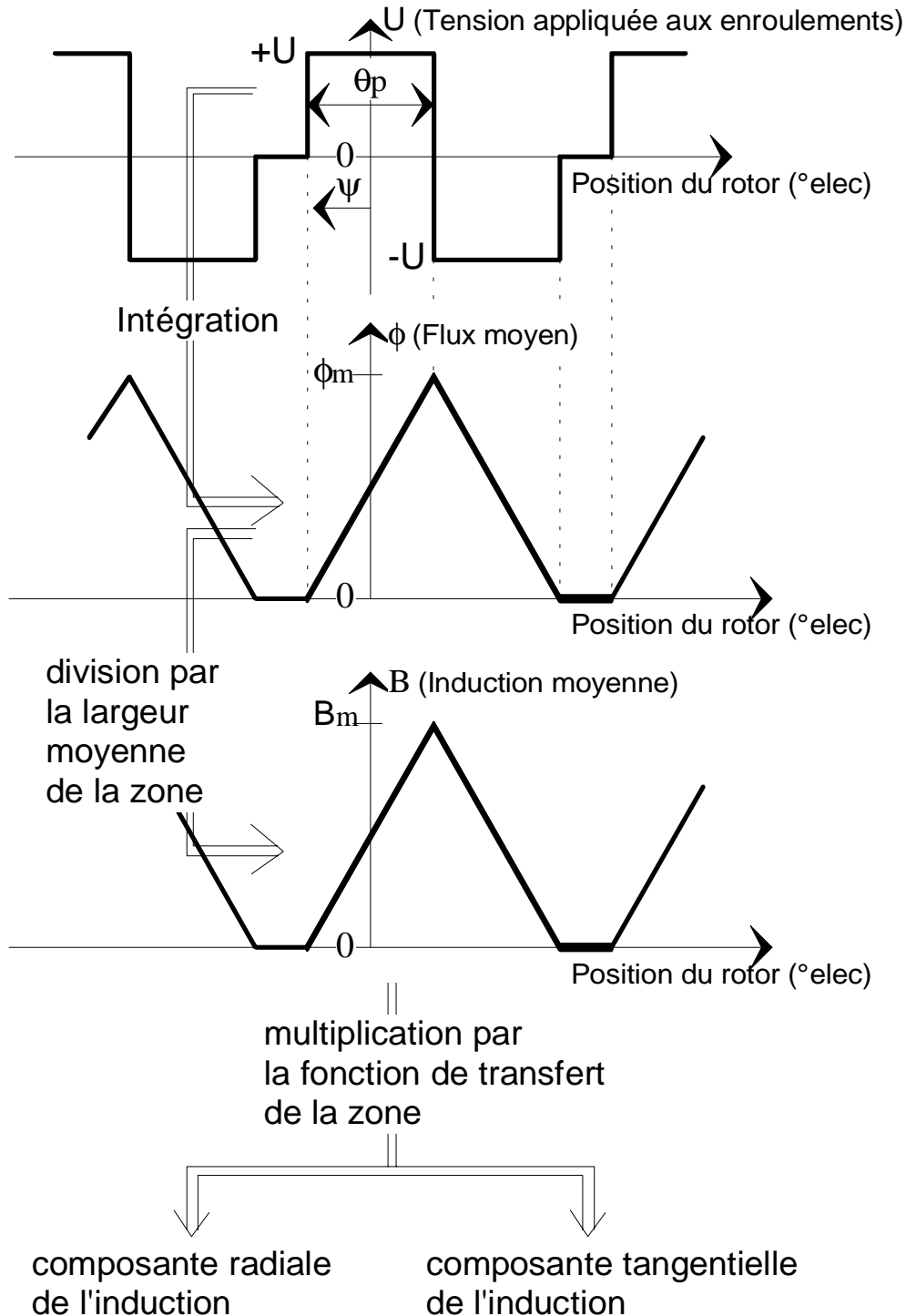
Fig. [4.14] Exemples de fonctions de transfert

Le flux étant créé au stator, pour les zones situées au stator, la période est de 360° . Pour les zones situées au rotor, il n'y a pas de période et la détermination des fonctions de transfert doit être faite de $-\infty$ à $+\infty$. De façon pratique, l'étude peut se faire de -180° à $+540^\circ$. En effet au-delà de ces limites, les composantes relatives du flux tendent vers zéro et ces valeurs limites permettent de calculer les pertes fer dans le cas d'une alimentation en tension avec des configurations d'angles de commandes extrêmes ($\theta_p = 180^\circ$ et $\psi = \pm 180^\circ$)

4.3.2.2. Calcul des pertes fer dans les zones de denture

Après avoir présenté la décomposition des zones de denture, nous allons calculer les pertes fer dans celles-ci et les comparer aux calculs analytiques (voir chapitre 4 partie 4.3.1). Les calculs sont effectués sur les trois structures de MRVDS déjà présentées (voir chapitre 4 partie 4.1). Nous allons dans un premier temps expliquer la méthode de calcul et ensuite dans un deuxième temps présenter les résultats et les comparaisons.

La commande étudiée est ici la commande en créneaux de tension. Le flux imposé aux bobinages est donc parfaitement déterminé (aux chutes de tension résistives près). A partir du flux dans les bobinages et à l'aide des fonctions de transfert on détermine les deux composantes du vecteur induction. Ces deux grandeurs connues, il ne reste plus qu'à appliquer le modèle de pertes fer et ainsi, à calculer les pertes fer volumiques. En multipliant celles-ci par les volumes considérés et en répétant ces calculs pour toutes les zones de denture, on obtient les pertes fer globales pour toute la denture stator et/ou rotor. Ces différentes étapes sont décrites à l'aide des figures suivantes :



Les simulations présentées sont faites sur la MRVDS 6/4 et pour une vitesse de rotation de 5000 tr/mn. Les angles de commande sont : $\theta_p = 150^\circ$ et $\psi = 60^\circ$. La tension d'alimentation est de 120V. Le nombre de spire est de 22. Nous nous intéressons au vecteur induction dans la zone 51 (partie de la dent stator proche de l'entrefer et définie à la figure 4.11).

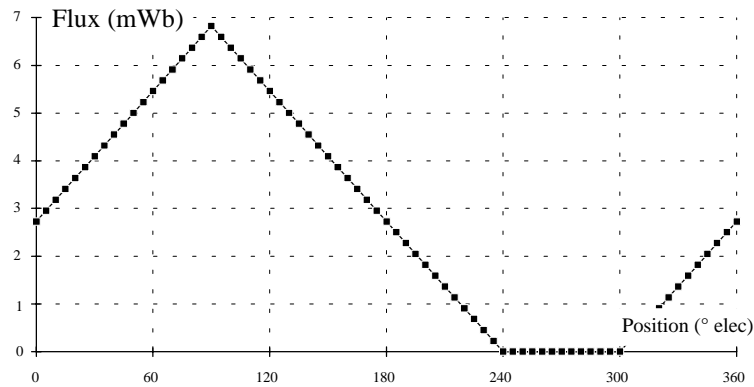


Fig.[4.15] Flux dans une spire du bobinage d'alimentation

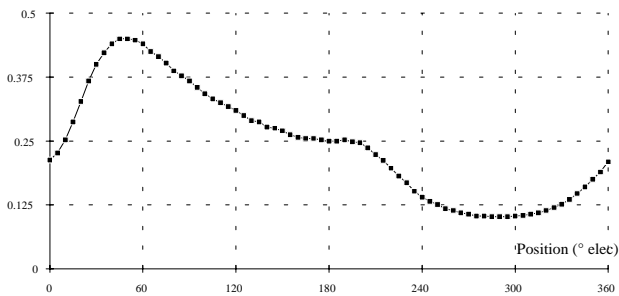


Fig.[4.16] Composante relative (y) de l'induction

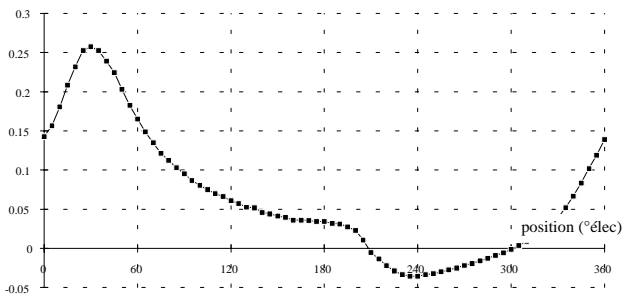


Fig.[4.17] Composante relative (x) de l'induction

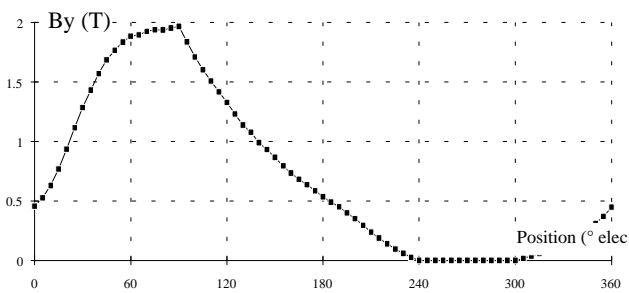


Fig.[4.18] Composante radiale (y) de l'induction

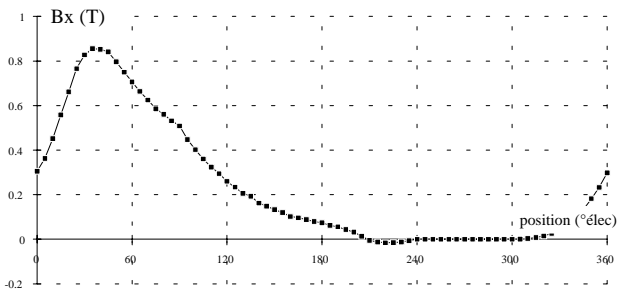


Fig.[4.19] Composante tangentielle (x) de l'induction

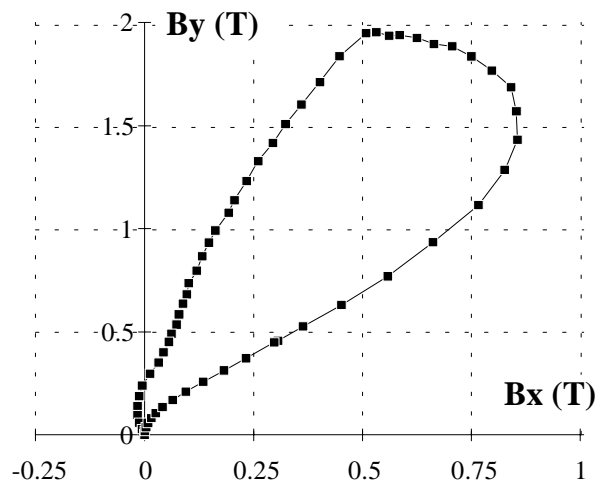


Fig. [4.20] Représentation des deux composantes dans le plan x-y.

4.3.2.3. Influence de l'angle d'avance

Nous présentons ci dessous les allures des courbes donnant les pertes fer dans les zones de denture en fonction de l'angle d'avance (ψ) et paramétrées par trois angles de durée d'application de la tension ($\theta_p = 120^\circ ; 150^\circ ; 180^\circ$). Ces applications numériques ont été effectuées pour une vitesse de rotation de 5000 tr/min.

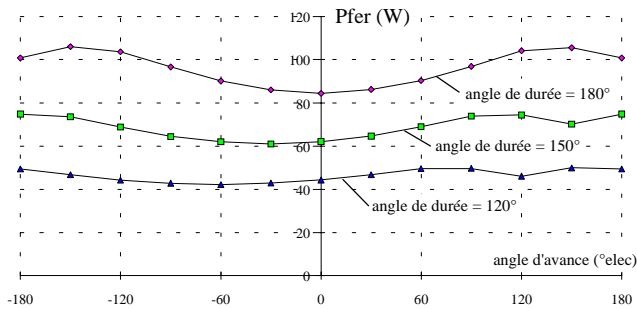


Fig.[4.21a] Pertes dans la denture stator MRVDS 6/4

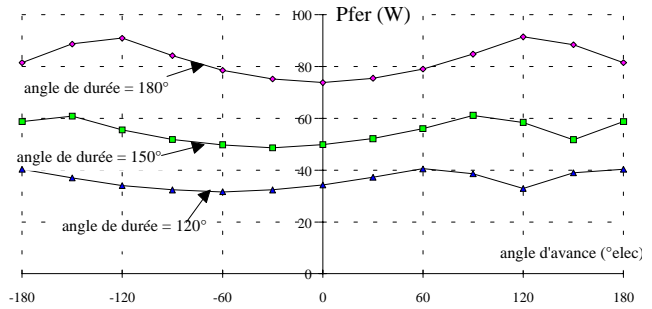


Fig.[4.21b] Pertes dans la denture rotor MRVDS 6/4

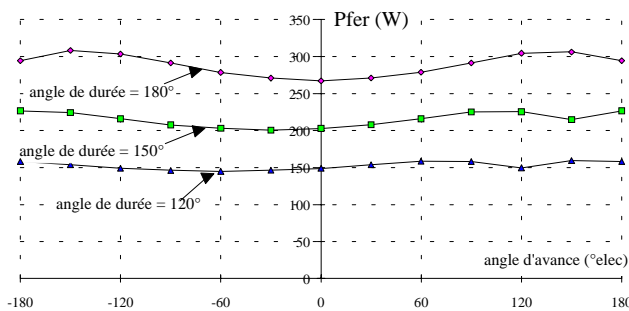


Fig.[4.22a] Pertes dans la denture stator MRVDS 6/8

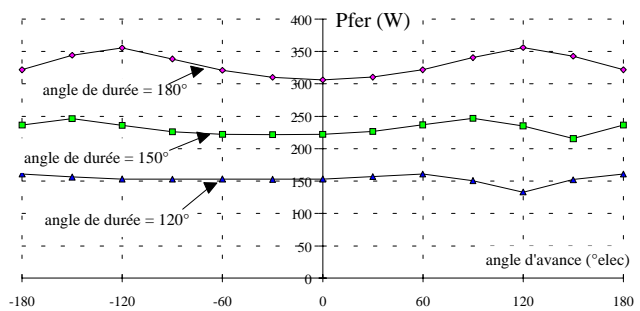


Fig.[4.22b] Pertes dans la denture rotor MRVDS 6/8

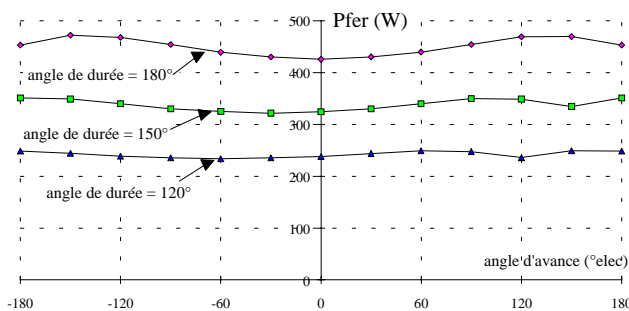


Fig.[4.23a] Pertes dans la denture stator MRVDS 12/8

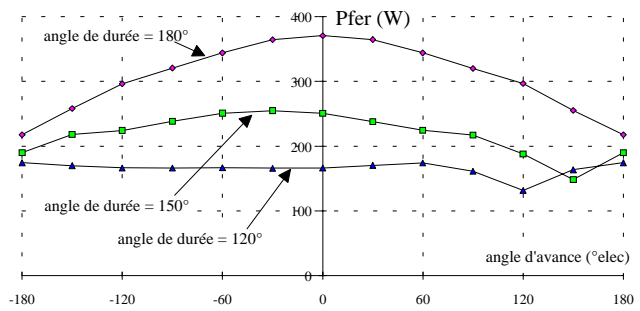


Fig.[4.23b] Pertes dans la denture rotor MRVDS 12/8

Nous pouvons observer sur ces courbes que l'angle d'avance, dans la plupart des cas (sauf ici pour la denture rotor de la structure 12/8), a peu d'influence sur la valeur des pertes fer dans les zones de denture.

Pour chaque valeur de θ_p , nous avons calculé d'une part, la valeur moyenne des valeurs de pertes fer en fonction de l'angle d'avance et d'autre part, l'écart relatif des valeurs calculées par rapport à cette valeur moyenne.

Afin de quantifier l'influence de l'angle d'avance, nous avons calculé, pour quatre vitesses de rotation et pour cinq valeurs de θ_p ($120^\circ, 135^\circ, 150^\circ, 165^\circ, 180^\circ$), l'écart relatif des valeurs de pertes fer par rapport à la valeur moyenne. On peut noter que ce rapport est compris entre 10 et 20 % (à l'exception de la zone de denture rotor où il atteint 50%). Cela signifie que quelle que soit la variation de l'angle d'avance les pertes fer ne varient que de $\pm 10\%$.

Les résultats sont récapitulés dans les tableaux suivants :

Pour la MRVDS 6/4 :

	Dent stator				Dent rotor			
N (tr/mn)	2500	5000	7500	10000	2500	5000	7500	10000
écart/moyenne	18%	20%	21%	22%	22%	23%	23%	23%

Pour la MRVDS 6/8 :

	Dent stator				Dent rotor			
N (tr/mn)	2500	5000	7500	10000	2500	5000	7500	10000
écart/moyenne	10%	12%	13%	13%	19%	15%	15%	16%

Pour la MRVDS 12/8 :

	Dent stator				Dent rotor			
N (tr/mn)	2500	5000	7500	10000	2500	5000	7500	10000
écart/moyenne	7%	9%	9%	10%	47%	41%	38%	36%

Nous avons aussi calculé le rapport des pertes fer calculées avec la méthode de décomposition de l'actionneur en macro-éléments et les pertes fer calculées à l'aide de la modélisation analytique (voir chapitre 4 partie 4.2).

Les résultats sont présentés dans les tableaux suivants avec :

Décomposition de l'actionneur en macro-éléments → macro-élé.
Modélisation analytique → analy.

Pour la MRVDS 6/4 :

	Dent stator				Dent rotor			
N (tr/mn)	2500	5000	7500	10000	2500	5000	7500	10000
macro-élé. / analy.	19%	25%	26%	28%	10%	13%	14%	16%

Pour la MRVDS 6/8 :

	Dent stator				Dent rotor			
N (tr/mn)	2500	5000	7500	10000	2500	5000	7500	10000
macro-élé. / analy.	14%	17%	18%	19%	4%	17%	26%	32%

Pour la MRVDS 12/8 :

	Dent stator				Dent rotor			
N (tr/mn)	2500	5000	7500	10000	2500	5000	7500	10000
macro-élé. / analy.	10%	12%	13%	14%	-24%	-23%	-22%	-22%

Mis à part le cas de la denture rotor de la structure 12/8, les pertes fer calculées en décomposant les zones de denture et en calculant les pertes dans chaque zone, sont supérieures d'environ 20 % par rapport au calcul analytique.

Ceci peut s'expliquer par le fait que la méthode avec les macro-éléments tient compte de l'induction rotationnelle dans les zones situées près de l'entrefer.

De plus les allures des inductions ne sont plus tout à fait triangulaires mais sont déformées en raison de la modification du circuit magnétique.

Il sera toujours possible d'appliquer un coefficient correcteur à la modélisation analytique.

Il faut cependant relativiser ces résultats en comparant les pertes dans les culasses aux pertes de dentures. En effet, les pertes dans les culasses représentent aux moins 50% des pertes totales. Une variation de 20% des pertes de denture ne représente donc qu'au maximum 12.5% des pertes totales.

4.3.3. Décomposition de l'actionneur en macro-éléments, méthode des éléments finis.

Cette troisième méthode pour la détermination des pertes fer dans une MRVDS alimentée en créneaux de tension, est entièrement basée sur la méthode des éléments finis. Le logiciel, nous permettant de déterminer le vecteur induction en tout point de la machine, effectue les calculs en magnétostatique en deux dimensions avec des matériaux magnétiques non linéaires (*Maxwell - NL32* de *Ansoft*). Deux grandes observations sont à faire.

La première est que le module *NL32* par éléments finis fait le calcul en magnétostatique. Cela signifie que les simulations ne sont pas faites pas à pas dans le temps mais pour un échantillonnage des positions géométriques.

La seconde observation est que ce logiciel par éléments finis permet de calculer les grandeurs électromagnétiques en tout point de l'actionneur et en particulier, dans le cas qui nous intéresse, le vecteur induction aux noeuds du maillage. Mais comme il n'est pas possible d'associer de surface donc de volume aux points du maillage, nous avons décidé de garder la décomposition de l'actionneur en macro-éléments présentée dans la partie précédente.

Avec ce logiciel par éléments finis, après avoir défini la structure, il est facile d'imposer les courants polyphasés en fonctions des différentes positions. Dans le cas d'une alimentation en créneaux de courant, les simulations et la détermination des grandeurs électromagnétiques sont donc aisées. Mais dans le cas d'une alimentation en créneaux de tension, ce sont les flux dans les différentes phases qui sont imposés (aux chutes de tension près). Il faut donc, dans une étape préliminaire, déterminer les courants polyphasés à injecter pour la simulation d'une commande en créneaux de tension. Les courants obtenus, il suffit de calculer le vecteur induction dans les macro-éléments et ceci pour un échantillonnage de positions nous permettant de connaître une période du vecteur induction.

Les inductions connues, il suffit d'appliquer le modèle de pertes fer et ainsi de calculer les pertes volumiques associées à chaque macro-élément. Le volume de ces éléments étant connu, nous pouvons calculer les pertes fer globales.

4.3.3.1. Détermination des courants

Pour la détermination des courants polyphasés, il faut rappeler que le flux est connu. En effet nous étudions le cas d'une MRVDS alimentée en créneaux de tension, et nous faisons l'hypothèse que le flux est forcé. Cette remarque étant faite, nous allons présenter une méthode pour le calcul des courants. Les MRVDS étudiées sont caractérisées par leur non-linéarité. Par exemple, il n'existe pas de relation linéaire entre le flux et le courant. Une des méthodes, certainement la plus précise, pour déterminer le courant connaissant le flux en fonction de la position nécessite de connaître de façon précise le réseau $\phi(i, \theta)$ (flux pour différents courants et pour différentes positions angulaires du rotor par rapport au stator). La précision de cette méthode dépend du nombre de points d'échantillonnage choisis pour définir ce réseau. Dans le cas où l'on choisit les éléments finis (seule méthode possible dans le cas de simulations numériques) cela fera des temps de calculs et des fichiers à traiter d'autant plus importants et lourds que le nombre de points est important. Pour fixer les idées, un échantillonnage de 1° sur une demi-période de 180° pour les positions et un échantillonnage du courant de $1/20$ entre 0 et nI_{\max} , nécessite $180 \times 20 = 3600$ calculs par éléments finis. Ce qui peut représenter un temps de calculs supérieur à une semaine avec micro-ordinateur classique en 1995. La matrice à traiter sera une matrice 180×20 .

Nous avons opté pour une méthode nécessitant moins de calculs. Cette méthode a été présentée dans [72]. Elle consiste en une modélisation de la perméance trapézoïdale modifiée appelée : *forme de perméance ZTR*(θ).

Le flux est alors donné par la connaissance de la perméance dans la position d'opposition et dans la position de conjonction et par cette fonction *ZTR*(θ), par la relation suivante :

$$\phi(nI, \theta) = \{\phi_o(nI) + [\phi_c(nI) - \phi_o(nI)]ZTR(\theta)\}$$

Et la fonction *ZTR*(θ) est définie ainsi :

$$ZTR(\theta) = 0.55TRAP(\theta) + 0.45 \left(\frac{1 - \cos(\theta)}{2} \right)$$

$$TRAP(\theta) = \begin{cases} 0 & \text{si } \theta \in \left[0; \frac{\theta_o}{2} \right] \\ \frac{\theta - \frac{\theta_o}{2}}{\Delta\theta_p} & \text{si } \theta \in \left[\frac{\theta_o}{2}; \Delta\theta_p + \frac{\theta_o}{2} \right] \\ 1 & \text{si } \theta \in \left[\Delta\theta_p + \frac{\theta_o}{2}; \Delta\theta_p + \frac{\theta_o}{2} + \theta_c \right] \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \theta_c = N_r |\beta_r^\circ - \beta_s^\circ| \\ \Delta\theta_p = N_r \min(\beta_r^\circ; \beta_s^\circ) \\ \theta_o = 2\pi - \theta_c - 2\Delta\theta_p \end{cases}$$

L'application pour les trois MRVDS étudiées donne :

Structure	θ_o (° élec.)	$\Delta\theta_p$ (° élec.)	θ_c (° élec.)
6/4	99.6	120	20.4
6/8	104	120	16
12/8	99.6	120	20.4

L'allure de $ZTR(\theta)$ est la suivante :

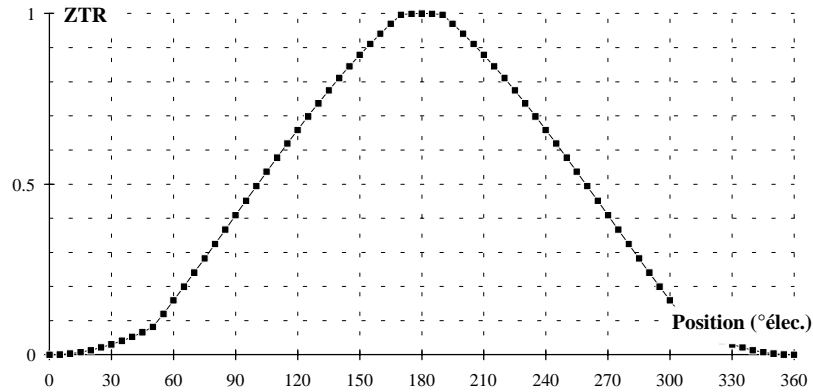


Fig.[4.24] Forme de perméance ZTR

Les fonctions $\phi_o(nI)$ (flux en opposition) et $\phi_c(nI)$ (flux en conjonction) sont déterminées à l'aide du logiciel par élément finis *Maxwell-module NL32*, et sont approchées par deux fonctions exponentielles de la forme :

$$\phi_o = A_o \left(1 - e^{-\frac{nI}{B_o}} \right) \quad \phi_c = A_c \left(1 - e^{-\frac{nI}{B_c}} \right)$$

L'application numérique donne :

Structure	A_o	B_o	A_c	B_c
6/4	0.0245646	64852	0.0100359	1940
6/8	0.0069644	14536	0.0055178	1819
12/8	0.0098419	41214	0.0047993	3338

Le réseau $\phi(i, \theta)$ ainsi reconstitué, il suffit, connaissant $\phi(\theta)$ de calculer $nI(\theta)$.

Ayant $\phi(\theta)$ et $nI(\theta)$, il est aisé de calculer la variation de la co-énergie magnétique sur une période de fonctionnement et ainsi de déterminer le couple moyen.

Nous avons pu ainsi déterminer pour les trois structures et pour des points de fonctionnement où la vitesse de rotation est comprise entre 2500 tr/min et 10 000 tr/min, les angles de commandes (ψ et θ_p) et ceci pour la caractéristique extrême dans le plan couple vitesse que nous rappelons : Un couple de 103 Nm pour une vitesse inférieure à 2500 tr/min et une puissance de 27 kW pour une vitesse de rotation comprise entre 2500 et 10 000 tr/min.

Mis à part le cas à 10 000 tr/min où le couple d'angles de commande est unique pour obtenir le couple désiré, pour les autres vitesses, les angles de commande ont été choisis pour obtenir le couple moyen désiré au courant efficace minimum.

Les angles de commande retenus sont présentés dans le tableau suivant :

Structure	N (tr/min)	θ_p (° élec.)	ψ (° élec.)	$\langle C \rangle$ (Nm)	P (kW)	I_{eff} (A)
6/4	2500	105	-15	119	31.2	337
"	5000	180	25	49	25.6	187
"	10000	180	90	25.8	27	159
6/8	3000	110	10	88	27.8	478
"	5000	140	10	54.6	28.6	269
"	10000	180	80	26.3	27.6	192
12/8	2500	100	10	103	26.8	545
"	5000	150	10	55	28.8	275
"	10000	180	70	26.3	27.5	194

Allure des courants (pour une phase) pour les différents points de fonctionnement.

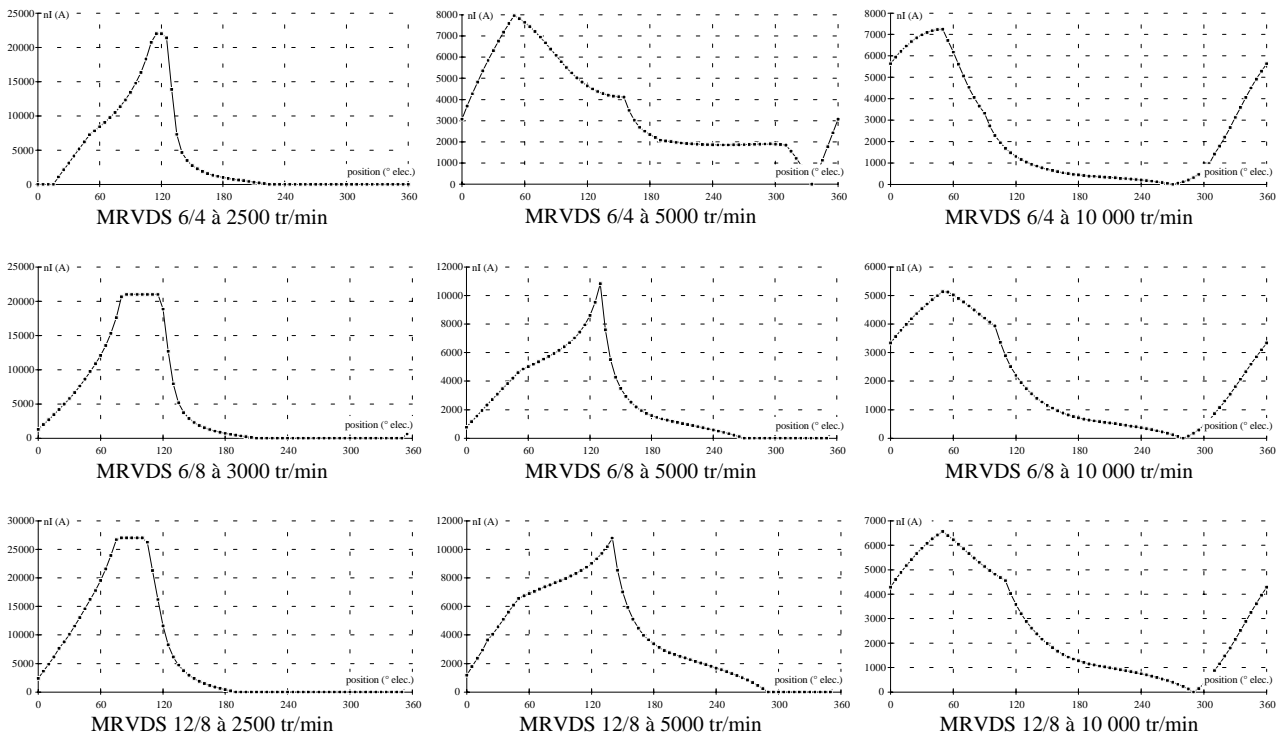


Fig. [4.25] Courant d'une phase pour les différents points de fonctionnement

4.3.3.2. Calcul des pertes fer et comparaison avec les autres méthodes

Nous allons comparer, dans cette partie, les différentes modélisations pour les différents points de fonctionnement pour les trois MRVDS. Les modélisations pour le calcul des pertes fer dans une MRVDS alimentée en créneaux de tension sont au nombre de trois. Nous rappelons que la première consiste à décomposer l'actionneur en quatre parties qui sont la culasse stator, la denture stator, la denture rotor et la culasse rotor. Cette méthode permet d'obtenir une expression analytique des pertes fer globales. La seconde et la troisième méthode consistent en une décomposition plus fine de la machine en "zones" ou encore en "macro-éléments". Dans la deuxième méthode, pour chaque zone, une fonction de transfert permet de relier les deux composantes de l'induction au flux créé par les bobinages. La troisième méthode consiste à déterminer directement à l'aide d'un logiciel utilisant les éléments finis les deux composantes du vecteur induction dans l'ensemble de la machine via les macro-éléments.

Dans les tableaux suivants, la première modélisation est nommée **mod₁**, la seconde **mod₂** et la troisième **mod₃**. Les pertes dans la culasse stator sont appelées **P_{cs}**, les pertes dans les dents stator **P_{ds}**, les pertes dans les dents rotor **P_{dr}**, les pertes dans la culasse rotor **P_{cr}** et les pertes fer totales **Total**.

Pour la MRVDS 6/4 et à 2500 tr/min, nous avons :

	P _{cs} (W)	P _{ds} (W)	P _{dr} (W)	P _{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	239	47	42	64	392
mod ₂	286	50	41	58	435
mod ₃	258	76	49	43	425

Pour la MRVDS 6/4 et à 5000 tr/min, nous avons :

	P _{cs} (W)	P _{ds} (W)	P _{dr} (W)	P _{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	294	74	66	79	513
mod ₂	358	86	75	79	598
mod ₃	280	130	97	76	583

Pour la MRVDS 6/4 et à 10 000 tr/min, nous avons :

	P_{cs} (W)	P_{ds} (W)	P_{dr} (W)	P_{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	222	53	45	59	379
mod ₂	270	73	62	59	464
mod ₃	239	117	84	52	492

Afin de mieux "visualiser" les différentes données sur les pertes fer, nous avons représenté sur la figure suivante les pertes fer totales pour les trois modélisations pour les différents points de fonctionnement.

Une zone environnante englobe chaque modélisation à $\pm 5\%$.

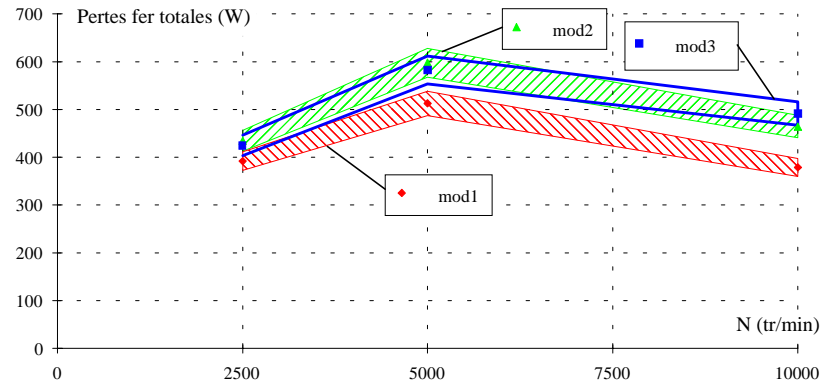


Fig. [4.26] Pertes fer totales et zones à $\pm 5\%$ pour la MRVDS 6/4.

Pour la MRVDS 6/8 et à 3000 tr/min, nous avons :

	P_{cs} (W)	P_{ds} (W)	P_{dr} (W)	P_{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	809	146	163	171	1289
mod ₂	965	158	171	169	1463
mod ₃	714	191	164	91	1160

Pour la MRVDS 6/8 et à 5000 tr/min, nous avons :

	P_{cs} (W)	P_{ds} (W)	P_{dr} (W)	P_{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	906	168	176	191	1441
mod ₂	1046	184	198	183	1611
mod ₃	995	209	204	142	1550

Pour la MRVDS 6/8 et à 10 000 tr/min, nous avons :

	P_{cs} (W)	P_{ds} (W)	P_{dr} (W)	P_{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	904	190	181	191	1466
mod ₂	1093	235	258	191	1777
mod ₃	1124	309	293	196	1922

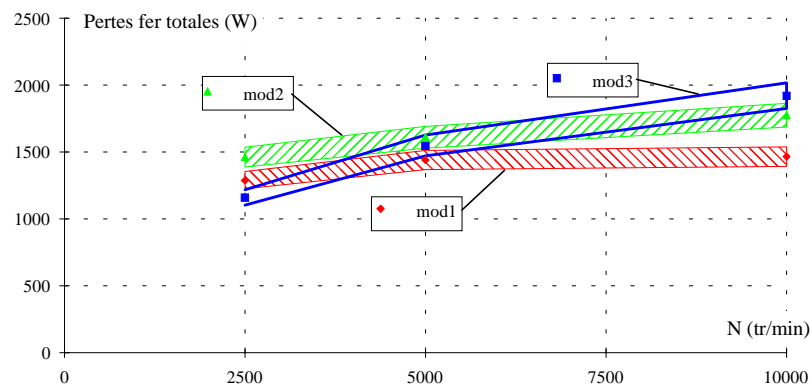


Fig. [4.27] Pertes fer totales et zones à $\pm 5\%$ pour la MRVDS 6/8.

Pour la MRVDS 12/8 et à 2500 tr/min, nous avons :

	P_{cs} (W)	P_{ds} (W)	P_{dr} (W)	P_{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	472	225	221	98	1016
mod ₂	555	237	176	95	1063
mod ₃	386	229	132	47	794

Pour la MRVDS 12/8 et à 5000 tr/min, nous avons :

	P_{cs} (W)	P_{ds} (W)	P_{dr} (W)	P_{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	599	302	290	124	1315
mod ₂	688	327	247	118	1380
mod ₃	614	340	277	96	1327

Pour la MRVDS 12/8 et à 10 000 tr/min, nous avons :

	P_{cs} (W)	P_{ds} (W)	P_{dr} (W)	P_{cr} (W)	Total (W)
mod ₁	560	311	289	116	1276
mod ₂	677	364	273	116	1430
mod ₃	703	456	276	115	1551

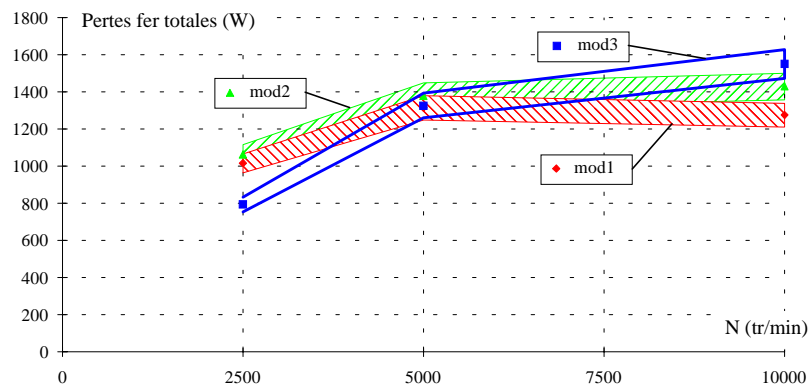


Fig. [4.28] Pertes fer totales et zones à $\pm 5\%$ pour la MRVDS 12/8.

4.3.3.3. Conclusion sur les différentes méthodes de calcul des pertes fer dans le cas d'une alimentation en tension

A la lumière des différents résultats, nous pouvons faire quelques remarques.

- ❶ Les valeurs des pertes fer issues de la première modélisation sont, dans la plupart des cas, inférieures à celles calculées avec les deux autres méthodes. En effet, nous avons fait l'hypothèse que dans chaque partie il n'y a qu'une composante de l'induction, ce qui amène à minorer la valeur des pertes fer dans les zones de denture.
- ❷ La troisième méthode de modélisation (méthode des éléments finis) donne des résultats cohérents avec ceux de la deuxième méthode à condition que les simulations soient fidèles à une commande en créneaux de tension, ou encore que le courant calculé permette d'obtenir un flux dans les bobinages ayant une forme triangulaire (allure d'un flux forcé par un créneau de tension). On peut observer que pour les vitesses proches des 2500 tr/min, les courants ont été limités pour les MRVDS 6/8 et 12/8. Ces courants sont limités arbitrairement afin de tenir compte des limitations des semi-conducteurs du convertisseur statique. Mais ceci conduit à limiter les variations du flux et donc à minorer la valeur des pertes fer.

En conclusion, nous pouvons dire que la méthode analytique permet d'obtenir rapidement des résultats cohérents mais légèrement inférieurs à ceux obtenus avec les deux autres méthodes. La deuxième méthode nécessite la détermination des fonctions de transfert donnant les deux composantes de l'induction en fonction du flux des bobinages d'alimentation mais permet de tenir compte de l'induction rotationnelle (à deux composantes) dans les zones de denture et ainsi de prendre en compte l'angle d'avance dans la détermination des pertes fer, même si celui-ci a peu d'influence. La troisième modélisation, à condition que l'on simule bien (à l'aide de courants correctement calculés) une commande en créneaux de tension, permet en plus du calcul des pertes fer de déterminer d'autres données importantes comme le couple moyen et l'ondulation de couple. Cependant pour mettre en oeuvre cette troisième méthode, il est nécessaire de disposer d'un temps de calcul important (quelques jours à comparer aux quelques minutes pour les deux autres méthodes).

4.3.3.4. Influence de l'angle d'avance sur la valeur des pertes fer dans une commande en tension

Nous avons déjà étudié l'influence de l'angle d'avance (ψ) sur la valeur des pertes fer globales dans le cas d'une alimentation en créneaux de tension (appelée aussi alimentation en pleine onde de tension) dans la présentation de la deuxième méthode de modélisation (chapitre 4, partie 4.3.2.2). Nous avons conclu, et conformément à l'hypothèse $H4$, que l'influence de cet angle de commande est faible comparé aux autres paramètres de commande. Nous avons voulu vérifier cette hypothèse dans le cas de la modélisation intégrale par éléments finis. Pour cela, nous avons simulé de nouveaux points de fonctionnement pour les trois structures de MRVDS triphasée. Ces simulations sont faites à une vitesse de rotation de 5000 tr/min et le paramètre variable est l'angle d'avance. Les autres paramètres d'alimentation (fréquence, tension, θ_p) restent inchangés.

4.3.3.4.1. Allures des courants calculés pour la simulation et présentation des données calculées pour la MRVDS 6/4

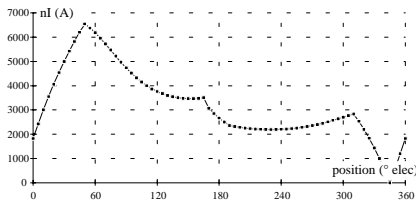


Fig. [4.29a] Courant pour le point A

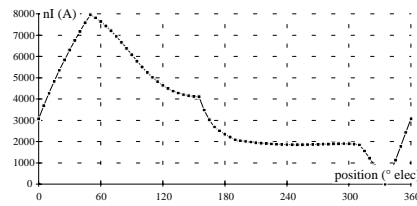


Fig. [4.29b] Courant pour le point B

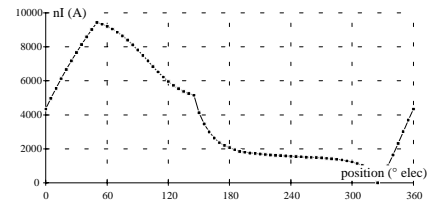


Fig. [4.29c] Courant pour le point C

	Point A	Point B	Point C
θ_p (° elec)	180	180	180
ψ (° elec)	15	25	35
N (tr/min)	5000	5000	5000
C_{moy} (Nm)	30.6	52.6	73.2
Puissance utile (kW)	16	27.6	38.3
Ondulation du couple crête à crête (%)	130	96	90
I_{eff} (A)	159	187	224
Pertes Joule (W)	476	658	945
Pertes mécaniques (W) d'après [80]	69	69	69
Pertes fer totales (W)	558	583	580
P_{fer} culasse stator (W)	257	280	285
P_{fer} dent stator (W)	128	130	127
P_{fer} dent rotor (W)	97	97	94
P_{fer} culasse rotor (W)	77	76	73
Rendement (%)	94	95	96

Le point de fonctionnement est le point B (27 kW).

Autour de ce point de fonctionnement, l'angle d'avance varie de ± 10 électriques.

Le couple moyen varie d'environ $\pm 40\%$. Les pertes Joule en font autant.

Par contre les pertes fer varient de moins de 5% autour de la valeur pour le point B.

4.3.3.4.2. Allures des courants calculés pour la simulation et présentation des données calculées pour la MRVDS 6/8

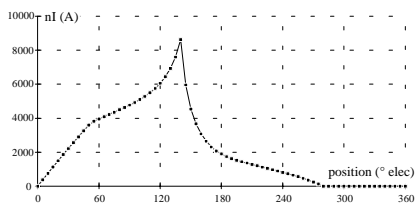


Fig. [4.30a] Courant pour le point A

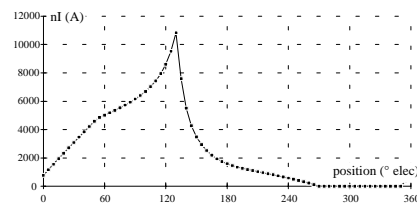


Fig. [4.30b] Courant pour le point B

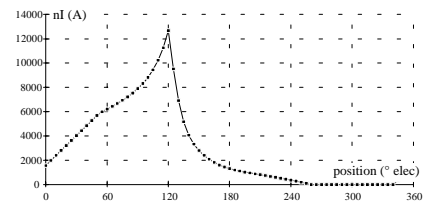


Fig. [4.30c] Courant pour le point C

	Point A	Point B	Point C
θ_p (° elec)	140	140	140
ψ (° elec)	0	10	20
N (tr/min)	5000	5000	5000
C_{moy} (Nm)	42.3	56.3	64.9
Puissance utile (kW)	22.1	29.5	34
Ondulation du couple crête à crête (%)	95	101	119
I_{eff} (A)	224	269	313
Pertes Joule (W)	212	305	413
Pertes mécaniques (W) d'après [80]	69	69	69
Pertes fer totales (W)	1508	1550	1641
P_{fer} culasse stator (W)	958	995	1076
P_{fer} dent stator (W)	208	209	212
P_{fer} dent rotor (W)	203	204	202
P_{fer} culasse rotor (W)	138	142	151
Rendement (%)	93	94	94

Le point de fonctionnement est le point B (≈ 27 kW).

Autour de ce point de fonctionnement, l'angle d'avance varie de $\pm 10^\circ$ électriques.

Le couple moyen varie d'environ $\pm 20\%$. Les pertes Joule varient d'environ $\pm 30\%$.

Les pertes fer varient d'environ $\pm 5\%$.

4.3.3.4.3. Allures des courants calculés pour la simulation et présentation des données calculées pour la MRVDS 12/8

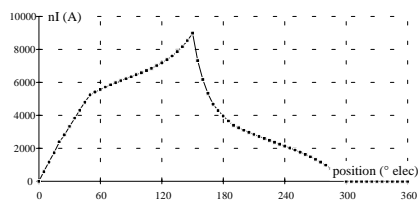


Fig. [4.31a] Courant pour le point A

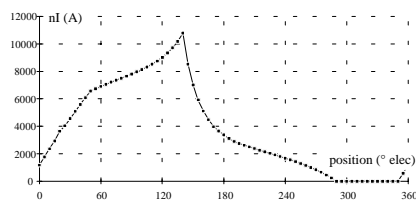


Fig. [4.31b] Courant pour le point B

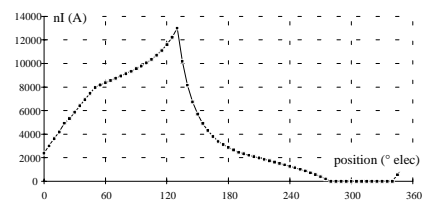


Fig. [4.31c] Courant pour le point C

	Point A	Point B	Point C
θ_p (° elec)	150	150	150
ψ (° elec)	0	10	20
N (tr/min)	5000	5000	5000
C_{moy} (Nm)	38.9	52.6	65.9
Puissance utile (kW)	20.4	27.5	34.5
Ondulation du couple crête à crête (%)	76	78	91
I_{eff} (A)	240	275	316
Pertes Joule (W)	486	639	843
Pertes mécaniques (W) d'après [80]	69	69	69
Pertes fer totales (W)	1311	1327	1362
P_{fer} culasse stator (W)	601	614	641
P_{fer} dent stator (W)	345	340	340
P_{fer} dent rotor (W)	270	277	285
P_{fer} culasse rotor (W)	94	96	95
Rendement (%)	92	93	94

Le point de fonctionnement est le point B (≈ 27 kW).

Autour de ce point de fonctionnement, l'angle d'avance varie de $\pm 10^\circ$ électriques.

Le couple moyen varie d'environ $\pm 25\%$. Les pertes Joule varient d'environ $\pm 25\%$.

Les pertes fer varient de moins de $\pm 3\%$.

4.3.4. Choix des tôles pour une minimisation des pertes fer

Les différentes simulations et calculs de pertes fer ont été faite avec des données numériques concernant des tôles de 0.35 mm d'épaisseur ($k_{h1}=5$; $k_{h2}=40$; $\alpha_p=0.022$). Nous allons étudier dans cette partie, l'incidence des valeurs de ces coefficients sur les caractéristiques générales des pertes fer. Cette étude est faite sous forme graphique et nous nous basons sur la modélisation analytique des pertes fer (partie 4.3.1 du chapitre 4).

Les valeurs numériques qui concernent des tôles d'épaisseur 0.5 mm, 0.35 mm, 0.2 mm et 0.1 mm sont présentées dans le tableau suivant :

épaisseur des tôles (mm)	k_{h1}	k_{h2}	α_p	Pertes fer en sinus à 50 Hz, 1.5 T. (W/kg)	Pertes fer en sinus à 400 Hz, 1 T. (W/kg)
0.1	8	26	0.0028	1.74	7.48
0.2	5	58	0.0067	3.63	15.52
0.35	5	40	0.022	2.79	18.09
0.5	12	90	0.065	6.52	47.22

A une vitesse de rotation donnée, dans le cas d'une alimentation en créneaux de tension, les pertes fer pour une MRVDS sont croissantes avec l'angle de durée d'application de la tension. Elles sont maximales quand celui-ci est maximal, c'est à dire pour $\theta_p = 180^\circ$ électriques. Sur les courbes suivantes, nous avons donc représenté les pertes fer dans le cas d'une alimentation en tension pour une valeur de θ_p de 180° électriques et ceci pour des vitesses de rotation couvrant la plage 2500 - 10 000 tr/min.

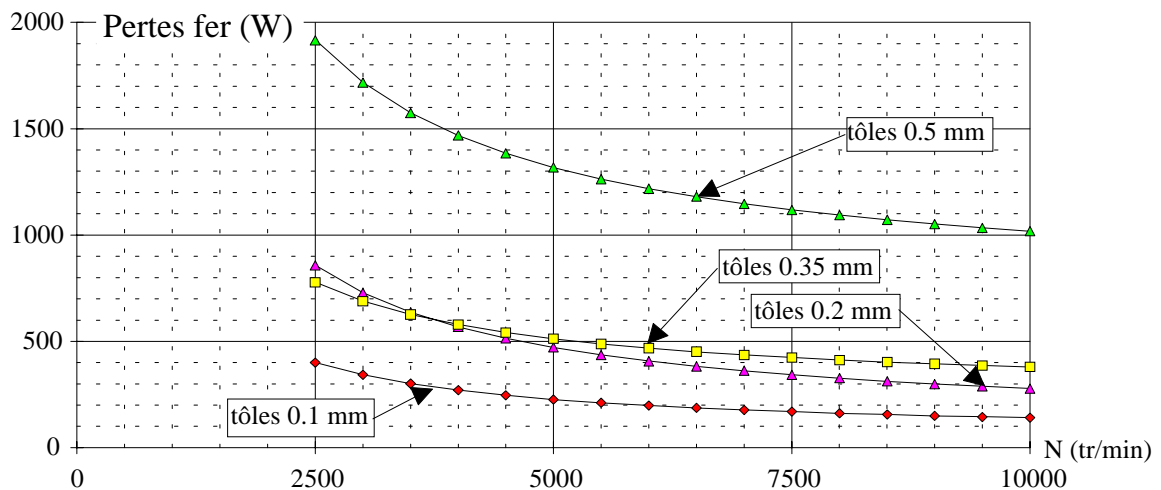


Fig. [4.32] Influence de l'épaisseur des tôles sur les pertes fer avec $\theta_p = 180^\circ$ pour la structure 6/4

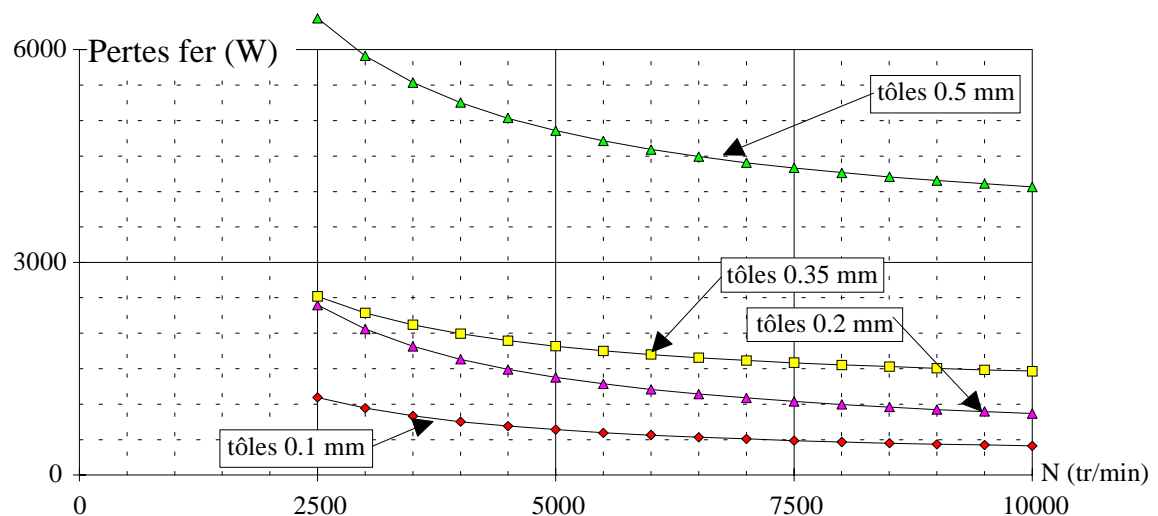


Fig. [4.33] Influence de l'épaisseur des tôles sur les pertes fer avec $\theta_p = 180^\circ$ pour la structure 6/8

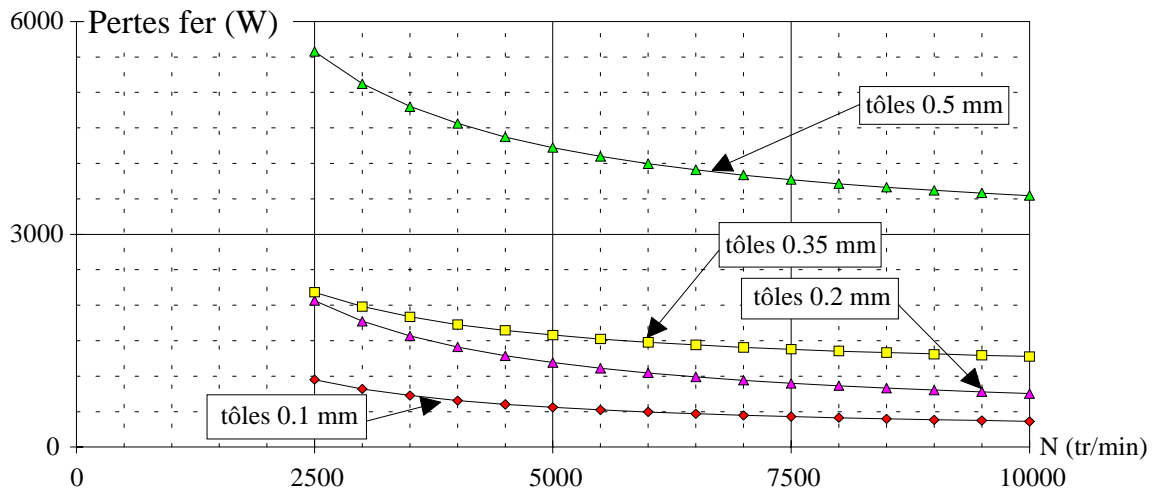


Fig. [4.34] Influence de l'épaisseur des tôles sur les pertes fer pour $\theta_p = 180^\circ$ pour la structure 12/8

Selon le niveau de pertes fer admissibles, compte tenu du cahier des charges (coût des tôles, de leur découpe, de leur assemblage, rendement, échauffement etc.), il est possible de "choisir" une épaisseur de tôles magnétiques. Après avoir présenté l'allure des pertes fer maximale pour une commande en tension pour chaque structure et pour différentes épaisseurs de tôles magnétiques, nous avons voulu comparer les choix possibles pour les tôles afin d'avoir un niveau de pertes fer identiques pour les trois structures. Ces résultats sont présentés sur la figure suivante :

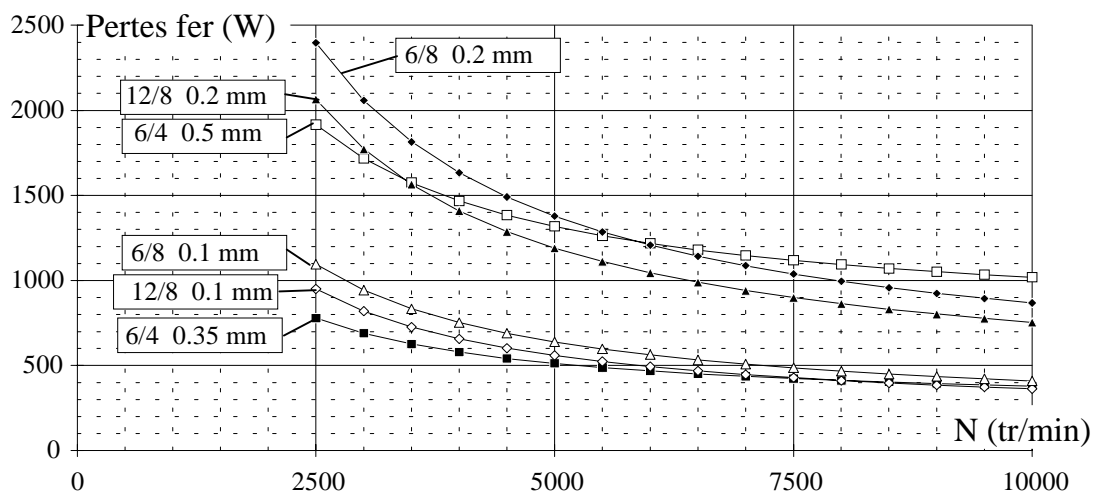


Fig. [4.34] Influence de l'épaisseur des tôles et des différentes structures sur la valeur des pertes fer dans une commande en tension avec $\theta_p = 180^\circ$

Sur ce dernier graphique, et pour les MRVDS ayant les dimensions définies dans la partie 4.1 (chapitre 4), nous pouvons constater que la structure 6/4 avec des tôles magnétiques d'épaisseur 0.35 mm a le même niveau de pertes fer que les structures 6/8 et 12/8 avec des tôles d'épaisseur 0.1 mm.

La même constatation peut se faire pour la structure 6/4 avec des tôles d'épaisseur 0.5 mm et les structures 6/8 et 12/8 avec des tôles magnétiques ayant une épaisseur de 0.2 mm.

4.3.5. Influence du sens des bobinages

Les équations permettant d'exprimer le couple électromagnétique d'une machine à réluctance variable montrent que le signe du courant est a priori sans importance si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables, et ceci aussi bien en régime linéaire que régime non linéaire. C'est pour cette raison qu'un convertisseur statique unidirectionnel en courant est suffisant. Une des conséquences de ce fait est que le sens des enroulements n'a pas d'importance en ce qui concerne le couple mais pour les pertes fer, il en a une. En effet celles-ci sont produites par les variations dans le temps de l'induction et donc du flux. Et comme le flux en tout point de la machine dépend des différents flux de chaque phase, on comprend bien que le sens des enroulements puisse être important.

Il existe deux parties de la machine où les compositions des flux peuvent modifier les allures de l'induction et donc modifier les valeurs de pertes fer : ce sont la culasse stator et le rotor.

Nous allons voir pour ces deux parties l'influence du sens des bobinages. Mais nous nous plaçons toujours dans le cas de structures triphasées, en effet une généralisation en fonction du nombre de phases n'est pas évidente car chaque cas est un cas particulier et les conclusions issues de l'étude du cas triphasé peuvent être appliquées aux autres cas.

4.3.5.1. Culasse stator

Afin de simplifier l'étude et d'établir une méthodologie, nous allons expliquer l'incidence du sens des enroulements sur une structure triphasée comportant deux pôles par phase (par exemple structure 6/4 ou 6/8).

Il existe deux possibilités pour définir le sens des enroulements. Ou bien ils sont tous les trois bobinés dans le même sens et ils sont alors **consécutifs**, ou bien ils sont bobinés dans des sens opposés, ils sont alors **alternés**.

L'alternance parfaite n'est possible que dans les cas où le nombre de phases est impair.

Ces deux configurations sont représentées ci-dessous.

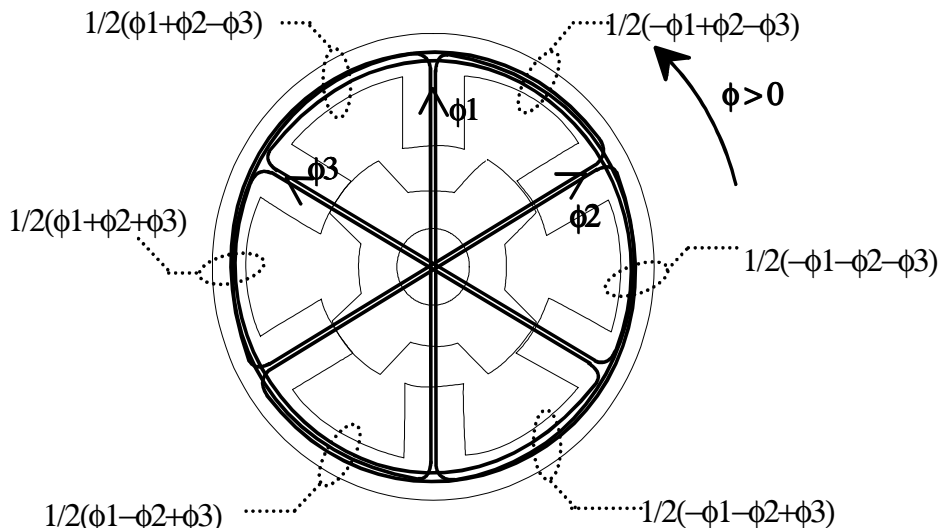


Fig.[4.35] Combinaisons des flux dans la culasse avec pôles consécutifs

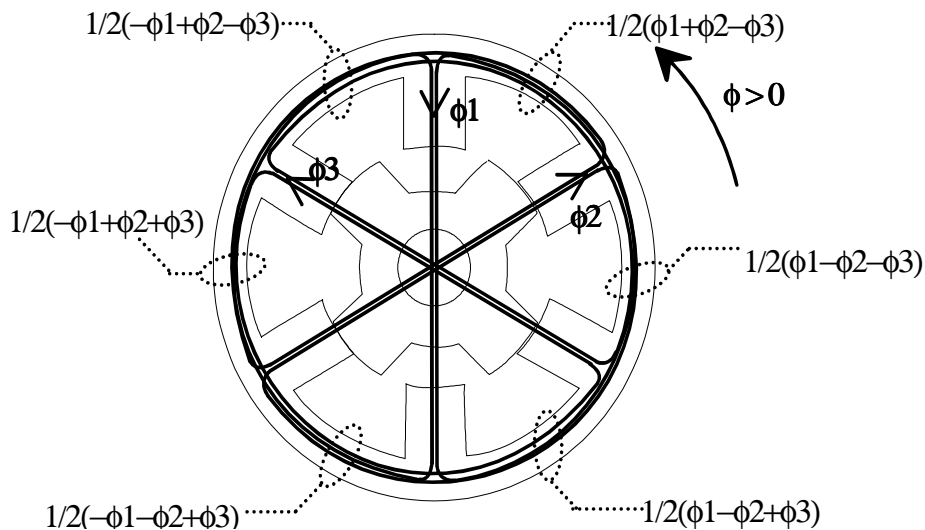


Fig.[4.36] Combinaisons des flux dans la culasse avec des pôles alternés

De toutes les combinaisons de flux, deux groupes peuvent être faits. Le premier (groupe A) comprend toutes les combinaisons des flux qui ne sont pas affectés du même signe. Le deuxième (groupe B) comprend les combinaisons de flux affectés du même signe. Dans le cas où la structure possède des bobinages alternés, les flux dans les six parties de la culasse ont la même forme d'onde. C'est cette configuration que l'on a étudiée dans les différentes modélisations des pertes fer (chapitre 4 : parties 4.3.1, 4.3.2 et 4.3.3). Dans le cas où la structure possède des pôles ou bobinages

consécutifs, nous retrouvons les mêmes flux qui ont servis aux modélisations dans les deux tiers de la culasse. Dans l'autre tiers de la culasse, les combinaisons des flux conduisent à une autre formulation. Nous allons dans un premier temps présenter les allures de flux pour différents angles de commande et ceci pour les deux groupes de combinaisons de flux (groupe A et groupe B). Dans un deuxième temps, nous allons présenter les formulations analytiques permettant le calcul des pertes fer.

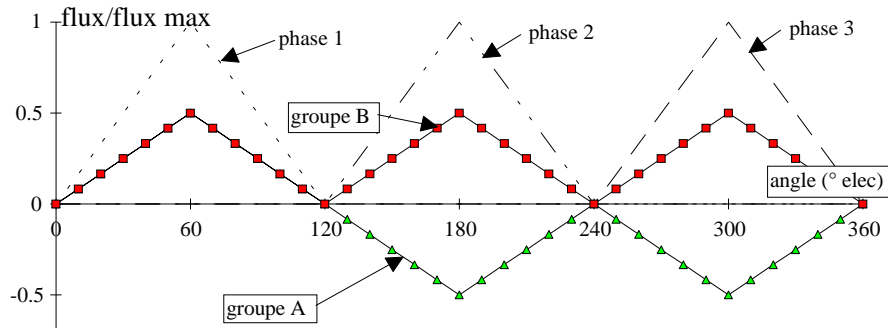


Fig.[4.37] Flux dans la culasse (groupe A et groupe B)
avec une combinaison des flux des trois phases (phase 1, phase 2 et phase 3) pour $\theta_p = 60^\circ \text{ elec}$

Pour un angle de commande θ_p valant 60° électriques, pour le groupe A des combinaisons, le flux résultant a une période de 360° et il est alternatif. Il varie entre $\pm \text{flux}_{\max}/2$ et a donc une excursion de flux_{\max} . Pour le groupe B de combinaisons, le flux résultant a une période de 120° et varie entre 0 et $\text{flux}_{\max}/2$.

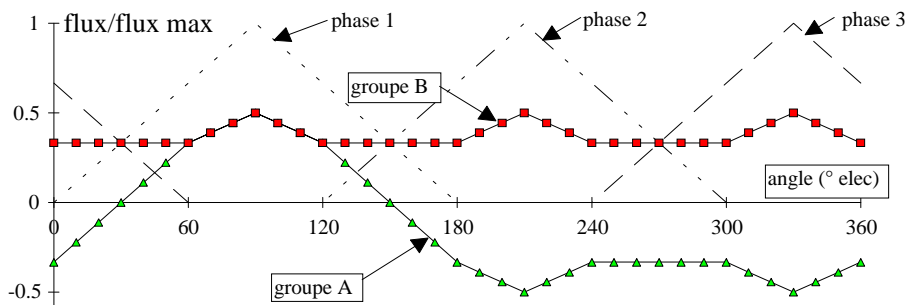


Fig.[4.38] Flux dans la culasse (groupe A et groupe B)
avec une combinaison des flux des trois phases (phase 1, phase 2 et phase 3) pour $\theta_p = 90^\circ \text{ elec}$

Pour un angle de commande θ_p valant 90° électrique, pour le groupe A des combinaisons, le flux résultant a une période de 360° et il est alternatif. Il varie entre $\pm \text{flux}_{\max}/2$ et a donc une excursion de flux_{\max} . Pour le groupe B de combinaisons, le flux résultant a une période de 120° et varie entre $\text{flux}_{\max}/3$ et $\text{flux}_{\max}/2$. Ce qui fait une excursion de $\text{flux}_{\max}/6$.

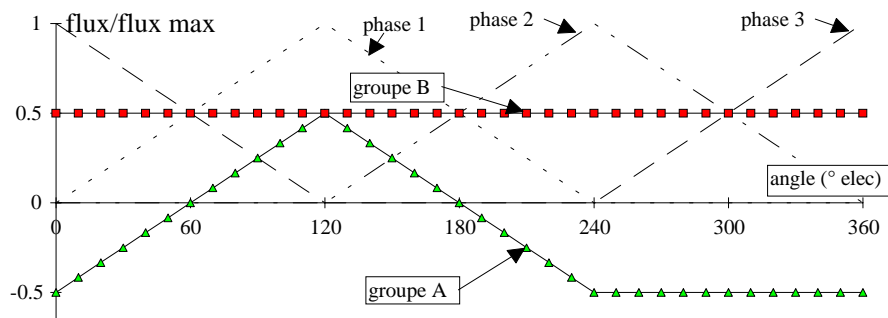


Fig.[4.39] Flux dans la culasse (groupe A et groupe B)
avec une combinaison des flux des trois phases (phase 1, phase 2 et phase 3) pour $\theta_p = 120^\circ \text{ elec}$.

Pour un angle de commande θ_p valant 120° électrique, pour le groupe A des combinaisons, le flux résultant a une période de 360° et il est alternatif. Il varie entre $\pm \text{flux}_{\max}/2$ et a donc une excursion de flux_{\max} . Pour le groupe B de combinaisons, le flux résultant est constant et vaut $\text{flux}_{\max}/2$, son excursion a une valeur nulle.

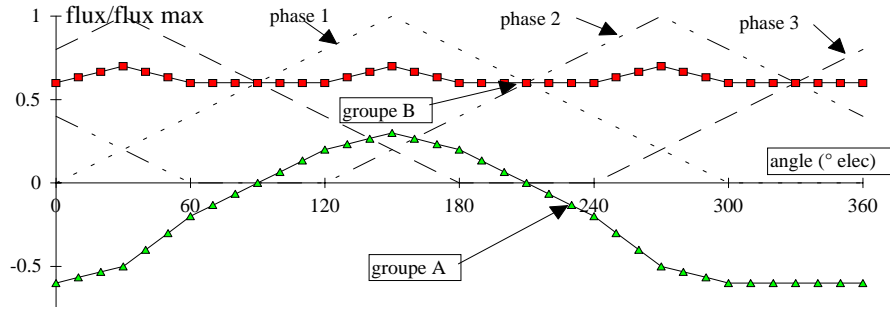


Fig.[4.40] Flux dans la culasse (groupe A et groupe B)
avec une combinaison des flux des trois phases (phase 1, phase 2 et phase 3) pour $\theta_p = 150^\circ$ elec

Pour un angle de commande θ_p valant 150° électrique, pour le groupe A des combinaisons, le flux résultant a une période de 360° et il est alternatif. Il varie entre -0.6 flux_{\max} et 0.3 flux_{\max} , il a donc une excursion de 0.9 flux_{\max} . Pour le groupe B de combinaisons, le flux résultant a une période de 120° et varie entre 0.6 flux_{\max} et 0.7 flux_{\max} . Ce qui fait une excursion de $\text{flux}_{\max}/10$.

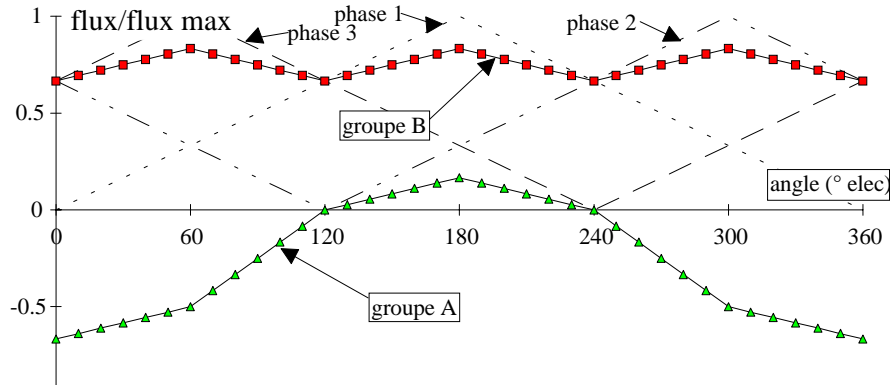


Fig.[4.41] Flux dans la culasse (groupe A et groupe B)
avec une combinaison des flux des trois phases (phase 1, phase 2 et phase 3) pour $\theta_p = 180^\circ$ elec

Pour un angle de commande θ_p valant 180° électrique, pour le groupe A des combinaisons, le flux résultant a une période de 360° et il est alternatif. Il varie entre $-2/3 \text{ flux}_{\max}$ et $\text{flux}_{\max}/6$, il a donc une excursion de $5/6 \text{ flux}_{\max}$. Pour le groupe B de combinaisons, le flux résultant a une période de 120° et varie entre $2/3 \text{ flux}_{\max}$ et $5/6 \text{ flux}_{\max}$. Ce qui fait une excursion de $\text{flux}_{\max}/6$.

Expression analytique des pertes fer dans la culasse

Pour le **groupe A**, nous avons (avec les notations définies dans ce chapitre) :

$\text{flux}_{\max} = \frac{U}{n_s} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2}$	$B_m = \frac{U}{2n_s E_c l_a} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2}$	$f = f_{\text{elec}} = N_r f_{\text{rot}}$
---	---	--

θ_p	ΔB	F_2	F_3	F_4
$\theta_p \leq \frac{\pi}{3}$	$2 B_m$	$\frac{12\pi}{\theta_p} B_m^2 f^2$	B_m	1
$\frac{\pi}{3} < \theta_p \leq \frac{2\pi}{3}$	$2 B_m$	$\left(48 - \frac{36\theta_p}{\pi}\right) B_m^2 f^2$	$\left(2 - \frac{3\theta_p}{\pi}\right) B_m$	1
$\frac{2\pi}{3} < \theta_p \leq \pi$	$B_m \left(\frac{8}{3} - \frac{\theta_p}{\pi}\right)$	$\left(\frac{128}{3} - \frac{28\theta_p}{\pi}\right) B_m^2 f^2$	0	0

Pour le **groupe B**, nous avons :

$\text{flux}_{\max} = \frac{U}{n_s} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2}$	$B_m = \frac{U}{2n_s E_c l_a} \frac{\theta_p}{\pi} \frac{T}{2}$	$f = 3f_{\text{elec}} = 3N_r f_{\text{rot}}$
---	---	--

θ_p	ΔB	F_2	F_3	F_4
$\theta_p \leq \frac{\pi}{3}$	B_m	$\frac{4\pi}{3\theta_p} B_m^2 f^2$	0	0
$\frac{\pi}{3} < \theta_p \leq \frac{2\pi}{3}$	$B_m \left(2 - \frac{3\theta_p}{\pi} \right)$	$\left(\frac{8\pi}{3\theta_p} - 4 \right) B_m^2 f^2$	0	0
$\frac{2\pi}{3} < \theta_p \leq \pi$	$B_m \left(\frac{\theta_p}{2\pi} - \frac{1}{3} \right)$	$\frac{4}{3} \left(1 - \frac{2\pi}{3\theta_p} \right) B_m^2 f^2$	0	0

Application numérique

Nous allons comparer les pertes fer dans la culasse stator pour les deux configurations possibles des enroulements en effectuant le calcul pour les trois MRVDS triphasées dont les dimensions ont été données dans la partie 4.1.

La variable de commande influente est l'angle de durée d'application de la tension (θ_p), par conséquent, nous allons calculer les pertes fer pour une vitesse de 5000 tr/min en faisant varier cet angle de commande.

Les valeurs des coefficients pour le modèle de pertes sont celles des tôles 0.35 mm.

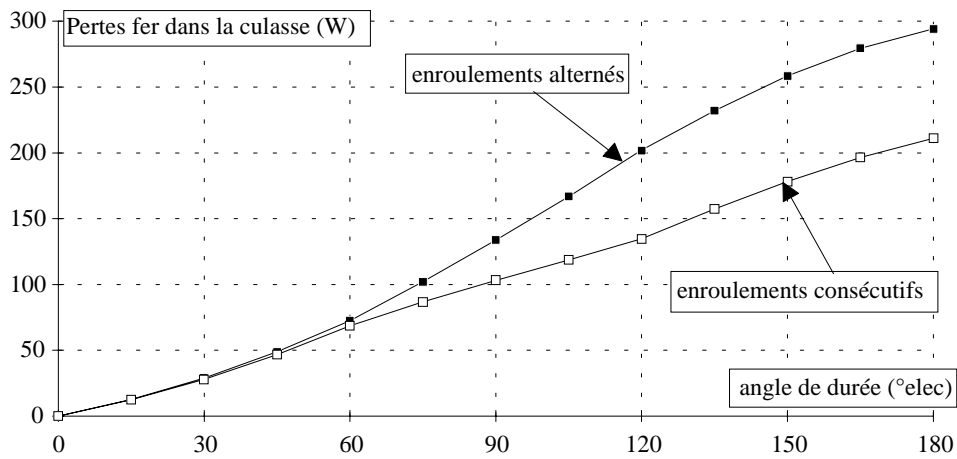


Fig.[4.42] Pertes fer dans la culasse à 5000 tr/min pour la MRVDS 6/4 en fonction de θ_p

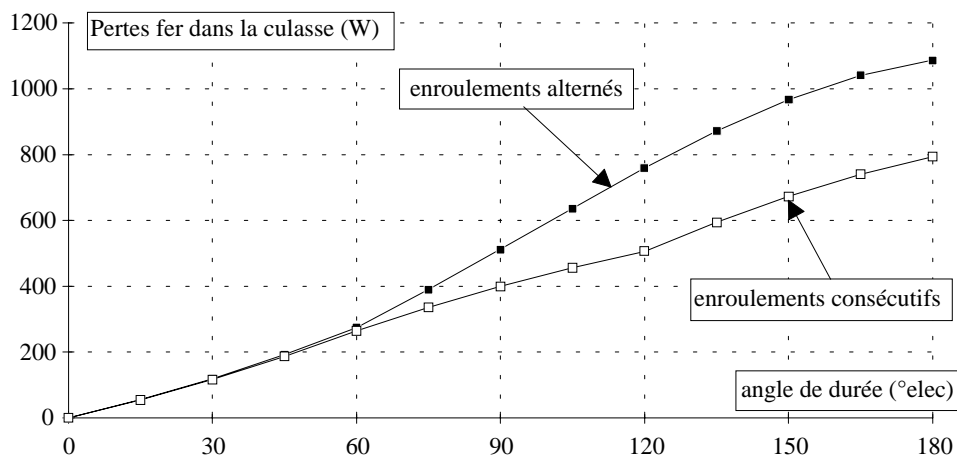


Fig.[4.43] Pertes fer dans la culasse à 5000 tr/min pour la MRVDS 6/8 en fonction de θ_p

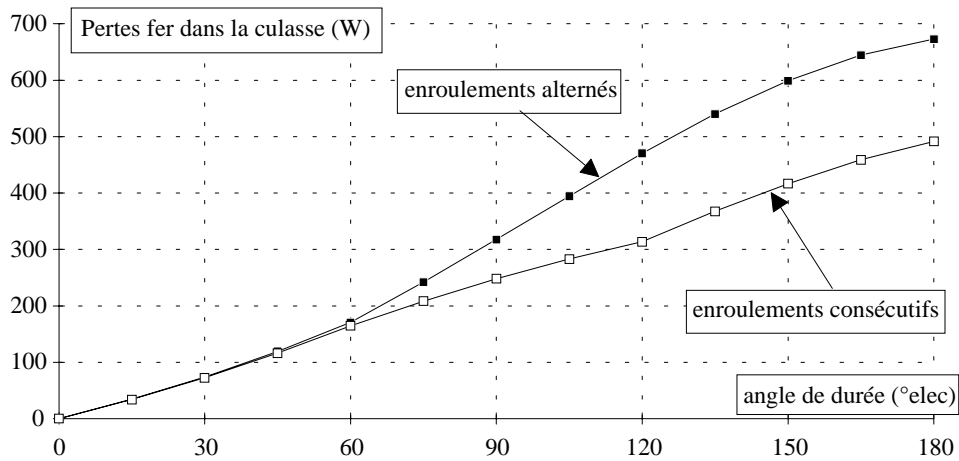


Fig.[4.44] Pertes fer dans la culasse à 5000 tr/min pour la MRVDS 12/8 en fonction de θ_p

Nous pouvons constater qu'il est possible de diminuer d'environ un tiers les pertes fer dans la culasse statorique, pour des valeurs de θ_p proches de 180° , dans le cas où les enroulements sont consécutifs par rapport à une configuration d'enroulements alternés. Pratiquement le changement de configuration est simple à effectuer. Il suffit de permuter les connexions sur une phase.

Cependant, la configuration à enroulements consécutifs conduit à avoir des flux différents dans les parties de la culasse stator et conduit à être dans une sorte de fonctionnement non équilibré. Les conséquences sur l'alimentation et sur le couple instantané et sur les vibrations sont à évaluer.

4.3.5.2. Rotor

Un point du rotor "voit" successivement le flux des différentes phases. Dans le cas où les enroulements sont alternés, le flux dans le rotor est alternatif et a une période égale à la période électrique multipliée par $2 N_r/N_s$. Dans le cas où les enroulements sont consécutifs, le flux est aussi alternatif mais a une période égale à la période électrique multipliée par N_r .

Afin de mieux visualiser la différence d'allures des flux, nous avons représenté, sur les figures suivantes, pour une même machine (en l'occurrence une 6/4) le vecteur induction dans une même zone du rotor (zone 72 définie dans la partie 4.3.2). Les simulations ont été effectuées pour une vitesse de rotation de 5000 tr/min avec $\theta_p = 155^\circ$ et $\psi = 0^\circ$.

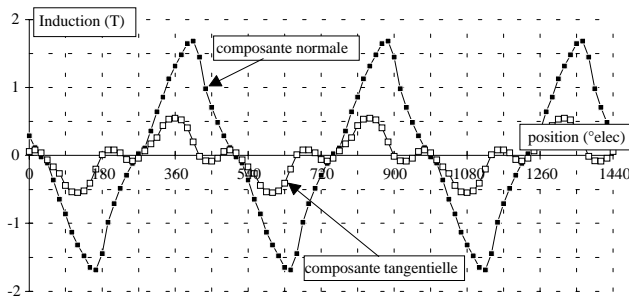


Fig.[4.45] Vecteur induction dans le rotor d'une MRVDS 6/4 avec enroulements alternés

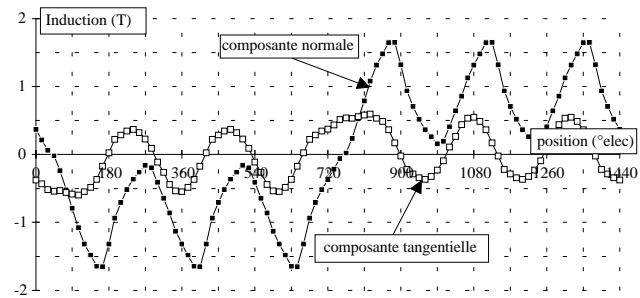


Fig.[4.46] Vecteur induction dans le rotor d'une MRVDS 6/4 avec enroulements consécutifs

Si l'on s'intéresse à la composante normale du vecteur induction (composante principale), nous pouvons constater que dans le cas des enroulements alternés, la période est bien de 480° ($N_r = 4$; $N_s = 6$ et $360 \cdot 2 \cdot 4/6 = 480$) et que dans le cas des enroulements consécutifs, la période est de 1440° ($360 \cdot 4$).

Pour ce point de fonctionnement ($N = 5000$ tr/min ; $f = 333$ Hz), la fréquence de l'induction dans le cas des enroulements alternés est de 250 Hz alors que dans le cas des enroulements consécutifs, cette fréquence est de 83 Hz.

Le calcul de la densité de pertes fer en W/kg donne (p_h = pertes par hystérésis et p_{ec} = pertes par courant de Foucault) :

Enroulements	Composante normale		Composante tangentielle	
	p_h (W/kg)	p_{ec} (W/kg)	p_h (W/kg)	p_{ec} (W/kg)
alternés	15.46	9.74	1.76	2.20
consécutifs	10.12	8.50	3.45	2.70

Dans les deux cas, le terme des pertes par courants de Foucault (p_{ec}) est du même ordre de grandeur. En ce qui concerne le terme des pertes fer par hystérésis (p_h), il est, pour la composante normale, supérieur dans un rapport 1.5 dans le cas des enroulements alternés par rapport au cas des enroulements consécutifs.

Dans le cas des machines triphasées, il existe deux possibilités pour l'allure générale de l'induction au rotor. Dans le cas des enroulements alternés, c'est une induction alternative. Dans le cas des enroulements consécutifs, c'est une induction avec trois alternances du même signe. Ce type d'induction a été défini dans la partie 2.2.3.2 du chapitre 2 et des mesures ont été présentées dans la partie 2.4.3.2.3 de ce même chapitre.

Dans le cas d'une induction alternative variant entre $\pm B_m$, l'expression des pertes par hystérésis est :

$$p_{hA} = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2) f$$

Dans le cas d'une induction avec trois alternances du même signe, l'expression des pertes par hystérésis est :

$$p_{hB} = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 + 4(k_{h1} B_m + k_{h2} B_m^2) f') f, \quad \text{avec } f' = \frac{f}{3}$$

Le rapport des deux expressions donne :

$$R = \frac{p_{hA}}{p_{hB}} = \frac{k_{h1} + 2k_{h2} B_m}{k_{h1} + \frac{4}{3}k_{h2} B_m}$$

Cette fonction, dont la variable est B_m , varie de 1 à 1.5 pour B_m variant de 0 à 2 T.

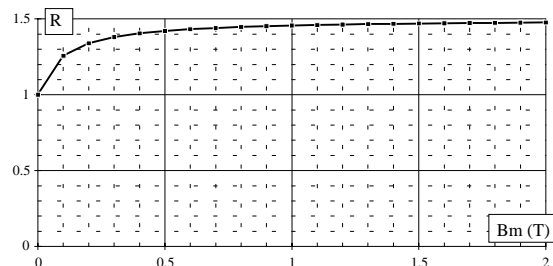


Fig. [4.47] Rapport des pertes par hystérésis pour les deux types d'enroulement

Dans le cas de fortes inductions, nous retrouvons bien le rapport 1.5 entre les pertes fer par hystérésis dans le cas d'enroulements alternés et entre les pertes fer par hystérésis dans le cas d'enroulements consécutifs.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé la formulation des pertes fer établie au chapitre 2 afin d'élaborer des méthodes de calcul de pertes fer pour une structure plus complexe que celles de simples échantillons circuits magnétiques de mesure. Dans le cas d'une commande en créneaux de tension, nous avons présenté trois méthodes pour le calcul des pertes fer globales d'une MRVDS. La première, qui débouche sur une formulation analytique, permet de traiter le problème dans un cas général comprenant des paramètres géométriques de l'actionneur ainsi que de la commande, excepté l'angle d'avance. La seconde se présente sous la forme d'un logiciel (écrit en langage turbo pascal) et possède comme variables les paramètres géométriques et les paramètres de la commande. Il nécessite, par contre la connaissance de fonctions de transfert donnant les deux composantes du vecteur induction en fonction des flux dans les bobinages. Ces fonctions de transfert ne sont à déterminer qu'une fois à l'aide d'un logiciel par éléments finis deux dimensions. Une troisième méthode, enfin, basée uniquement sur le calcul par éléments finis, permet de montrer que la méthode utilisant les fonctions de transfert donne des résultats cohérents malgré les saturations magnétiques.

Ces modélisations ont été appliquées à des structures triphasées de machines à réluctance variable à double saillance pouvant être fortement saturées et conçues selon un cahier des charges de véhicules électriques. Ce cahier des charges permet de comparer trois MRVDS de structure 6/4, 6/8 et 12/8. Elles doivent pouvoir fonctionner dans le même plan couple-vitesse et possèdent les mêmes dimensions extérieures. Ce travail a permis d'étudier l'effet de la structure sur le niveau des pertes fer et permet à un concepteur de MRVDS d'avoir quelques données concernant les pertes fer (dimensions du circuit géométrique, paramètres de commande et caractéristiques des tôles).

Cependant, il faut noter que les structures comparées ne sont que partiellement optimisées et il ne faut donc pas tirer de notre étude des conclusions trop hâtives quant au choix de la structure.

Il ne manque plus que les mesures pour valider les modélisations. Ce sera le sujet du chapitre 6 dans lequel sera présentée une méthode de mesure utilisant le principe d'opposition.

CHAPITRE 5

MODELISATION DES PERTES MAGNETIQUES DANS LE CUIVRE POUR UNE MRVDS

5. MODELISATION DES PERTES MAGNETIQUES DANS LE CUIVRE POUR UNE MRVDS

Dans le chapitre 3, nous avons établi un modèle pour le calcul des pertes Joule supplémentaires d'origine magnétique. Dans ce chapitre, nous allons appliquer ce modèle aux machines à réluctance variable à double saillance alimentées en créneaux de tension. La première étape de la modélisation consiste à déterminer l'induction traversant les bobinages en fonction de l'induction moyenne. Nous retrouvons la notion de fonctions de transfert que nous avons introduite dans la modélisation des pertes fer présentée dans la partie 4.3.2 du chapitre 4. La deuxième étape consiste, dans le cas d'une alimentation en tension, à établir une formulation analytique tenant compte des paramètres géométriques et de commande.

5.1. Fonctions de transfert propres au bobinage

Nous avons essayé de montrer, dans le chapitre 3, le rôle et l'importance joués par l'induction et la fréquence dans le calcul des pertes Joule supplémentaires. Dans cette partie, nous allons étudier la distribution du vecteur induction dans l'espace du bobinage, dans le cas d'une MRVDS alimentée en créneaux de tension.

5.1.1. Décomposition du bobinage en zones finies

La grandeur connue est le flux imposé au bobinage. Connaissant la largeur de la dent statorique, on peut en déduire l'induction moyenne à l'intérieur de celle-ci, qui est appelée B_{ds} .

Nous avons calculé à l'aide du logiciel *Maxwell* de *Ansoft*, module *MS32*, la distribution du vecteur induction (B_x , B_y) ou (B_r , B_θ) dans la zone du bobinage, celle-ci étant subdivisée comme indiqué sur la figure 5.1 où sont représentées les différentes divisions.

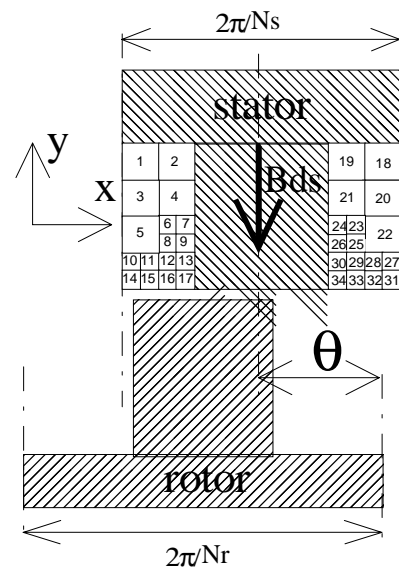


Fig.[5.1] Décomposition du bobinage en zones finies

5.1.2. Exemples de fonctions de transfert

Les fonctions de transfert sont calculées avec une induction moyenne dans le stator de 1 Tesla. Sur les figures suivantes, nous avons représenté les deux composantes du vecteur induction en fonction de la position pour les zones 1 (extrémité supérieure gauche) et 17 (extrémité basse proche de la dent et de l'entrefer).

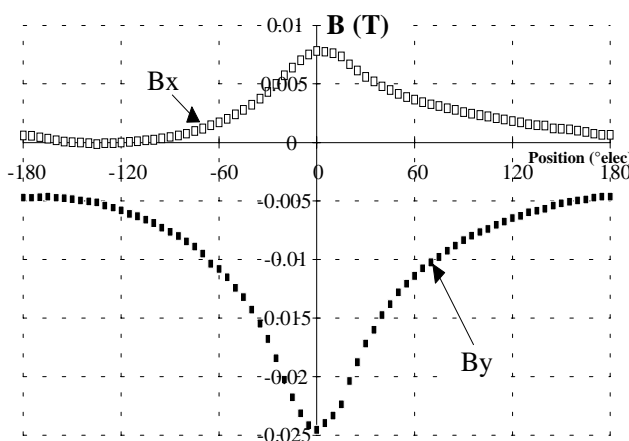


Fig.[5.2.a] Composantes de l'induction pour la zone 1 pour une induction B_{ds} de 1 T

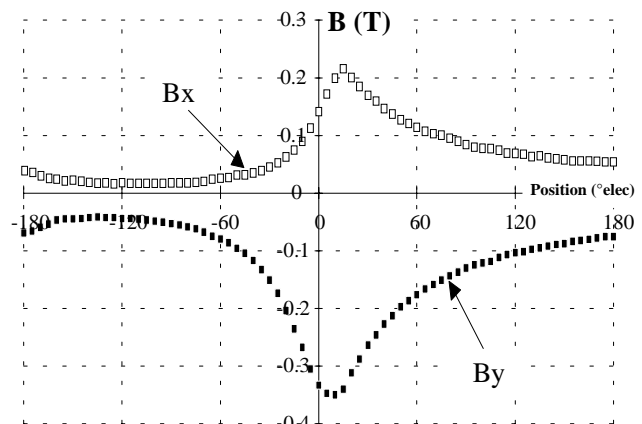


Fig.[5.2.b] Composantes de l'induction pour la zone 17 pour une induction B_{ds} de 1 T

5.2. Calcul des pertes Joule supplémentaires

5.2.1. Expression analytique

Après avoir défini et calculé les fonctions de transfert relatives aux bobinages, nous allons établir une formulation des pertes cuivre supplémentaires d'origine magnétique. Afin de faciliter les prédéterminations ultérieures, un paramétrage de la formulation est nécessaire. Les paramètres sont le diamètre d'un brin (d), le nombre de brins (n_c) dans la surface bobineable (S_{bob}), la tension d'alimentation (U), ainsi que des paramètres géométriques.

La formulation adoptée pour le calcul des pertes cuivre supplémentaires a été présentée dans le chapitre 3 :

$$P_{J_{sup}} \left(W / m^3 \right) = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{\sigma d^2}{12} \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt$$

En appliquant cette formulation pour toutes les zones du bobinage et compte tenu du nombre N_s de plots au stator, nous arrivons à la formulation suivante :

$$P_{J_{sup}} = N_s \sum_{n=1}^{34} \left(\frac{\pi d^2}{4} n_{cn} \right) L_a \frac{1}{T} \int_0^T \frac{\sigma d^2}{12} \left(\frac{dB_{x_n}(t)^2}{dt} + \frac{dB_{y_n}(t)^2}{dt} \right) dt$$

Avec

$$\begin{cases} \text{pour } n \in [1;5] \text{ et } n \in [18;22] \quad n_{cn} = \frac{n_c}{8} \\ \text{pour } n \in [6;17] \text{ et } n \in [23;34] \quad n_{cn} = \frac{n_c}{32} \\ \text{et } \sum_{n=1}^{17} n_{cn} = \sum_{n=18}^{34} n_{cn} = n_c \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} B_{x_n}(t) = \text{composante } x \text{ de l'induction dans la zone } n \\ B_{y_n}(t) = \text{composante } y \text{ de l'induction dans la zone } n \end{cases}$$

En mettant en facteur les termes indépendants de l'indice n , nous arrivons à l'expression :

$$P_{J_{sup}} = N_s \frac{\pi d^2}{4} L_a B_m^2 \frac{\sigma d^2}{12} \sum_{n=1}^{34} (n_{cn}) \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{B_m^2} \left(\frac{dB_{x_n}(t)^2}{dt} + \frac{dB_{y_n}(t)^2}{dt} \right) dt$$

En exprimant l'induction maximale en fonction des paramètres géométriques et de commande, l'expression devient :

$$P_{J_{sup}}(W) = N_s \frac{\sigma \pi d^4}{48} L_a \left(\frac{U}{n_s w_s L_a} \frac{\theta_p}{2\pi f} \right)^2 n_c \sum_{n=1}^{34} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{n_{cn}}{n_c B_m^2} \left(\frac{dB_{x_n}(t)^2}{dt} + \frac{dB_{y_n}(t)^2}{dt} \right) dt$$

Avec

$$B_m = \left(\frac{U}{n_s w_s L_a} \frac{\theta_p}{2\pi f} \right)$$

Finalement, nous arrivons à :

$$P_{J_{sup}}(W) = N_s \frac{\sigma \pi d^4}{48} L_a \left(\frac{U}{n_s w_s L_a} \frac{\theta_p}{2\pi f} \right)^2 n_c f^2 P_{J_{norm}}$$

Avec

$$\begin{cases} P_{J_{norm}} = \sum_{n=1}^{34} \left(\frac{1}{i_e} \sum_{i=1}^{i_e} \frac{n_{cn}}{n_c} \left(\frac{dB_{x_n}(i)^2}{B_m^2} + \frac{dB_{y_n}(i)^2}{B_m^2} \right) \right) \\ i_e = \text{nombre d'échantillons par période} \end{cases}$$

Finalement, l'expression des pertes Joule supplémentaires est :

$$P_{J_{sup}}(W) = N_s \frac{\pi \sigma d^4 n_c}{192 L_a} \left(\frac{U}{n_s w_s} \frac{\theta_p}{\pi} \right)^2 P_{J_{norm}}$$

Nous pouvons aussi exprimer les pertes Joule supplémentaires en tenant compte de la surface bobinaire :

Avec
$$\begin{cases} S_{bob} = h_s \frac{(1-\beta_s)}{2} \frac{2\pi R_e}{N_s} \\ S_{bob} = \frac{n_c \frac{\pi d^2}{4}}{k_b} \end{cases} \text{ Dans le cas de conducteurs cylindriques}$$

$$P_{J_{sup}}(W) = N_s \frac{\sigma}{12\pi L_a} \frac{S_{bob}^2 k_b}{n_c} \left(\frac{U}{n_s w_s} \frac{\theta_p}{\pi} \right)^2 P_{J_{norm}}$$

La détermination du terme $P_{J_{norm}}$ se fait à l'aide des fonctions de transfert définies dans la partie 5.1.2 et ceci en fonction des paramètres d'une commande en tension.

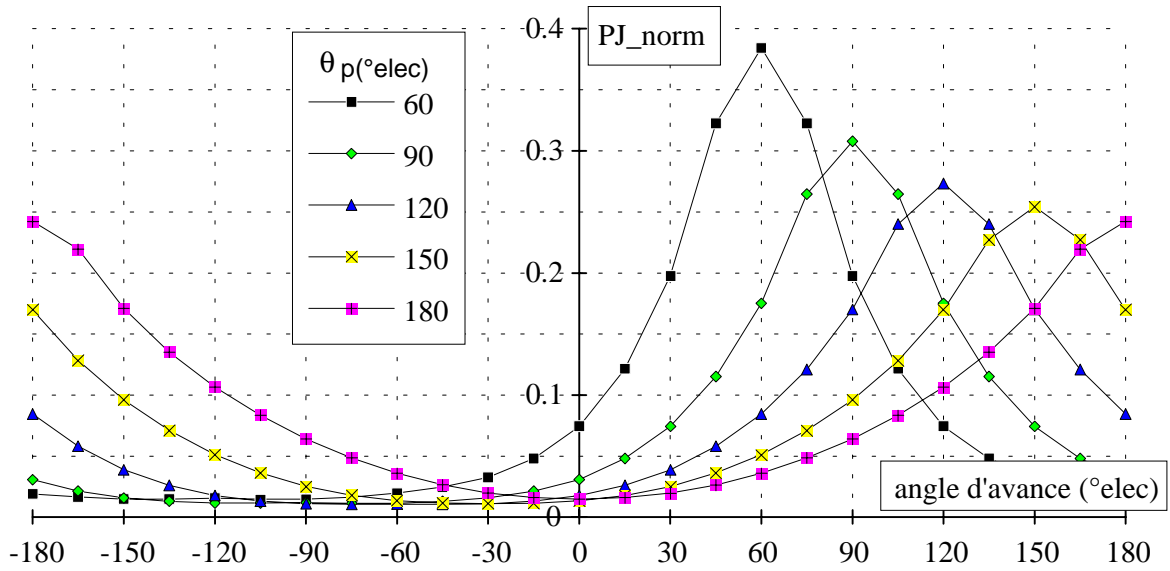


Fig.[5.3] Courbe donnant $P_{J_{norm}}$ en fonction de l'angle d'avance (ψ) pour cinq valeurs de θ_p

Nous avons approché ces différentes courbes par la fonction suivante :

$$P_{J_{norm}}(\psi, \theta_p) = A_1 + (A_2 - A_1) \left(\exp \left(-\left(\frac{\psi - \theta_p}{A_3} \right)^2 \right) + \exp \left(-\left(\frac{\psi - \theta_p + 360}{A_3} \right)^2 \right) \right) \text{ Avec } \begin{cases} A_1 = 0.01 + \left(\frac{\theta_p - 120}{825} \right)^2 \\ A_2 = 0.2422 + \left(\frac{20.4}{\theta_p} \right)^2 \\ A_3 = 43.77 + \left(\frac{\theta_p}{31.6} \right)^2 \end{cases}$$

Et ψ et θ_p exprimés en degrés électriques

5.2.2. Application numérique

Afin de comparer les pertes Joule classiques avec les pertes cuivre supplémentaires, nous avons effectué l'application numérique pour les trois machines présentées dans le chapitre 4, partie 4.1. Nous allons pouvoir ainsi donner des éléments de dimensionnement des conducteurs.

Nous rappelons l'expression des pertes cuivre supplémentaires :

$$P_{J_{sup}}(W) = N_s \frac{\sigma}{12\pi L_a} \frac{S_{bob}^2 k_b}{n_c} \left(\frac{U}{n_s w_s} \frac{\theta_p}{\pi} \right)^2 P_{J_{norm}}$$

La surface bobinable étant définie par les paramètres géométriques de l'actionneur, elle permet, connaissant le nombre de conducteurs en parallèle (n_p) de connaître le diamètre d'un conducteur.

Les différents calculs sont faits aux points de fonctionnement définis dans la partie 4.3.3.1 du chapitre 4.

$n_c = n_p n_s / p$ avec p : nombre de plots statoriques par phase.

$d^2 \leq \frac{4 S_{bob} k_b}{\pi n_c}$ avec k_b : coefficient de remplissage du bobinage (< 1)

Pour les applications numériques, $k_b = 0.6$ et $U = 120$ V.

5.2.2.1. MRVDS 6/4

n_s	w_s (mm)	h_s (mm)	S_{bob} (mm ²)	L_a (m)
22	34	38.7	659	0.15

$n_p = 1$ $n_c = 11$ $d = 6.76$ mm	$n_p = 5$ $n_c = 55$ $d = 3.02$ mm	$n_p = 25$ $n_c = 275$ $d = 1.35$ mm
--	--	--

N (tr/min)	θ_p (°elec)	ψ (°elec)	I_{eff} (A)	P_J (W)	$P_{J_{norm}}$	$P_{J_{sup}}$ (W)	$P_{J_{sup}}$ (W)	$P_{J_{sup}}$ (W)
2500	105	-15	337	2138	0.0126	138	27.6	5.5
5000	180	25	187	658	0.0193	625	125	25
10 000	180	90	159	476	0.0747	2420	480	96

5.2.2.2. MRVDS 6/8

n_s	w_s (mm)	h_s (mm)	S_{bob} (mm ²)	L_a (m)
14	19	40.7	1167	0.15

$n_p = 5$ $n_c = 35$ $d = 5.05$ mm	$n_p = 25$ $n_c = 175$ $d = 2.26$ mm	$n_p = 250$ $n_c = 1750$ $d = 0.71$ mm
--	--	--

N (tr/min)	θ_p (°elec)	ψ (°elec)	I_{eff} (A)	P_J (W)	$P_{J_{norm}}$	$P_{J_{sup}}$ (W)	$P_{J_{sup}}$ (W)	$P_{J_{sup}}$ (W)
3000	110	10	478	964	0.02099	1976	395	40
5000	140	10	269	305	0.01436	2190	438	44
10 000	180	80	192	156	0.05816	14 660	2930	293

5.2.2.3. MRVDS 12/8

n_s	w_s (mm)	h_s (mm)	S_{bob} (mm ²)	L_a (m)
18	17	48.9	416	0.15

$n_p = 5$ $n_c = 22.5$ $d = 3.76$ mm	$n_p = 25$ $n_c = 112.5$ $d = 1.68$ mm	$n_p = 250$ $n_c = 1125$ $d = 0.53$ mm
--	--	--

N (tr/min)	θ_p (°elec)	ψ (°elec)	I_{eff} (A)	P_J (W)	$P_{J_{norm}}$	$P_{J_{sup}}$ (W)	$P_{J_{sup}}$ (W)	$P_{J_{sup}}$ (W)
2500	100	10	545	2508	0.02720	632	126	13
5000	150	10	275	639	0.01421	743	150	15
10 000	180	70	194	318	0.04516	3400	680	68

5.2.2.4. Choix des conducteurs

Pour la structure 6/4, une subdivision des conducteurs en 25 conducteurs en parallèle permet d'avoir des pertes Joule supplémentaires inférieures à 100 W.

Pour la structure 6/8, pour avoir des pertes Joule supplémentaires inférieures à 300 W, il faut une subdivision des conducteurs en 250 conducteurs en parallèle. Nous devons aller jusqu'à la mise en parallèle de 800 conducteurs pour ne pas avoir de pertes Joule supplémentaires supérieures à 100 W.

Pour la structure 12/8, pour avoir des pertes Joule supplémentaires inférieures à 100 W, il faut une subdivision des conducteurs en 250 conducteurs en parallèle.

Cette valeur de 100 W est arbitraire, mais compte tenu de l'ordre de grandeur des autres pertes, c'est une valeur permettant d'établir un critère de choix pour la division des conducteurs.

Du point de vue technologique, pour la mise en parallèle d'un nombre important de conducteurs, il est nécessaire d'utiliser du fil de *LITZ*. Il faut aussi noter que la réalisation des enroulements est facilitée lorsque le diamètre des conducteurs diminue.

Les valeurs numériques présentées ci-dessus, ne concernent que les MRVDS dont les dimensions sont présentées dans le chapitre 4. Les formulations établies permettent cependant d'étudier d'autres structures.

5.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une formulation des pertes supplémentaires dans les enroulements dues au flux d'induction qui les traverse. Cette formulation permet d'avoir un ordre de grandeur de ces pertes et permet ainsi au concepteur de MRVDS de calculer le nombre de conducteurs à placer en parallèle pour minimiser ces pertes.

Cependant au sujet de cette formulation, nous devons faire quelques remarques.

❶ Il n'a pas été tenu compte de la saturation du circuit magnétique. Ce phénomène est peu gênant, car les pertes supplémentaires dans les enroulements deviennent importantes aux hautes vitesses, vitesses pour lesquelles les paramètres de la commande (θ_p et ψ) sont les plus pénalisant pour les pertes, mais où il n'existe pas de saturation du circuit magnétique.

❷ L'effet des fuites d'extrémités, au niveau des têtes de bobines n'a pas été étudié. Un logiciel de calcul par éléments finis pouvant résoudre les équations de Maxwell en trois dimensions aurait été nécessaire.

Il faut noter que les fuites d'extrémités ne peuvent qu'accroître les pertes supplémentaires dans les enroulements.

❸ L'influence de la réalisation des enroulements n'a pas été prise en compte, si ce n'est l'introduction du coefficient de remplissage des bobinages. Les conducteurs les plus sensibles au passage du flux sont ceux situés au niveau de l'entrefer, au plus près du plot statorique. Il sera possible de minimiser ces pertes supplémentaires en plaçant les conducteurs le plus près possible de la culasse stator.

L'effet de l'emplacement des conducteurs à l'intérieur de la surface bobinable n'a pas été étudié. Un calcul plus précis nécessite de connaître les dimensions exactes de l'encombrement des enroulements en fonction du nombre de conducteurs placés en parallèle. Une modélisation plus fine est possible en utilisant un logiciel par éléments finis deux dimensions, mais pour cette étude chaque cas est particulier.

CHAPITRE 6

MESURE DES PERTES PAR UNE METHODE D'OPPOSITION

6. MESURE DES PERTES PAR UNE METHODE D'OPPOSITION

6.1. Introduction

La vérification des calculs par une comparaison avec des mesures soulève des questions quant à leur validité. En effet la mesure de la valeur des pertes se fait habituellement par la différence entre la puissance électrique en entrée et la puissance mécanique utile, de plus ces pertes se décomposent en des pertes dans l'onduleur, des pertes Joule dans le bobinage, des pertes magnétiques et des pertes mécaniques (frottements, ventilation).

L'estimation des pertes magnétiques nécessite la connaissance des trois autres. Cette méthode ne permet pas une détermination précise compte tenu des ordres de grandeurs respectifs des pertes et des puissances absorbées et utiles.

Dans le domaine de l'électrotechnique, des méthodes de mesure de pertes dites "d'opposition" ou de "récupération" consistent à mettre deux actionneurs identiques accouplés à un même arbre mais fonctionnant en mode symétrique, l'un en moteur, l'autre en générateur [87]. Nous pouvons citer en exemple les méthodes utilisées pour les machines à courant continu (Rayleigh, Potier, Hopkinson, Blondel), les moteurs séries (Hutchinson), les machines synchrones et asynchrones [83]. Cette méthode d'opposition est aussi employée dans d'autres domaines de l'électricité [84] ou encore dans d'autres domaines de la physique tels que la mécanique (par ex. caractérisation d'engrenages).

Trois intérêts se dégagent de l'emploi d'une telle méthode :

- ❶ La source ne fournit que la somme des pertes,
- ❷ Mesure directe des pertes (précision accrue),
- ❸ Tous les points de fonctionnement peuvent être testés sans nécessiter de charge mécanique réelle.

Mais elle nécessite de réaliser et de commander deux machines identiques.

En ce qui concerne notre application (convertisseur statique - machine à réluctance variable à double saillance), nous avons ajouté la possibilité de pouvoir mesurer séparément les pertes accessibles (Joule, onduleur, mécaniques) afin d'en déduire les pertes dans le circuit ferromagnétique. En ce qui concerne les pertes cuivre supplémentaires, n'ayant pas les moyens de les mesurer séparément, nous avons décidé de les minimiser en subdivisant suffisamment les conducteurs afin qu'elles soient négligeables devant les autres pertes.

Le schéma du montage est représenté ci dessous.

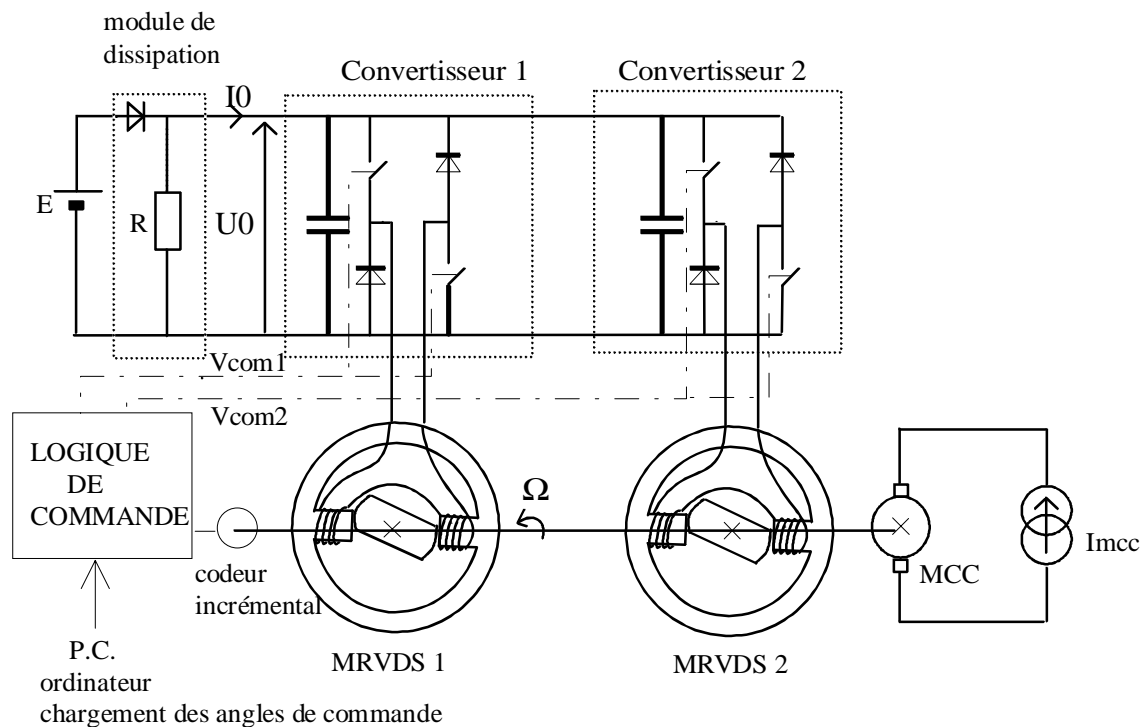


Fig.[6.1] Schéma du montage

La mise en oeuvre d'une telle méthode nécessite que les actionneurs puissent fonctionner en moteur ou en générateur et qu'il existe une symétrie de fonctionnement entre les modes moteur et générateur dans laquelle les pertes soient égales. Le fonctionnement en mode générateur a été établi par [1], [10] et des exemples d'application ont été réalisés [7], [9]. Dans le cas de MRVDS alimentées en créneau de tension, la base théorique est développée dans [10] et permet d'établir les relations concernant les angles de commande permettant un fonctionnement symétrique. Ayant mis en oeuvre une méthode de mesure des pertes onduleur (p_{ond}), des pertes Joule (p_J) et des pertes mécaniques (p_{mec}), pour la détermination de la valeur des pertes fer dans un actionneur (p_{fer}), nous avons :

$$P_{fer1} = P_{fer2} = \frac{\sum \text{pertes} - P_{ond1} - P_{ond2} - P_{mec1} - P_{mec2} - P_{J1} - P_{J2}}{2} \quad (\text{voir Bilan des puissances, fig [6.2]})$$

Avec $\sum \text{pertes} = U_0 \langle I_0 \rangle + P_{mcc}$

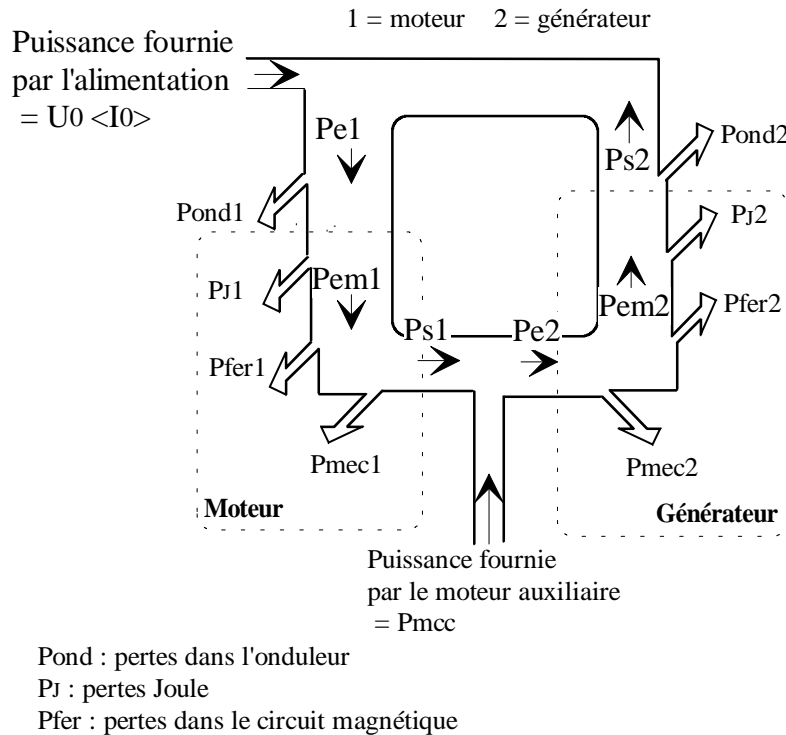


Fig.[6.2] Bilan des puissances

Dans ce chapitre, nous allons présenter les actionneurs utilisés pour le banc de mesures ; Les lois de commande en tension permettant d'obtenir une symétrie de fonctionnement aussi bien du point de vue du couple électromagnétique que des pertes fer et une modélisation des pertes dans l'onduleur et des pertes mécaniques qui vont nous permettre soit de les mesurer soit de les compenser.

6.2. Présentation de l'actionneur

6.2.1. Dimensions de l'actionneur

Les dimensions des actionneurs ont été guidées par différentes contraintes qui sont :

- Forme de perméance "proche" de celle rencontrée dans les autres MRVDS.
- Structure monophasée, permettant de mettre au point la méthode de mesure sans complexité inutile.
- Fréquence des grandeurs électromagnétiques proche du kilo Hertz, à la vitesse de rotation maximale.
- Couples et puissances mises en jeu compatibles avec les sources de tension disponibles.
- Structure circulaire pour minimiser les problèmes mécaniques liés à la vitesse de rotation proche de 15 000 tr/min.

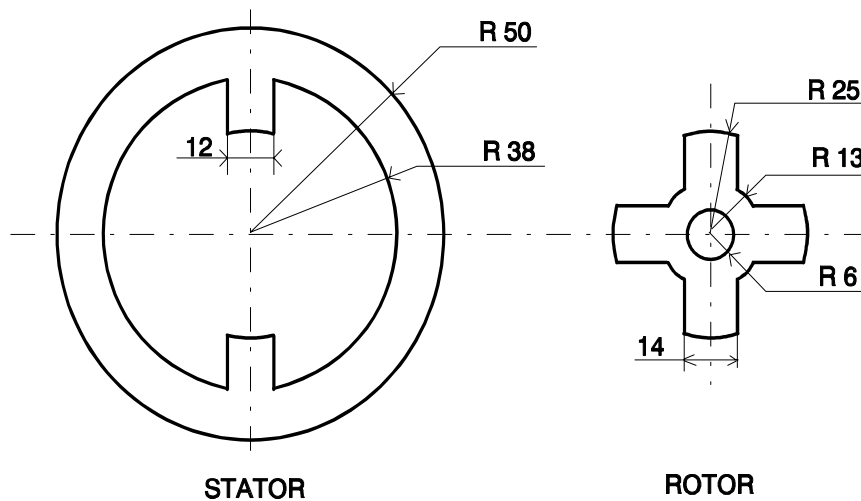


Fig.[6.3] Dimensions (en mm) d'un actionneur à l'échelle 1/2

Longueur active :

$$L_a = 20 \text{ mm}$$

Entrefer :

$$e = 0.2 \text{ mm}$$

Bobinages :

$$n_s = 100$$

1^{ère} version :

$$n_p = 8$$

$$d = 0.56 \text{ mm}$$

2^{ème} version :

$$n_p = 320$$

$$d = 0.05 \text{ mm}$$

Tôles FeSi 3% NO

$$e_p = 0.5 \text{ mm}$$

$$\text{FeV } 800\text{-}50 \text{ HA}$$

6.2.2. Exemples de caractéristiques

Les caractéristiques présentées ont été déterminées avec le logiciel de calcul par éléments finis 2D *Maxwell* de *Ansoft*.

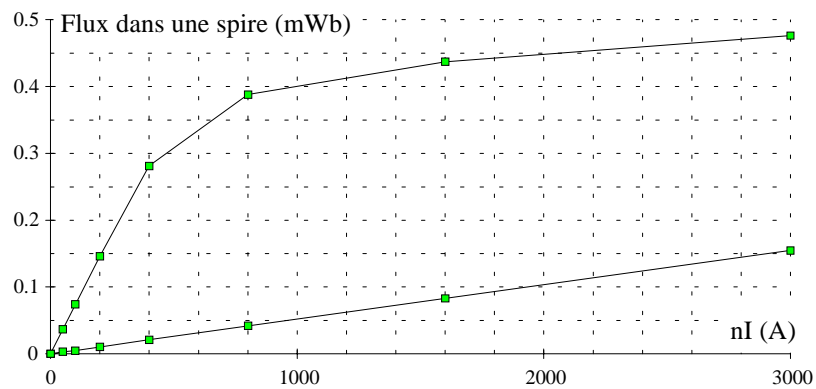


Fig.[6.4] Réseau flux - Ampère tours

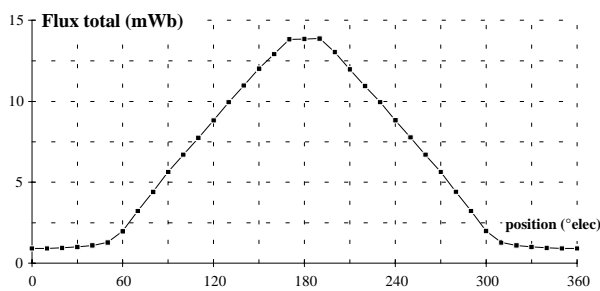


Fig.[6.5] Flux en fonction de la position pour I = 2 A

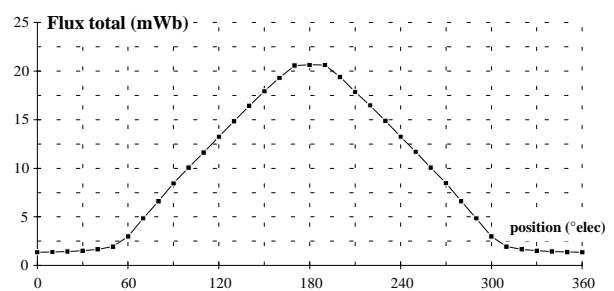


Fig.[6.6] Flux en fonction de la position pour I = 3 A

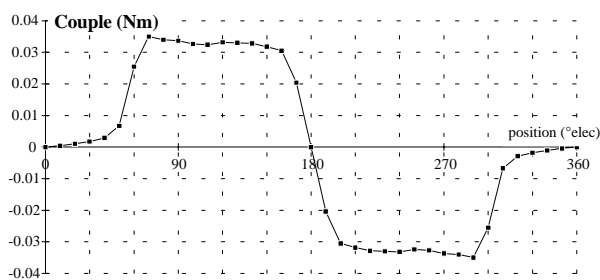


Fig.[6.7] Couple instantané pour I = 2 A

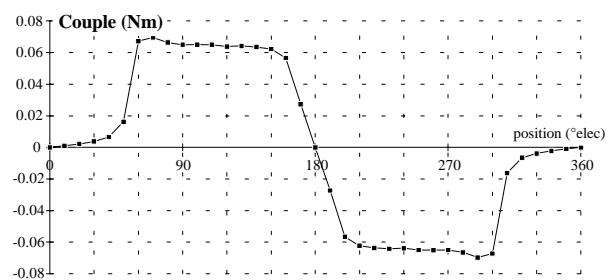


Fig.[6.8] Couple instantané pour I = 3 A

6.2.3. Symétrie de fonctionnement : mode moteur, mode générateur

6.2.3.1. Symétrie du couple électromagnétique

6.2.3.1.1. Relation entre les angles de commande

Dans une MRVDS (idéale, sans pertes), le couple instantané développé par une phase peut être exprimé comme la variation de la co-énergie électromagnétique stockée dans une phase.

$$C(\theta) = N_r \frac{\partial W'_{em}(\theta, i)}{\partial \theta}$$

$$W'_{em}(\theta, ni) = \int_0^{ni} \varphi(\theta, ni') dni'$$

φ = flux pour une spire

θ est l'angle électrique repérant la position du rotor.

$\theta = 0$ pour la position d'opposition, perméance minimale.

$\theta = \pi$ pour la position de conjonction, perméance maximale.

Pour avoir une symétrie des deux modes, il faut que le couple moyen en mode générateur soit l'opposé de celui en mode moteur.

$$\langle C_g \rangle = -\langle C_m \rangle$$

Il faut donc

$$C_g(\theta) = -C_m(-\theta)$$

Et comme

$$C(\theta) = N_r \frac{\partial \int \varphi(ni, \theta) dni}{\partial \theta}$$

Alors

$$\varphi_g(ni, \theta) = \varphi_m(ni, -\theta)$$

La symétrie entre le flux en mode moteur et le flux en mode moteur est une symétrie paire.

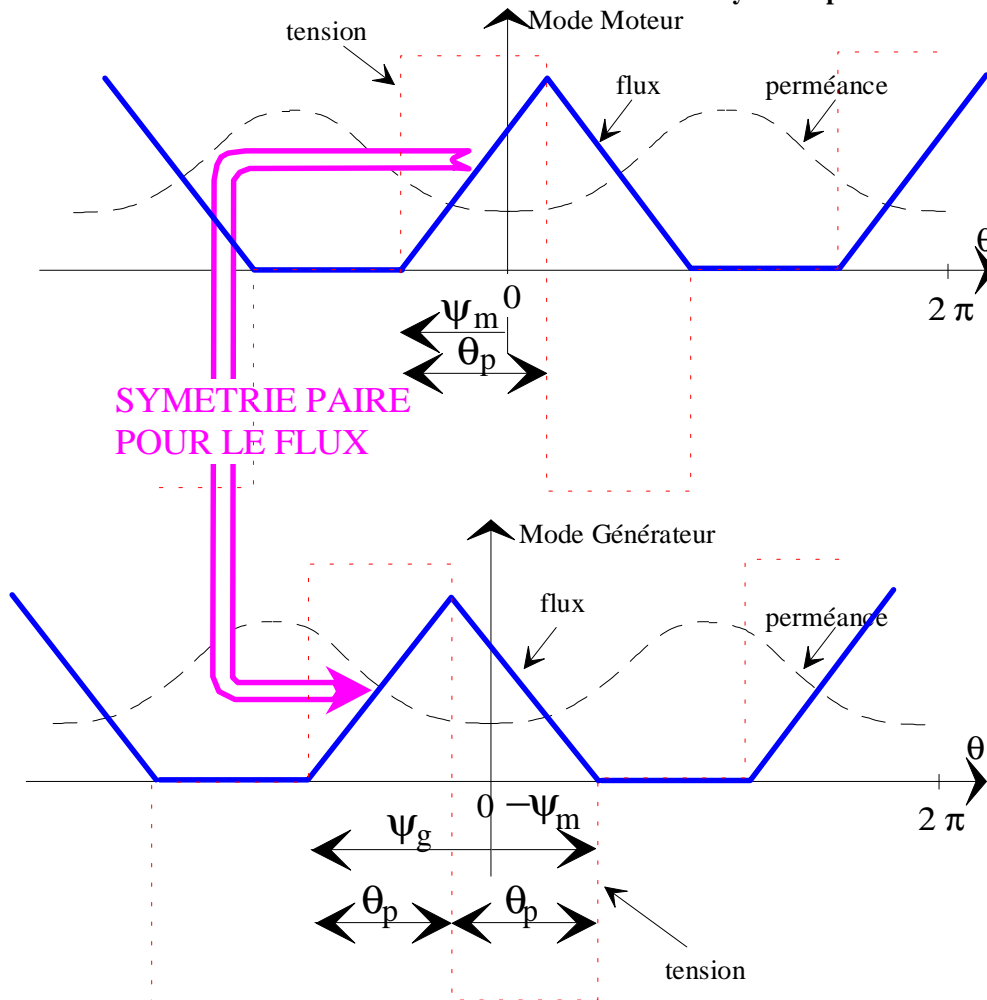


Fig.[6.9] Définition des angles de commande en mode moteur et en mode générateur

Dans le cas d'une alimentation en tension ceci est vérifié si : $\psi_g = -\psi_m + 2\theta_p$

Les états électromagnétiques sont symétriques.

Le courant en mode générateur et le courant en mode moteur sont des fonctions symétriques par rapport à la position de conjonction.

6.2.3.1.2. Exemples de fonctionnement moteur et générateur

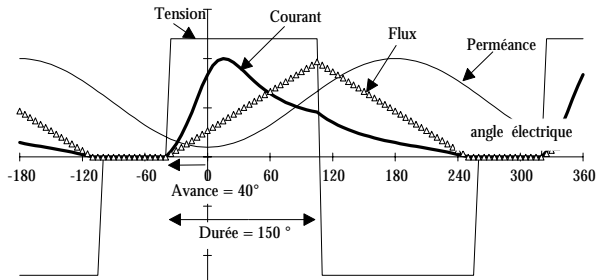


Fig.[6.10] Fonctionnement moteur : $U_0 < I_0 > > 0$

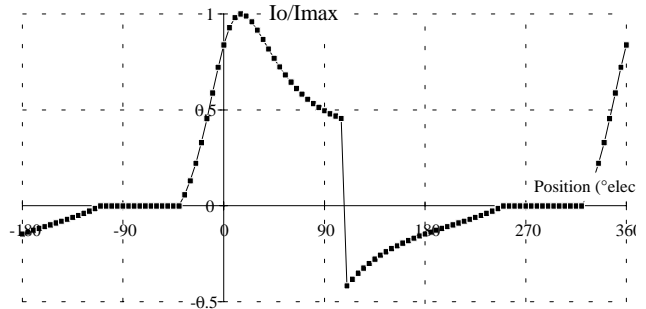


Fig.[6.11] Courant de source en mode moteur

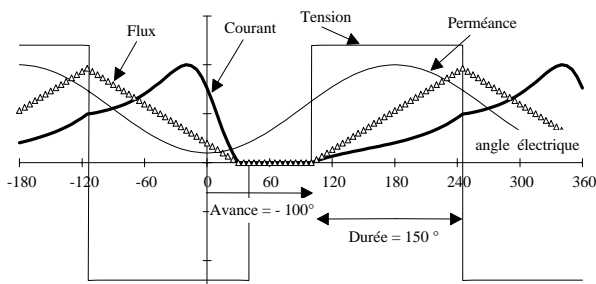


Fig.[6.12] Fonctionnement générateur : $U_0 < I_0 > < 0$

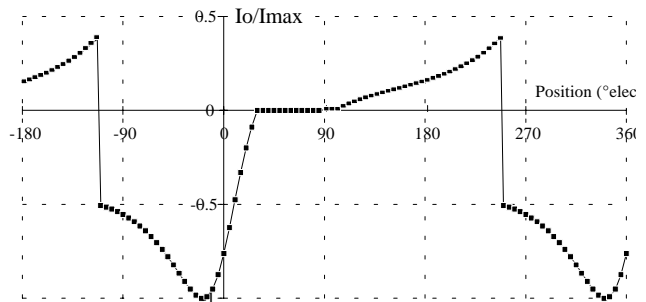


Fig.[6.13] Courant de source en mode générateur

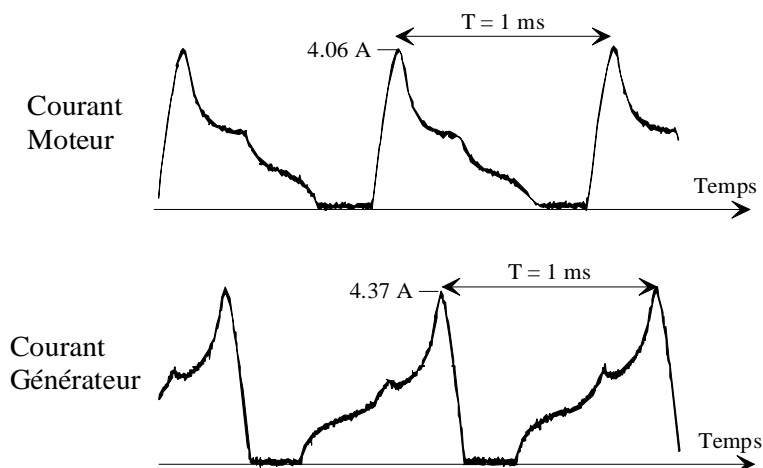


Fig.[6.14] Allures des courants mesurés sur le banc d'essai

Mode Moteur	Mode Générateur
$\theta_p = 150^\circ$ $\psi = 0^\circ$ $U_0 = 32 \text{ V}$ $I_0 = 0.98 \text{ A}$ L'ensemble convertisseur machine absorbe une puissance de 30 W.	$\theta_p = 150^\circ$ $\psi = -60^\circ$ $U_0 = 32 \text{ V}$ $I_0 = -1 \text{ A}$ L'ensemble convertisseur machine fournit à la source une puissance de 32 W.

Nous constatons une symétrie imparfaite des courants due en grande partie au matériau magnétique qui ne se comporte pas de façon symétrique lors de la magnétisation et lors de la démagnétisation. Les conséquences de ce phénomène lors de la mise en oeuvre de la méthode d'opposition.

6.2.3.2. Etude de la symétrie des pertes

Afin d'étudier la symétrie des pertes lorsqu'un actionneur fonctionne en moteur et l'autre en générateur, nous nous intéressons au cas particulier, mais largement utilisé à moyenne et grande vitesse, de la commande en pleine onde de tension.

a) Pertes Joule

Dans la partie concernant la symétrie des couples électromagnétiques, nous avons vu que le courant moteur et le courant générateur sont des fonctions symétriques par rapport à la position d'opposition et aussi par rapport à la position de conjonction. Leurs valeurs efficaces égales entraînent des valeurs de pertes Joule associées identiques.

La symétrie imparfaite des courants réels en mode moteur et en mode générateur ne rend plus valable le principe d'égalité des pertes Joule. **Il faudra donc déterminer les pertes Joule pour les deux actionneurs.**

b) Pertes fer

La symétrie des lois de commande en tension conduit à des variations d'induction symétriques par rapport à l'opposition (minimum de perméance), les fonctions " $dB(t)/dt$ " sont donc antisymétriques et la modélisation précédente nous amène à avoir les mêmes valeurs de pertes fer. Cela signifie qu'à même valeur absolue de puissance électromagnétique fournie, les pertes fer sont identiques.

La symétrie sur la valeur des pertes fer a pu être vérifiée à l'issue d'un calcul de simulation. La modélisation utilisée est celle utilisant le découpage de l'actionneur en macro-éléments et les fonctions de transfert linéaires (partie 4.3.2, chap. 4).

Le graphique ci-dessous est issu de calculs faits pour l'actionneur présenté sous une tension de 60 V et à une fréquence de 1 kHz.

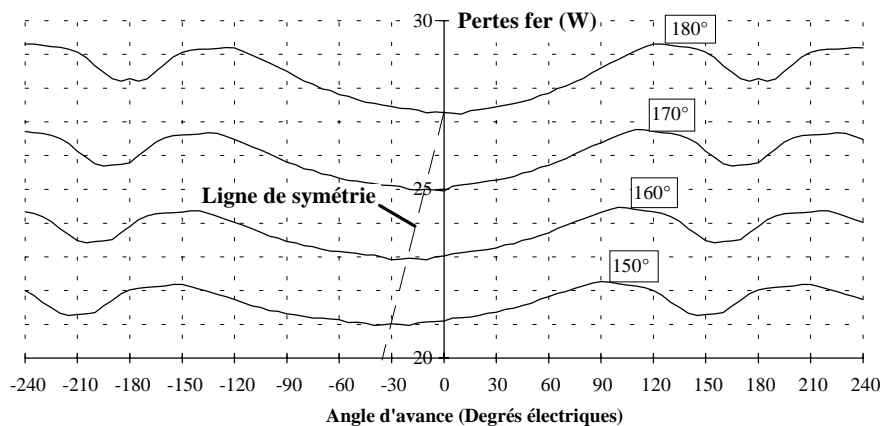


Fig.[6.15] Résultats de simulation. $P_{\text{fer}} = f(\psi, \theta_p)$ à $U = 60\text{V}$ et $f = 1\text{kHz}$

c) Pertes onduleur

L'énergie qui transite par le convertisseur statique entraîne des pertes dans les semi-conducteurs. Celles-ci se décomposent en des pertes par commutation et par conduction. Il est à noter que dans l'application d'une commande en pleine onde de tension, les pertes par commutation (proportionnelles à la fréquence) sont considérées négligeables par rapport aux pertes par conduction.

La détermination des pertes par conduction nécessite peu d'appareillage car il suffit de connaître le courant dans les interrupteurs et leurs chutes de tension à l'état passant.

Dans le convertisseur de type demi-pont asymétrique, le même courant parcourt les deux transistors ou les deux diodes. Compte tenu de l'allure du courant de phase en moteur et en générateur, **les pertes dans les convertisseurs ne sont pas les mêmes**. En effet le courant des transistors en mode moteur est égal au courant des diodes en mode générateur et vice versa, or leurs chutes de tensions ne sont pas les mêmes.

6.3. Modélisation des pertes

Cette partie concernant la modélisation des pertes, va nous permettre, en ce qui concerne les pertes dans le convertisseur statique d'analyser les sources de pertes et ainsi d'établir des méthodes pour leurs estimations. En ce qui concerne les pertes mécaniques et plus particulièrement les pertes de ventilation, deux formulations permettent d'estimer celles-ci en régime turbulent et en régime non-turbulent [82]. Ces estimations donnent un ordre de grandeur des pertes mécaniques de ventilation (pertes prépondérantes dans notre application) pour le dimensionnement du moteur auxiliaire qui sert à fournir ces pertes mécaniques.

6.3.1. Pertes dans le convertisseur statique

L'actionneur est alimenté avec des créneaux de tension (pleine onde de tension). Les pertes dans les semi-conducteurs ne sont donc que des pertes dites pertes par conduction. Les pertes par commutation, généralement proportionnelles à la fréquence, sont considérées négligeables. Pour le calcul des pertes par conduction, il est nécessaire de connaître la

résistance dynamique à l'état passant des transistors et la chute de tension des diodes lorsqu'elles conduisent. Il est aussi nécessaire de connaître les courants traversant les interrupteurs. Pour cela, trois phases sont à considérer.

Phase	Phénomène	Tension appliquée	Courant transistor	Courant diode
1	magnétisation	+ E	courant phase	0
2	démagnétisation	- E	0	courant phase
3	circuit démagnétisé	0	0	0

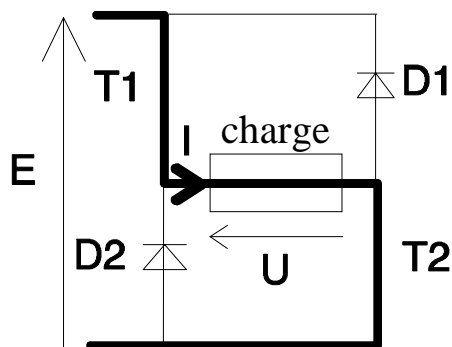


Fig.[6.16] Passage du courant pour la phase 1

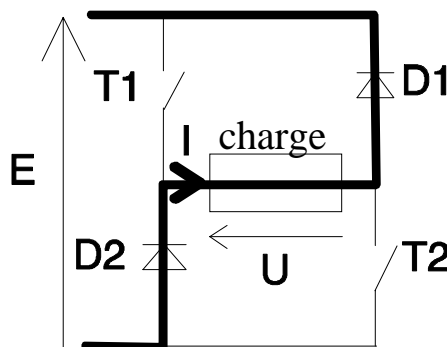


Fig.[6.17] Passage du courant pour la phase 2

6.3.1.1. Exemples de formes d'ondes

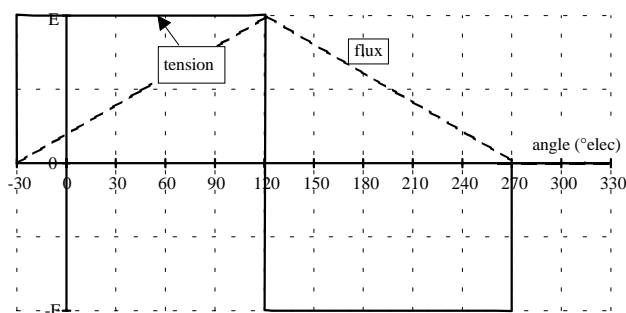


Fig.[6.18] Tension et flux

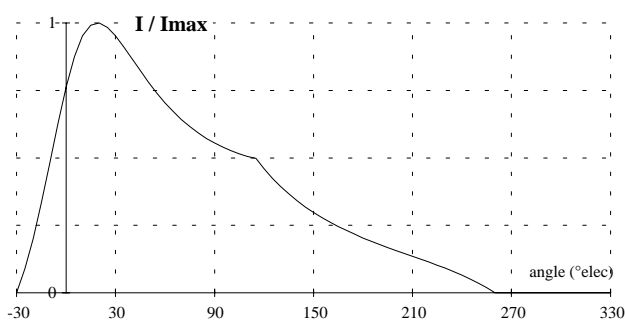


Fig.[6.19] Courant de phase monophasé

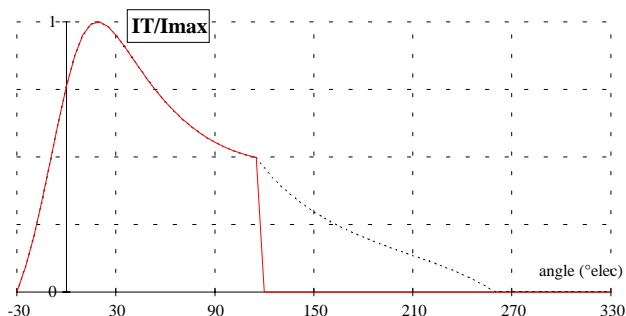


Fig.[6.20] Phase 1 : Courant dans les transistors

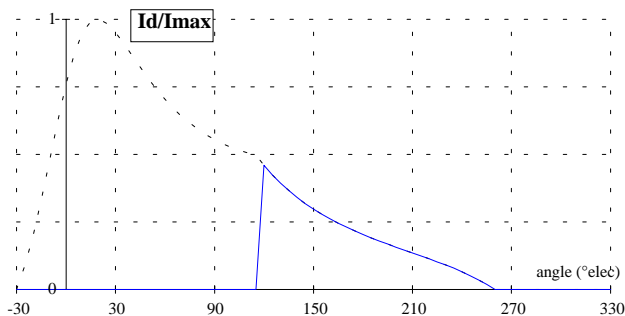


Fig.[6.21] Phase 2 : Courant dans les diodes

Pour le choix de la technologie des interrupteurs (diodes, transistors), nous avons tenu compte de deux contraintes qui sont la tenue en tension et en courant des composants et leurs faibles chutes de tension (pertes minimales). Nous avons opté pour des transistors de la technologie MOS à cause de leur faible résistance à l'état passant. Les tenues en tension sont imposées par la source de tension continue. Une valeur de 200V est possible. Le calibre en courant est imposé par la puissance de l'actionneur. Un courant efficace de 30A semble une limite haute acceptable. Finalement, les composants choisis sont :

Transistor	Type	V_{ds}	I_d	r_{ds} (à 20°C)
MOS	STH33N20	200 V	33 A	0,085 Ω

Diode	Type	I_f	V_{rrm}	V_f	r_d
	BYW77PI200	50 A	200 V	0,66 V	0,0047 Ω

6.3.1.2. Expression des pertes dans les diodes

La formulation classique des pertes par conduction est : $P_{\text{diode}} = V_f I_{\text{dmoy}} + r_d I_{\text{deff}}^2$

6.3.1.3. Expression des pertes dans les transistors

La formulation classique des pertes par conduction est : $P_{\text{transistor}} = r_{ds} I_{\text{Teff}}^2$

En fait, la valeur de la résistance dynamique (r_{ds}) du transistor dépend de la température de la jonction. Comme celle-ci dépend des pertes, il y a un rebouclage thermique. Nous avons, en linéarisant, la caractéristique $r_{ds} = f(T_j)$ et en régime thermique permanent :

$$P = r_{ds} I_{\text{Teff}}^2$$

Avec

$$\begin{cases} r_{ds} = r_{ds0} (1 + k_{th} T_j) \text{ et } \begin{cases} r_{ds0} = \text{résistance à } T_j = 0^\circ\text{C} \\ k_{th} = \text{coefficient positif} \end{cases} \\ T_j - T_{amb} = R_{th} P \end{cases}$$

Ce qui donne :

$$P(W) = \frac{r_{ds0} I_T^2 (1 + k_{th} T_{amb})}{(1 - r_{ds0} I_T^2 R_{th} k_{th})}$$

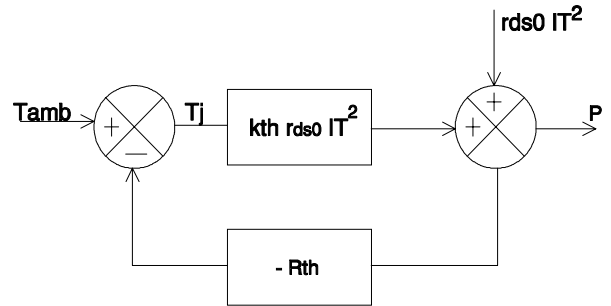


Fig.[6.22] Modélisation thermique sous forme de schéma bloc

Dans notre application k_{th} vaut environ $1,25 \cdot 10^{-2}/^\circ\text{C}$ et R_{th} de l'ordre de 2°C/W (avec radiateur).

6.3.2. Pertes magnétiques dans le cuivre

La modélisation de ces pertes est le sujet des chapitres 3 et 5. Pour la réalisation des maquettes, les bobinages ont d'abord été subdivisés en huit pour faciliter leurs réalisations.

N'ayant pas mis au point de méthode de mesure de ces pertes, par exemple une mesure thermique, nous avons décidé de les minimiser et ainsi de les rendre négligeables par rapport aux autres pertes.

Les bobinages ont donc été réalisés à l'aide de fils de Litz, ce qui correspond, pour notre application, à une subdivision de chaque conducteur en 320 brins.

6.3.3. Pertes mécaniques

Comme dans tous systèmes de motorisation, les pertes mécaniques peuvent être décomposées en deux termes. Un terme prenant en compte les frottements (friction) et un terme prenant en compte les pertes par ventilation. Le couple de pertes dû aux frottements est considéré proportionnel à la vitesse de rotation. Le couple de pertes dû aux pertes par ventilation est considéré proportionnel au carré de la vitesse.

$$C_{p_{\text{méc}}} = k_1 \Omega + k_2 \Omega^2 \quad C_{p_{\text{méc}}} \text{ en Nm et } \Omega \text{ en rad/s}$$

La détermination des coefficients k_1 et k_2 est difficile et, de plus, ils peuvent ne pas être constants sur toute la plage de fonctionnement et doivent être mesurés. Nous allons cependant établir une formulation pour le calcul des pertes de ventilation.

Dans le cas des machines à réluctance variable à double saillance qui possèdent de "grosses dents", les **pertes aérodynamiques** peuvent être importantes d'une part parce que ces machines sont robustes et sont donc susceptibles de tourner à des vitesses de rotation élevées et d'autre part à cause de la forme du stator et du rotor non lisses. Un article [82] traitant de ces pertes permet d'établir des formules pour permettre de faire une estimation des pertes par ventilation. L'existence de ces pertes est due au fait que le volume d'air compris entre le stator et le rotor est soumis à une différence de vitesse. Au niveau du stator l'air est immobile et au niveau du rotor il se déplace à une vitesse égale à la vitesse périphérique du rotor.

$$\frac{dF}{dA} = \mu \left\{ \begin{array}{l} \frac{dF}{dA} \text{ contrainte de cisaillement de l'air en N/m} \\ \mu \text{ coefficient de viscosité} \\ v \text{ vitesse périphérique} \\ e \text{ longueur de l'entrefer} \end{array} \right\} \quad \left\{ \begin{array}{l} F = \frac{2\pi\mu R^2 \Omega L}{e} \\ v = R \Omega \quad \Omega \text{ en rad/s} \\ P(W) = F R \Omega \end{array} \right.$$

6.3.3.1. formulation des pertes de ventilation en régime non turbulent

$$P(W) = \frac{2\pi\mu R^3 \Omega^2 L}{e} \quad \mu \text{ viscosité de l'air} = 1,85 \cdot 10^{-5} \text{ kg/m}^2\text{s}$$

6.3.3.2. formulation des pertes de ventilation en cas de régime turbulent

$$P(W) = \pi C_d \rho R^4 \Omega^3 L$$

Pour déterminer C_d , il faut résoudre l'équation : $\frac{1}{\sqrt{C_d}} = 2.04 + 1.768 \ln(R_e \sqrt{C_d})$

Avec R_e (nombre de Reynolds) = $\frac{e R \Omega \rho}{\mu}$ ρ densité de l'air = $1,2 \text{ kg/m}^3$

6.3.3.3. Cas d'un rotor denté

Dans le cas où il existe une saillance au rotor, il faut multiplier les valeurs obtenues par un coefficient tenant compte de celle-ci: Ce coefficient a comme expression :

$$K_s = 2.2 + 8.5 \left(\frac{h_r}{R} \right) \quad \text{avec } h_r : \text{hauteur du plot rotorique et } R : \text{rayon au niveau de l'entrefer}$$

6.3.3.4. Application numérique

$$\begin{aligned} R &= 25 \text{ mm} ; e = 0,2 \text{ mm} \Rightarrow R_e = 0,32 \Omega \\ h_r &= 12 \text{ mm} \Rightarrow K_s = 6.28 \\ L &= 40 \text{ mm} (2 * 20 \text{ mm}). \end{aligned}$$

Les solutions de l'équation (résolue de façon numérique) permettant de déterminer C_d sont représentées ci-dessous :

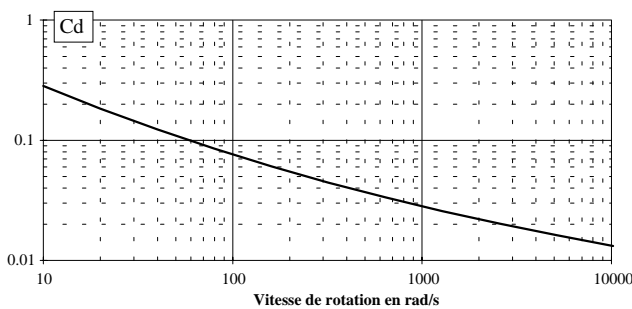


Fig.[6.23] Coefficient C_d en fonction de la vitesse de rotation

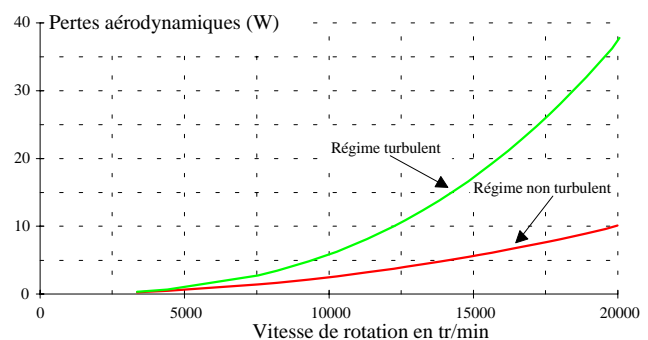


Fig.[6.24] Pertes aérodynamiques en fonction de la vitesse de rotation

6.4. Réalisation et mesures

6.4.1. Présentation générale du banc

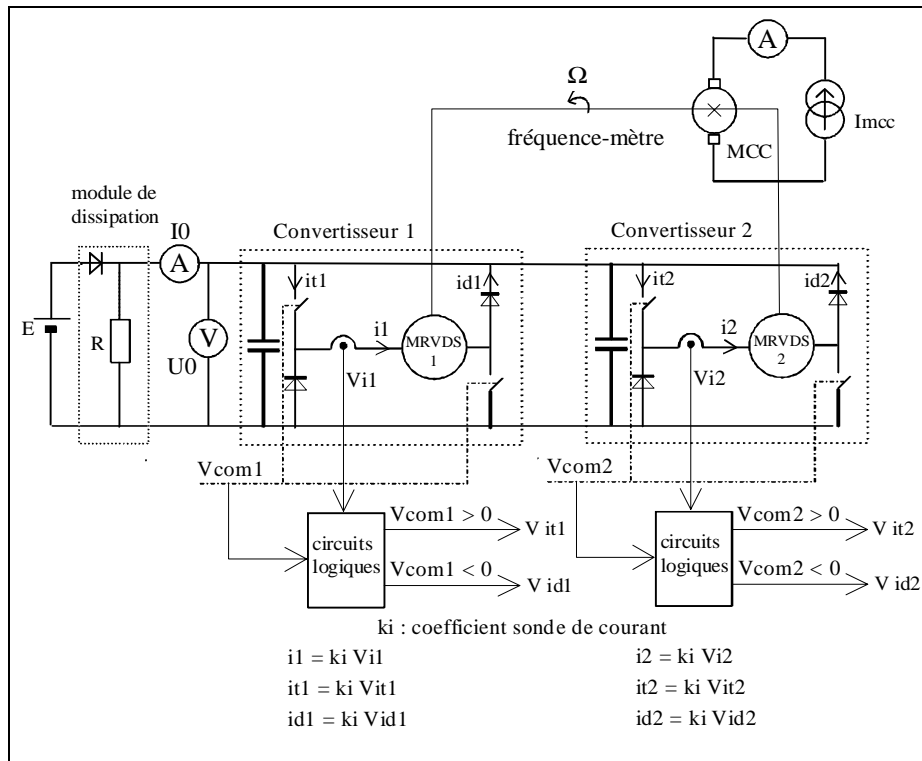


Fig.[6.25] Banc de mesure avec les appareils de mesure

Le schéma du montage (voir Fig.[6.1]) permet de représenter tous les éléments du banc.

Sur le schéma ci-dessus, sont représentés les appareils de mesures nécessaires à la détermination des pertes.

En voici la liste :

I_0 = courant moyen fourni par la source d'alimentation continue

U_0 = tension continue de l'alimentation

i_1 = courant dans la phase de la MRVDS 1

i_{t1} = courant traversant les transistors de l'onduleur 1

i_{d1} = courant traversant les diodes de l'onduleur 1

i_2 = courant dans la phase de la MRVDS 2

i_{t2} = courant traversant les transistors de l'onduleur 2

i_{d2} = courant traversant les diodes de l'onduleur 2

Nous avons vu dans la partie 6.3 comment à partir des ces grandeurs déterminer les pertes.

Nous allons dans les paragraphes suivants, décrire la méthodologie des essais préalables que nous avons effectués afin de déterminer toutes les caractéristiques des éléments constitutifs du banc de mesure.

La séparation des courants dans les transistors et dans les diodes est nécessaire pour la détermination des pertes dans l'onduleur. Celle-ci est réalisée au moyen d'un interrupteur électronique piloté par le signal de commande des transistors (V_{com1} ou V_{com2}). Si le signal de commande "ordonne" la fermeture des transistors, le courant dans ces derniers est égal au courant dans la phase et le courant dans les diodes est nul. Si le signal de commande "ordonne" l'ouverture des transistors, le courant dans ces derniers est nul et le courant dans les diodes est égal au courant dans la phase.

6.4.2. Détermination des pertes onduleur

Nous avons vu dans la partie 6.3.1 les caractéristiques des semi-conducteurs utiles au calcul de leurs pertes. Celles-ci sont données par le constructeur. Cependant, une mesure semble nécessaire pour la validation des valeurs et surtout pour la détermination de la résistance thermique totale du radiateur (R_{th}).

Nous présentons aussi une méthode thermique de mesure des pertes globales de l'onduleur.

a - Détermination des caractéristiques des transistors

Les pertes de conduction ont pour formulation : (c.f. partie 6.3.1)

$$P(W) = \frac{r_{ds0} I_{Teff}^2 (1 + k_{th} T_{amb})}{(1 - r_{ds0} I_{Teff}^2 R_{th} k_{th})}$$

Afin de connaître les différents coefficients, nous alimentons le montage en courant continu, la charge étant une résistance de valeur nulle. Les diodes sont bloquées, le courant circule à travers les transistors.

La tension U et le courant I sont continus. La puissance P dissipée est égale au produit $U.I$.

Il suffit de relever la courbe $P(I)$ et d'effectuer une identification des paramètres.

$$P = \frac{aI^2}{1 - bI^2} \text{ avec } \begin{cases} a = 0.0657\Omega \\ b = 10^{-3} A^{-2} \end{cases}$$

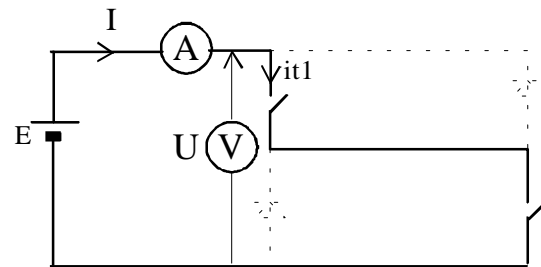


Fig.[6.26] Schéma pour la détermination des caractéristiques des transistors

Remarque :

Le courant I_{dmax} du transistor est de 33A et dans ce montage un courant supérieur à 31 A ($\sqrt{1000}$) entraîne un emballement thermique et une destruction du composant. En général le courant I_{dmax} est spécifié avec un radiateur parfait ($R_{th} = 0^\circ C$ équivalent à un radiateur de longueur infinie).

b - Détermination des caractéristiques des diodes

Les pertes de conduction ont pour formulation : (partie 6.3.1) $P_{diode} = V_f I_{dmoy} + r_d I_{deff}^2$

Nous appliquons la même méthode que précédemment, mais ici la charge est infinie. Le courant continu se répartit équitablement dans les deux bras grâce aux diodes anti-parallèles des transistors MOS.

En continu la chute de tension des diodes est donnée par

$$V_d = V_f + r_d I$$

Avec les courbes $V_{d1}(I/2)$ et $V_{d2}(I/2)$, on détermine V_f et r_d . Une identification numérique donne :

$$V_f = 0,627 V$$

et $r_d = 9 \cdot 10^{-2} \Omega$

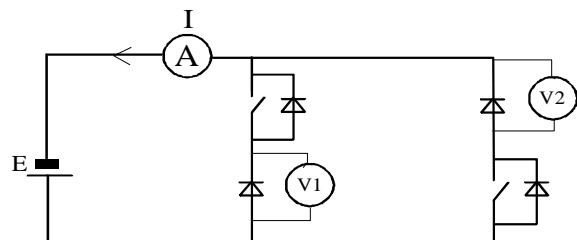


Fig.[6.27] Schéma pour la détermination des caractéristiques des diodes

c - Méthode thermique directe de mesure des pertes onduleur

Pour l'instant, nous avons décrit une méthodologie de détermination des pertes onduleur basée sur la connaissance des chutes de tension des composants et sur les courants les traversant.

Une méthode de mesure directe consiste en la détermination du gradient de température du radiateur.

En effet, aux changements d'états (régime transitoire) la relation entre le gradient de température et les pertes est :

$$P = m C \frac{dT}{dt}$$

Avec m , masse du radiateur et C , chaleur massique du matériau utilisé pour le radiateur.

Pour le banc de mesure, la masse du radiateur est de 2,44 kg et la chaleur massique de l'aluminium est de 930 J/°C/Kg

En mesurant dT/dt à l'origine ou ΔT (pendant par exemple 30 s), on peut en déduire les pertes en Watts.

Cette méthode de mesure sera d'autant plus précise que l'appareillage utilisé sera performant et elle permet d'apprécier les pertes de commutation. Les dimensions du radiateur font que l'on ne peut mesurer que la température moyenne de celui-ci. Il est possible d'améliorer cette méthode de mesure en travaillant dans un milieu adiabatique.

6.4.3. Détermination des pertes mécaniques

Afin de pouvoir mesurer les pertes mécaniques, nous avons disposé sur le banc de mesure un moteur auxiliaire à courant continu à aimant permanent. Ce dernier est monté en dynamo balance, c'est à dire que le stator est lié au bâti au travers une liaison glissante réalisée par deux roulements à billes. Ce système permet, lorsque la machine à courant continu fonctionne en moteur, de déterminer (à une partie des pertes de ventilation près) le couple de réaction entre le rotor et le stator qui représente le couple utile fourni [87].

Nous disposons de deux moyens pour déterminer le couple utile fourni par la MCC.

- ❶ Avec le bras de levier décrit ci dessus (Longueur du bras = 130 mm) + masse réglable.
- ❷ En mesurant la différence du courant absorbé par le moteur accouplé au banc et du courant à vide.

Le couple est donné par $C_u = k_\phi I$ avec $k_\phi = \frac{E_{vide}}{\Omega} = 2.46 \cdot 10^{-3} \text{ V} / \text{rad} / \text{s}$

Remarque :

Les aimants permanents du moteur auxiliaire sont en ferrites et il existe une dérive thermique des caractéristiques des aimants qui se traduit par une évolution de k_ϕ en fonction de la température du moteur.

Nous avons donc mesuré le couple utile fourni par le moteur auxiliaire en utilisant les deux méthodes.

Expérimentalement, nous n'avons pas constaté d'évolution sensible de k_ϕ en fonction de la température.

Des mesures ont été effectuées pour deux types de rotor. Le premier rotor est un rotor denté classique. Pour le second rotor, nous avons comblé l'espace entre les dents par de la mousse polyuréthane. Les résultats de mesures sont présentés avec les modélisations de pertes par ventilation en régime turbulent et non turbulent. Nous rappelons que pour le banc, deux machines sont utilisées, ce qui porte la longueur active du rotor à 40 mm.

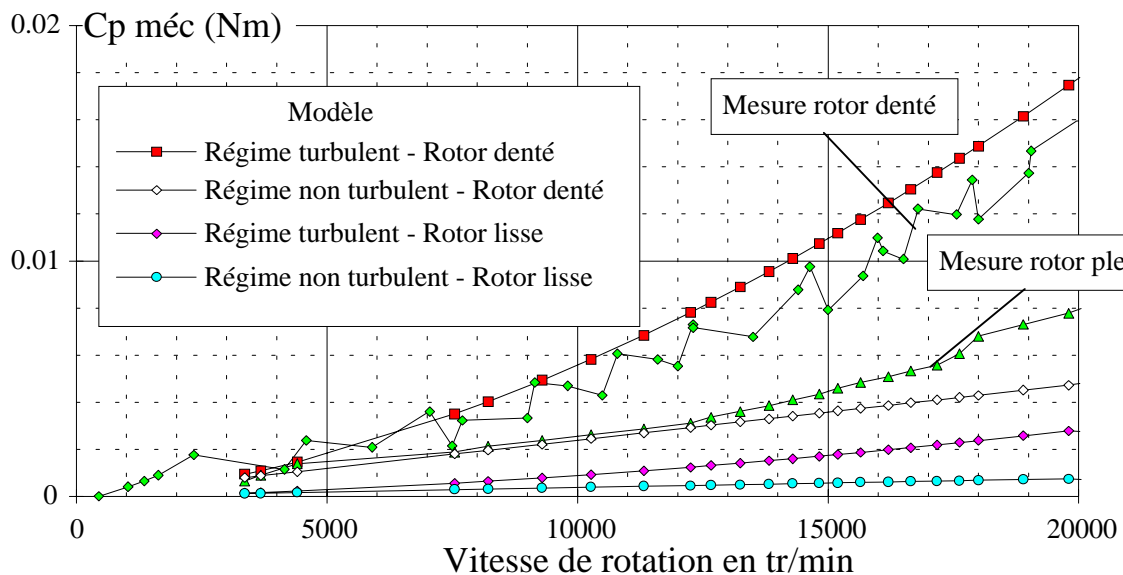


Fig.[6.28] Couple de pertes mécaniques en fonction de la vitesse de rotation

6.4.4. Prédétermination des paramètres k_{h1} , k_{h2} , α_p du modèle de pertes fer.

Dans le chapitre 2 traitant des pertes fer, nous avons introduit trois coefficients. Deux (k_{h1} et k_{h2}) sont utilisés pour le calcul du terme des pertes par hystérésis et un (α_p) pour le calcul du terme des pertes par courants de Foucault. Ces coefficients peuvent être déterminés à partir d'échantillons de tôles et en utilisant des appareils classiques de caractérisation (cadre Epstein ou cadre SST pour single sheet tester).

Cependant, nous avons jugé utile de pouvoir les déterminer sur la machine construite (voir partie 2.6 du chapitre 2). S'agissant de MRVDS et en position de conjonction, il est possible en alimentant une phase avec une tension alternative de valeur moyenne nulle de connaître le flux et donc l'induction dans toutes les parties de la machine. En effet nous avons :

$$U(t) = n \frac{d\phi}{dt} \text{ et } \phi = BS$$

On note L_a longueur active = 20 mm

E_c épaisseur de culasse stator = 12 mm

w_s largeur de dent stator = 12 mm

w_r largeur de dent rotor = 14 mm

E_{cr} épaisseur de culasse rotor = 7 mm

h_s hauteur de dent stator = 13 mm

h_r hauteur de dent rotor = 12 mm

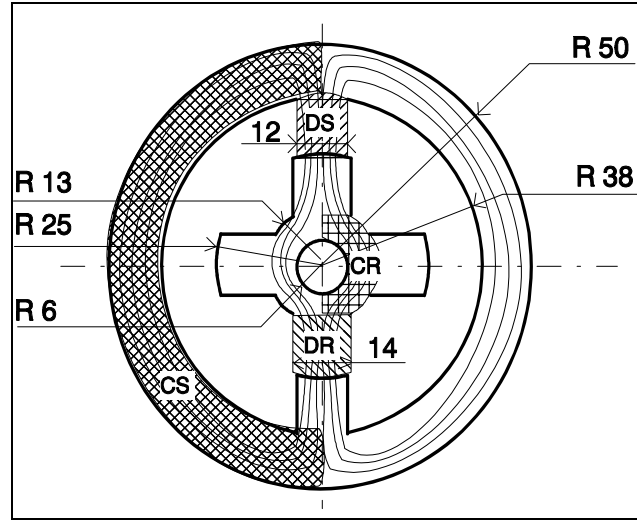


Fig.[6.29] Ligne d'équipotentiels de la composante Az et dénomination des zones principales

Alimentation en tension sinusoïdale de la forme : $U(t) = U_m \sin(\omega t)$

Flux vu par une spire du bobinage : $\phi(t) = \frac{U_m}{n\omega} \cos(\omega t)$ $\phi_m = \frac{U_m}{n\omega} = \frac{U_{pp}}{2n\omega}$ avec $U_{pp} = 2 U_m$.

Zone	Culasse Stator	Dent Stator	Dent Rotor	Culasse Rotor
B_m	$\frac{\phi_m}{2 E_c L_a}$	$\frac{\phi_m}{w_s L_a}$	$\frac{\phi_m}{w_r L_a}$	$\frac{\phi_m}{2 E_{cr} L_a}$
Volume	$\pi(R_{ext}^2 - (R_{ext} - E_c)^2) L_a$	$2 w_s h_s L_a$	$2 w_r h_r L_a$	$\pi[(R_{axe} + E_{cr})^2 - E_{cr}^2] L_a$

Pour chaque zone la formulation des pertes fer est donnée par :

$$P_{fer}(W) = \left\{ [k_{h1}(2B_m) + k_{h2}(2B_m)^2] f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2 \right\} \text{Volume}$$

En remplaçant B_m par son expression en fonction de ϕ_m dans chaque zone et ϕ_m par son expression en fonction de U_{pp} , nous obtenons :

$$P_{fer}(W) = K_a k_{h1} \left(\frac{U_{pp}}{4n} \right) + K_b \left(\frac{U_{pp}}{4n} \right)^2 \left(\frac{k_{h2}}{\pi f} + \frac{\pi}{2} \alpha_p \right)$$

Et

$$\begin{cases} K_a = \left[\frac{(R_{ext}^2 - (R_{ext} - E_c)^2)}{E_c} + \frac{4}{\pi} (h_s + h_r) + \frac{((R_{axe} + E_{cr})^2 - R_{axe}^2)}{E_{cr}} \right] = 0.139 \\ K_b = \frac{1}{L_a} \left[\frac{(R_{ext}^2 - (R_{ext} - E_c)^2)}{E_c^2} + \frac{8}{\pi} \left(\frac{h_s}{w_s} + \frac{h_r}{w_r} \right) + \frac{((R_{axe} + E_{cr})^2 - R_{axe}^2)}{E_{cr}^2} \right] = 749 \end{cases}$$

Des essais pour différentes valeurs de U_{pp} (40 V, 60 V et 80 V) et pour une plage de fréquences allant de 50 Hz à 5 kHz permettent de déduire les valeurs de k_{h1} , k_{h2} , α_p .

k_{h1}	k_{h2}	α_p
6	103	0.096

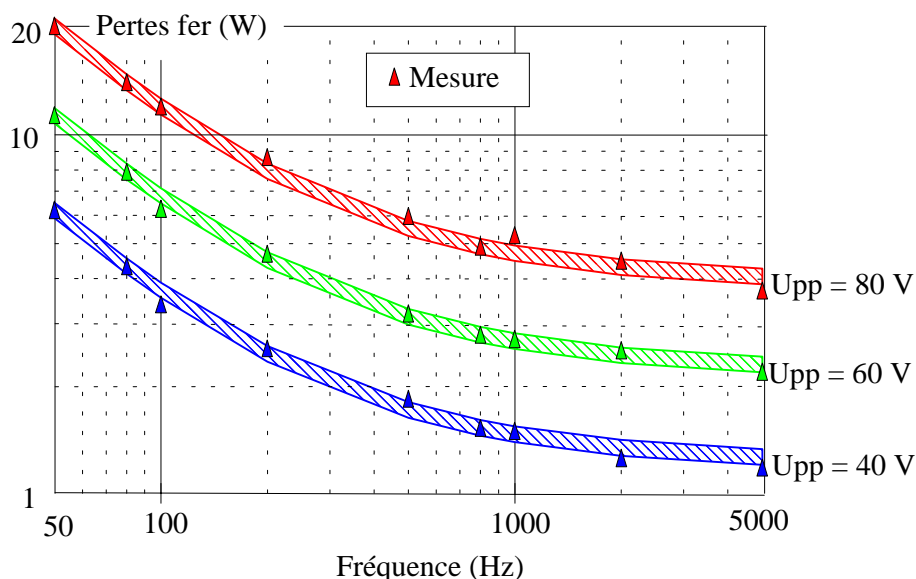


Fig.[6.30] Comparaison modèle (zone à $\pm 5\%$) et mesures (Δ) de pertes fer sous tension sinusoïdale

6.4.5. Logique de commande

A la vitesse de rotation de 15000 tr/min, la fréquence électrique des signaux de commande est de 1 kHz. Le contrôle doit permettre, en fonction de la position du rotor de générer les signaux de commande des transistors. Et ceci avec un décalage temporel minimum entre l'instant choisi pour la commutation des interrupteurs et leur commutation réelle. Pour une bonne précision, les angles sont définis sur 9 bits (512 points) et pour une fréquence électrique de 1 kHz, la commutation du bit de poids le plus faible s'effectue à une fréquence de 500 kHz soit toutes les 2 μ s.

Ces critères temporels nous ont fait choisir une réalisation de la carte d'autopilotage en logique câblée à l'aide de portes de technologies TTL qui sont alimentés en 0 et +5V.

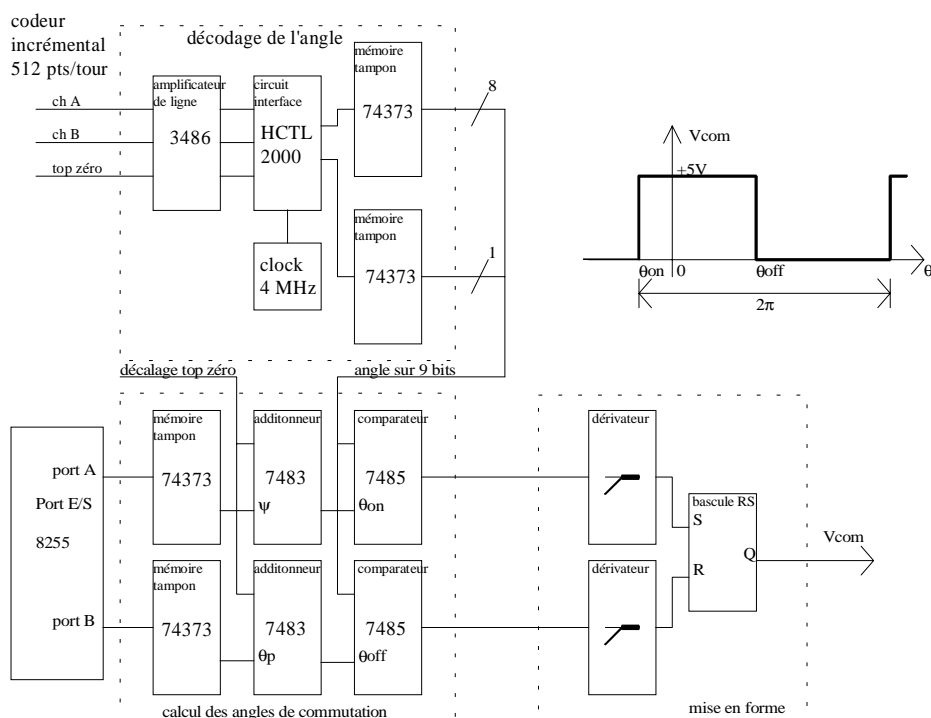


Fig.[6.31] Schéma de la carte d'autopilotage.

6.5. Méthode d'opposition - Mise en oeuvre - Résultats

Le schéma du montage est présenté dans la partie 6.1 de ce chapitre et le schéma présentant le banc de mesure avec l'appareillage nécessaire à la mesure des pertes Joule et des pertes convertisseur est décrit dans la partie 6.4 de ce chapitre.

Nous allons présenter dans un premier temps la méthodologie permettant d'obtenir la valeur des pertes fer des actionneurs alimentés en créneaux de tension. Dans un deuxième temps, nous utiliserons ce banc de mesure afin de comparer les valeurs de pertes fer issues d'un calcul de simulations aux mesures.

Concernant les pertes mécaniques, nous avons décidé de ne pas les mesurer mais de les compenser. Le moteur auxiliaire, ici une machine à courant continu à aimants permanents, entraîne l'ensemble des deux rotors des MRVDS alors que celles-ci ne sont pas alimentées, à la vitesse de rotation désirée. Le moteur auxiliaire fournit donc les pertes mécaniques, à la condition que la vitesse de rotation ne varie pas et que le courant absorbé (I_{mcc}) reste constant. Nous faisons l'hypothèse qu'ainsi les pertes mécaniques restent constantes, à vitesse constante.

Les ensembles convertisseur-MRVDS sont ensuite alimentés en créneaux de tension avec des angles de commande permettant d'avoir un ensemble fonctionnant sensiblement symétriquement en moteur et en générateur.

6.5.1. Méthode de mesure

6.5.1.1. Mise en oeuvre

Nous rappelons que pour avoir une symétrie de fonctionnement et une égalité des pertes fer, les angles de durée d'application de la tension doivent être de même valeur et les angles d'avance doivent respecter la relation suivante :

$$\psi_g = -\psi_m + 2\theta_p \quad \begin{array}{l} \psi = \text{angle d'avance} \\ \theta_p = \text{durée d'application de la tension} \end{array}$$

Cependant, l'application stricte de cette relation entraîne une égalité des couples électromagnétiques et des puissances électromagnétiques. A partir du bilan des puissances, si l'égalité des puissances électromagnétiques est réalisée (ce qui n'est pas vérifiable), il faut compenser les pertes fer et les pertes mécaniques à l'aide du moteur auxiliaire.

La différence des puissances fournies par le moteur auxiliaire en charge et à vide permet d'en déduire la somme des pertes fer des deux actionneurs. Les pertes fer étant égales, il est aisé d'en déduire la valeur des pertes fer pour chaque actionneur. Avec cette méthode la précision de la mesure des pertes fer est directement liée à la précision de la mesure de la puissance fournie par le moteur auxiliaire.

Si le moteur auxiliaire utilisé ne permet pas de mesures précises ou ne peut pas fournir la somme des pertes fer et des pertes mécaniques, ce que nous avons rencontré, il faut l'utiliser uniquement pour compenser les pertes mécaniques comme nous l'avons expliqué ultérieurement. Une autre raison pour qu'il n'ait que ce rôle de compensation est qu'il n'est pas certain que la somme des puissances électromagnétiques soit strictement nulle.

Dans ce cas, il faut légèrement dissymétriser les angles de commande en agissant sur les angles d'avance et en maintenant l'égalité des angles de durée d'application de la tension. Nous avons montré dans la partie 4.3.2.2 du chapitre 4 que l'influence de l'angle d'avance sur la valeur des pertes fer est faible et que par contre l'influence de l'angle de durée d'application de la tension est importante. En outre l'angle d'avance ψ influe fortement sur le couple, ce qui permet un réglage sensible. La dissymétrie des angles d'avance doit permettre de maintenir la vitesse de rotation à la valeur désirée et le courant absorbé par le moteur auxiliaire constant sans entraîner une trop grande dissymétrie dans les pertes fer.

La somme des pertes à l'exception des pertes mécaniques est fournie par la source. Une mesure de la puissance fournie par la source et des différents courants (courants efficaces dans les enroulements des machines, courants efficaces dans les transistors, courants moyens et efficaces dans les diodes) permet d'isoler la valeur des pertes fer de chaque actionneur.

Il faut aussi noter que la résistance des câbles de connexion n'est pas négligeable. Une mesure en continu de la résistance totale vue depuis la source de tension, les interrupteurs des convertisseurs étant fermés et le moteur étant connecté, permet d'estimer la résistance des câbles et des connections à 0.1Ω . Cette valeur n'est pas négligeable comparée à la résistance de la phase du moteur (0.4Ω).

En résumé :

❶ Le produit de la tension continue par le courant moyen fourni par la source indique sa puissance.

❷ La différence du courant fourni au moteur auxiliaire indique une puissance mécanique fournie au système. La formule pour calculer cette puissance est :

$$P_{mcc} = k_\phi (I_{mcc} - I_{mcc0}) \frac{2\pi N}{60} \quad \text{avec } k_\phi = 2.46 \cdot 10^{-3} \text{ V / rad / s et } N \text{ vitesse de rotation en tr/min}$$

③ La mesure du courant efficace dans chaque phase permet de calculer les pertes Joule dans les conducteurs connaissant la valeur de la résistance des bobinages, qui est de 0.4Ω . Pour un échauffement de 30°C , cette valeur peut atteindre 0.45Ω .

④ La mesure du courant efficace dans les câbles permet aussi de déterminer les pertes Joule dans ces derniers.

⑤ Pour déterminer les pertes dans l'onduleur, il faut mesurer les courants efficaces dans les transistors, les courants moyens et efficaces dans les diodes. La détermination des pertes onduleur se fait avec les formulations suivantes :

$$P_{\text{ond}} = P_{\text{transistor}} + P_{\text{diode}} \quad P_{\text{transistor}} = 2 \frac{0.0657 I_{\text{Teff}}^2}{1 - 10^{-3} I_{\text{Teff}}^2}$$

$$P_{\text{diode}} = 2 \left(0.627 I_{\text{dmoy}} + 910^{-2} I_{\text{deff}}^2 \right)$$

⑥ La valeur des pertes fer pour l'ensemble des deux actionneurs est égale à la somme des puissances fournies (alimentation + moteur auxiliaire) à laquelle il faut retrancher la somme des pertes (dans les bobinages, dans les câbles d'alimentation et dans les onduleurs).

6.5.1.2. Présentation de résultats

Les mesures présentées ont toutes été effectuées à une vitesse de rotation de $15\,000 \text{ tr/min}$ ($f_{\text{elec}} = 1 \text{ kHz}$).

Caractéristiques de la commande

ψ_1 (°elec)	-30	-30	-23	-23	35	35	35	20	12	12	40
θ_{p1} (°elec)	120	120	150	150	150	150	150	180	180	180	180
ψ_2 (°elec)	-69.5	-69.5	-23	-23	-69	-69	-69	-5	5	5	-20
θ_{p2} (°elec)	120	120	150	150	150	150	150	180	180	180	180
U_0 (V)	50	60	30	40	30	40	50	30	50	60	50

Mesures

$\langle I_0 \rangle$ (A)	0.48	0.57	0.448	0.56	0.7	0.88	1.07	0.775	1.28	1.56	1.39
$I_{\text{mcc}0}$ (A)	3.64	3.6	3.5	3.4	3.35	3.5	3.4	3.4	3.3	3.7	3.56
I_{mcc} (A)	3.87	4.1	3.63	4	3.73	5	5	3.86	4	4	5.5
I_{leff} (A)	1.49	1.82	1.14	1.68	2.81	3.69	4.68	2.43	3.87	4.75	5.17
I_{2eff} (A)	1.31	1.6	1.2	1.62	2.24	2.98	3.82	2.25	3.71	4.56	4.57
I_{T1eff} (A)	1.34	1.59	1.08	1.43	2.75	3.6	4.53	2.24	3.29	4.02	4.96
I_{T2eff} (A)	0.97	1.24	1.00	1.33	0.81	1.08	1.33	1.44	2.82	3.46	1.97
I_{d1eff} (A)	0.65	0.76	0.74	1.00	0.57	0.73	0.91	1	2	2.43	1.18
I_{d2eff} (A)	0.93	1.14	0.71	1.00	2.09	2.8	3.6	1.72	2.41	3	4.1
I_{d1moy} (A)	0.38	0.42	0.46	0.63	0.29	0.37	0.45	0.65	1.29	1.57	0.75
I_{d2moy} (A)	0.51	0.61	0.43	0.59	1.17	1.57	2.02	1.06	1.52	1.88	2.48

Exploitation des mesures - Bilan des puissances

$U_0 \langle I_0 \rangle$ (W)	24.17	34	13.53	22.48	21	35.2	53.6	23.29	64.12	93.72	69.62
P_{mcc} (W)	0.89	1.93	0.50	2.32	1.47	5.80	6.18	1.78	2.70	1.16	7.50
$P_{\text{ond}1}$ (W)	0.79	0.95	0.83	1.24	1.42	2.28	3.46	1.66	3.77	5.17	4.50
$P_{\text{ond}2}$ (W)	0.92	1.19	0.76	1.15	2.33	3.51	5.07	2.13	3.99	5.55	6.60
P_{I1} (W)	0.99	1.48	0.58	1.26	3.54	6.10	9.81	2.65	6.71	10.11	11.97
P_{I2} (W)	0.77	1.15	0.65	1.18	2.25	3.98	6.54	2.27	6.17	9.32	9.36
$P_{\text{Icable}1}$ (W)	0.22	0.31	0.17	0.30	0.79	1.35	2.13	0.60	1.48	2.21	2.60
$P_{\text{Icable}2}$ (W)	0.18	0.28	0.15	0.28	0.50	0.90	1.47	0.50	1.38	2.10	2.07
$P_{\text{fer}1\&2}$ (W)	21.19	30.56	10.90	19.39	11.64	22.87	31.30	15.27	43.34	60.43	40.01

Comparaison avec les calculs

$P_{\text{fer}1}$ (W)	11.33	16.26	5.51	9.73	5.69	10.04	15.62	7.14	19.63	28.19	19.97
$P_{\text{fer}2}$ (W)	11.29	16.2	5.51	9.73	5.56	9.81	15.27	7.12	19.58	28.13	19.68
$P_{\text{fer}1\&2}$ (W)	22.62	32.46	11.02	19.46	11.25	19.85	30.89	14.26	39.21	56.32	39.65
Erreur (%)	-6.8	-6.2	-1.1	-0.4	3.4	13.2	1.3	6.6	9.5	6.8	0.9

6.5.2. Comparaison mesure - modèle

6.5.2.1. Pertes fer en fonction de la tension d'alimentation

Caractéristiques de la commande

N tr/min	f (Hz)	ψ_1 (°elec)	θ_{p1} (°elec)	ψ_2 (°elec)	θ_{p2} (°elec)
15000	1000	-30	120	-90	115

Exploitation des mesures - Bilan des puissances

U_0 (V)	10	20	30	40	50	60	70	80	90
I_{mcc0} (A)	5.25	5.25	5.25	5.25	5.25	5.25	5.25	5.25	5.25
I_{mcc} (A)	5.40	5.76	6.22	6.82	7.65	8.71	10.12	12.00	14.20
$U_0 < I_0 >$ (W)	0.95	3.15	6.28	10.35	15.48	22	29.3	38.2	47.1
P_{ond1} (W)	0.18	0.40	0.63	0.87	1.16	1.43	1.75	2.11	2.49
P_{ond2} (W)	0.31	0.63	0.97	1.32	1.72	2.10	2.54	3.03	3.53
P_{I1} (W)	0.01	0.04	0.10	0.17	0.27	0.38	0.52	0.69	0.88
P_{I2} (W)	0.01	0.04	0.10	0.17	0.27	0.38	0.52	0.69	0.88
$P_{Icable1}$ (W)	0.01	0.03	0.07	0.11	0.18	0.25	0.35	0.46	0.59
$P_{Icable2}$ (W)	0.01	0.03	0.07	0.11	0.18	0.25	0.35	0.46	0.59
P_{mcc} (W)	0.58	1.97	3.75	6.07	9.27	13.37	18.82	26.08	34.58
$P_{fer1\&2}$ (W)	1.00	3.94	8.11	13.67	20.98	30.57	42.10	56.83	72.72

Comparaison avec les calculs

P_{fer1} (W)	0.49	1.86	4.13	7.28	11.33	16.78	22.08	28.79	36.4
P_{fer2} (W)	0.46	1.76	3.9	6.89	10.71	15.38	20.89	27.23	34.42
$P_{fer1\&2}$ (W)	0.95	3.62	8.03	14.17	22.04	32.16	42.97	56.02	70.82
Erreur (%)	5.0%	8.2%	0.9%	-3.6%	-5.0%	-5.2%	-2.1%	1.4%	2.6%

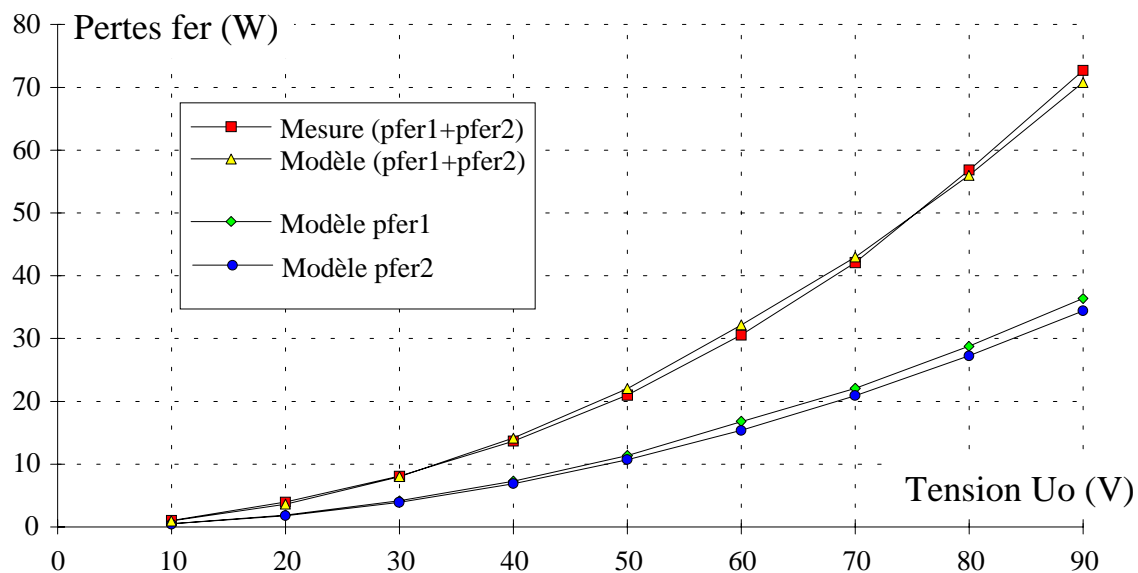


Fig.[6.32] Pertes fer en fonction de la tension d'alimentation

6.5.2.2. Pertes fer en fonction de la fréquence

Caractéristiques de la commande

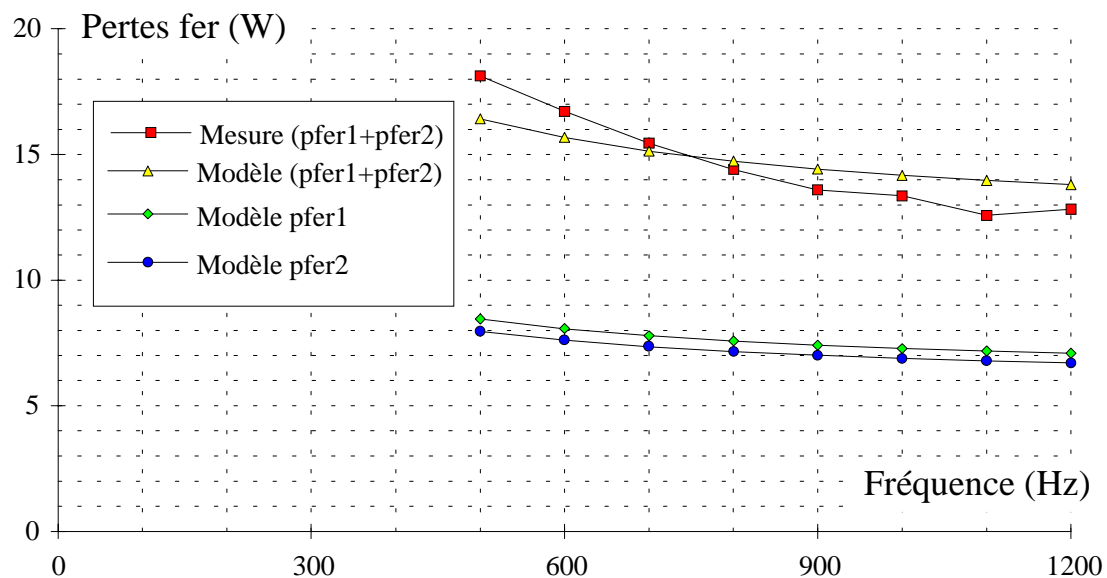
U_0	ψ_1	θ_{p1}	ψ_2	θ_{p2}
40 V	-30 °	120 °	-90 °	115 °

Exploitation des mesures - Bilan des puissances

N tr/min	7500	9000	10500	12000	13500	15000	16500	18000
f (Hz)	500	600	700	800	900	1000	1100	1200
I_{mcc0} (A)	2.91	3.39	3.78	4.28	4.79	5.25	6.13	6.82
I_{mcc} (A)	6.80	6.45	6.25	6.26	6.49	6.77	7.36	8.00
$U_0 < I_0 >$ (W)	17.1	14.7	13	11.92	10.88	10.22	9.79	9.6
P_{ond1} (W)	1.83	1.48	1.27	1.10	1.02	0.87	0.78	0.72
P_{ond2} (W)	2.73	2.22	1.91	1.68	1.47	1.32	1.19	1.11
P_{J1} (W)	0.58	0.41	0.32	0.26	0.21	0.17	0.14	0.12
P_{J2} (W)	0.58	0.41	0.32	0.26	0.21	0.17	0.14	0.12
$P_{Jcable1}$ (W)	0.38	0.27	0.21	0.17	0.14	0.11	0.09	0.08
$P_{Jcable2}$ (W)	0.38	0.27	0.21	0.17	0.14	0.11	0.09	0.08
P_{mcc} (W)	7.52	7.09	6.68	6.12	5.91	5.87	5.23	5.47
$P_{fer1\&2}$ (W)	18.13	16.72	15.45	14.41	13.59	13.35	12.58	12.83

Comparaison avec les calculs

P_{fer1} (W)	8.46	8.07	7.79	7.58	7.41	7.28	7.18	7.09
P_{fer2} (W)	7.96	7.61	7.35	7.16	7.01	6.89	6.79	6.71
$P_{fer1\&2}$ (W)	16.42	15.68	15.14	14.74	14.42	14.17	13.97	13.8
Erreur (%)	9.4%	6.2%	2.0%	-2.3%	-6.1%	-6.2%	-11.1%	-7.6%



6.5.2.3. Pertes fer en fonction de l'angle de durée d'application de la tension

Caractéristiques de la commande

N	f	U ₀
15000 tr/min	1000 Hz	40 V

Point	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11
ψ_1 (°elec)	-30	-30	-30	-30	-30	-30	-30	-30	-30	-30	-30
θ_{p1} (°elec)	30	45	60	75	90	105	120	135	150	165	180
ψ_2 (°elec)	90	130	160	-170	-140	-110	-80	-60	-30	0	40
θ_{p2} (°elec)	25	40	55	70	80	103	118	133	150	165	180

Exploitation des mesures - Bilan des puissances

I _{mcc0} (A)	5.56	5.50	5.50	5.28	5.35	5.45	5.45	5.45	5.40	5.40	5.40
I _{mcc} (A)	5.86	5.95	6.25	5.75	6.20	6.19	6.33	8.31	9.64	10.54	8.12
U ₀ <I ₀ > (W)	2.95	3.72	5.35	7.02	7.63	10.26	12.54	8.00	5.65	6.30	26.50
P _{ond1} (W)	0.35	0.37	0.41	0.45	0.50	0.54	0.61	0.80	1.36	2.74	5.34
P _{ond2} (W)	0.63	0.74	1.26	0.87	1.02	1.01	1.04	1.30	1.36	1.51	2.17
P _{J1} (W)	0.04	0.06	0.07	0.09	0.10	0.12	0.13	0.16	0.24	0.56	1.44
P _{J2} (W)	0.05	0.06	0.14	0.08	0.11	0.11	0.13	0.18	0.24	0.46	1.43
P _{Jcable1} (W)	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09	0.10	0.16	0.37	0.96
P _{Jcable2} (W)	0.03	0.04	0.09	0.06	0.07	0.08	0.09	0.12	0.16	0.31	0.95
P _{mcc} (W)	1.18	1.75	2.89	1.83	3.29	2.86	3.39	11.03	16.39	19.85	10.53
P _{fer1&2} (W)	3.01	4.17	6.23	7.25	9.04	11.19	13.84	16.36	18.52	20.20	24.74

Comparaison avec les calculs

P _{fer1} (W)	1.54	2.38	3.57	4.19	5.15	6.18	7.28	8.46	9.72	10.82	12.72
P _{fer2} (W)	1.27	2.09	2.94	3.84	4.45	6.02	7.11	8.29	9.72	11.13	12.83
P _{fer1&2} (W)	2.81	4.47	6.51	8.03	9.60	12.20	14.39	16.75	19.44	21.95	25.55
Erreur (%)	6.6%	-7.3%	-4.5%	-10.8%	-6.2%	-9.0%	-3.9%	-2.4%	-4.9%	-8.7%	-3.3%

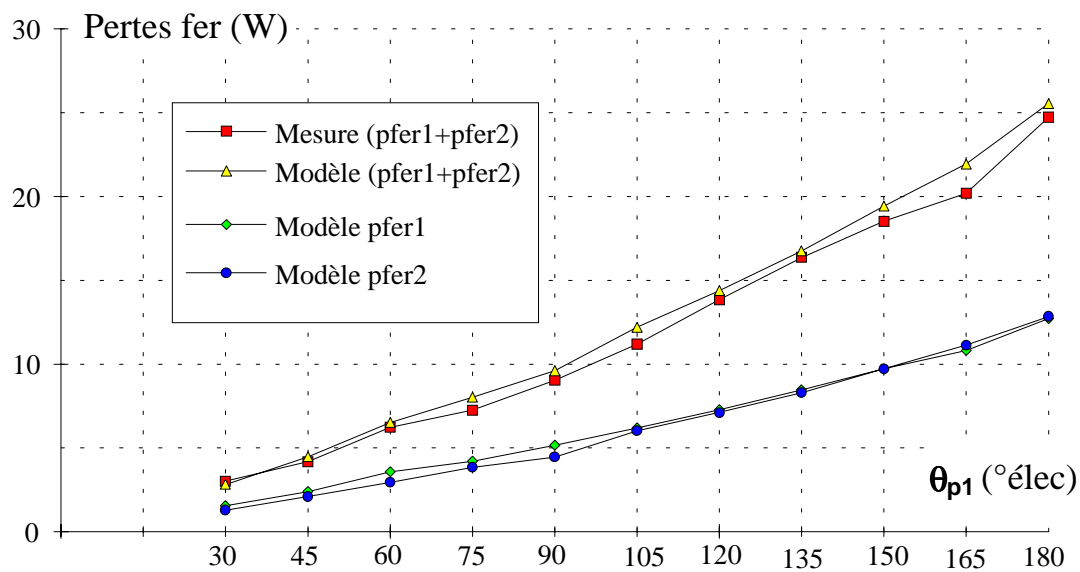


Fig.[6.34] Pertes fer en fonction de θ_{p1} .

6.6. Calcul d'incertitude

Chaque mesure est entachée d'une erreur relative que nous appellerons $\left(\frac{\Delta p}{p}\right)$.

Cette erreur relative peut avoir deux origines.

Soit cette erreur est due à la méthode de mesure (erreur systématique).

Soit cette erreur est due aux appareils de mesure (erreur de mesure).

Les modèles pour la détermination des pertes dans le convertisseur ou les pertes Joule entraînent une erreur systématique et la mesure des grandeurs associées aux modèles entraînent des erreurs de mesure.

Nous avons comparé les erreurs sur la mesure des pertes fer commissent avec une méthode de mesure directe et avec la méthode d'opposition.

Les notations des pertes et des puissances sont les mêmes que celles définies dans la partie 6.1 de ce chapitre.

6.6.1. Expression de l'erreur relative

Méthode	Bilan des puissances	Erreur relative sur la valeur des pertes fer $\frac{\Delta p_{\text{fer}}}{P_{\text{fer}}}$
Directe	$P_e = P_{\text{ond}} + P_J + P_{\text{fer}} + P_{\text{mec}} + P_s$	$\frac{\frac{\Delta P_e}{P_e} P_e + \frac{\Delta P_{\text{ond}}}{P_{\text{ond}}} P_{\text{ond}} + \frac{\Delta P_J}{P_J} P_J + \frac{\Delta P_{\text{mec}}}{P_{\text{mec}}} P_{\text{mec}} + \frac{\Delta P_s}{P_s} P_s}{P_e - P_s - P_{\text{ond}} - P_J - P_{\text{mec}}}$
Opposition	$U_0 \langle I_0 \rangle = P_{\text{ond1}} + P_{J1} + 2 P_{\text{fer}} + P_{\text{ond2}} + P_{J2}$	$\frac{\frac{\Delta P_e}{P_e} P_e + \frac{\Delta P_{\text{ond}}}{P_{\text{ond}}} \sum P_{\text{ond}} + \frac{\Delta P_J}{P_J} \sum P_J}{P_e - \sum P_{\text{ond}} - \sum P_J}$

6.6.2. Applications numériques

La détermination des erreurs relatives propres à chaque mesure demande évidemment des compétences que nous ne possédons pas. Cependant, pour fixer les idées, nous avons effectué les calculs d'incertitude avec une erreur relative sur chaque mesure de 2%.

Dans les tableaux, les puissances et les pertes sont exprimées en W.

6.6.2.1. Exemple 1

Méthode directe

P_e	P_{ond}	P_J	P_{cable}	P_{mec}	P_s	P_{fer}	Erreur (%)
68.3	2.28	6.1	1.35	3	44.13	11.44	21.9

Méthode d'opposition

$U_0 I_0$	P_{mcc}	P_{ond1}	P_{J1}	P_{cable1}	P_{ond2}	P_{J2}	P_{cable2}	P_{fer}	Erreur (%)
35.2	5.8	2.28	6.1	1.35	3.51	3.98	0.9	11.44	9.3

6.6.2.2. Exemple 2

Méthode directe

P_e	P_{ond}	P_J	P_{cable}	P_{mec}	P_s	P_{fer}	Erreur (%)
116	4.5	11.97	2.6	3	73.93	20	21.2

Méthode d'opposition

$U_0 I_0$	P_{mcc}	P_{ond1}	P_{J1}	P_{cable1}	P_{ond2}	P_{J2}	P_{cable2}	P_{fer}	Erreur (%)
69.62	7.5	4.5	11.97	2.6	6.6	9.36	2.07	20	10.7

Sur ces deux exemples, nous passons d'une erreur relative sur la valeur des pertes fer de 20% obtenue avec la méthode directe à une erreur relative de 10% obtenue avec la méthode d'opposition.

6.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une méthode de mesure des pertes fer globales à l'aide d'une méthode d'opposition qui consiste à accoupler sur le même arbre deux actionneurs identiques et les faire fonctionner l'un en mode moteur, l'autre en mode générateur.

Dans le cas de la commande en pleine onde de tension, les angles de commandes des deux actionneurs doivent respecter une loi de symétrie qui permet d'avoir des couples moyens de signe contraire mais une égalité des différentes pertes et en particulier des pertes fer.

Cette observation est primordiale. En effet, comme il n'est possible que de mesurer directement la somme des pertes fer des deux actionneurs, il faut qu'elles soient de même valeur. Un bilan des puissances associant les puissances fournies et les différentes pertes permet d'isoler la somme des pertes fer des deux actionneurs.

Pour ajuster la vitesse de rotation à la valeur désirée, plusieurs moyens sont possibles comme l'utilisation d'un moteur auxiliaire ou bien en dissymétrisant les angles de commande. Si la modification des angles de commande est envisagée, seul l'angle d'avance peut être modifié, sans pour autant modifier de façon sensible la relation d'égalité des pertes fer des deux actionneurs.

Cependant, dans cette méthode, comme avec les autres méthodes de mesure, où les pertes sont classifiées, il n'est pas possible de déterminer d'autres pertes. Toutes les pertes non répertoriées sont incluses dans celle mesurée.

CONCLUSION et PERSPECTIVES

Dans cette conclusion, nous allons retracer dans ses grandes lignes l'étude effectuée sur la modélisation des pertes d'origine magnétique (pertes dans le circuit magnétique et pertes dans les enroulements) pour une machine à réluctance variable à double saillance alimentée en créneaux de tension.

Dans un premier temps, nous avons cherché un modèle de pertes aussi simple que possible afin qu'il puisse être utilisé dans des calculs de simulations. Bien que simple, il est issu d'un modèle classique, tenant compte des pertes par hystérésis et des pertes par courant de Foucault. C'est simplement une adaptation du modèle utilisé pour des inductions sinusoïdale (mais sans développement en série de Fourier), qui permet de calculer les pertes pour n'importe quelle forme d'induction.

Nous avons fait le choix, critiquable, de ne "tester" pour des formes d'ondes particulières, que le modèle choisi. En fait, ce choix ne s'est pas produit par hasard. De nombreuses investigations, avec toujours la contrainte de la simplicité, ont été menées et ont abouti au modèle proposé. Sa validation, pour des formes d'ondes d'induction, a été effectuée à l'aide de nos propres mesures et aussi à l'aide de mesures effectuées par d'autres équipes de recherche.

Le modèle étant adopté, nous avons pu l'utiliser sur un ensemble plus complexe qu'un simple échantillon de tôles magnétiques. En effet dans une machine électrique, le vecteur induction n'est pas uniforme en tout point. Des méthodes analytiques ou numériques doivent être mises en place pour sa détermination, en tenant compte des dimensions géométriques du circuit magnétique et des paramètres de la commande.

Selon la précision, le temps de calcul et l'exploitation des résultats, il faut faire un choix entre les méthodes analytiques et numériques.

La méthode analytique permet d'obtenir une formulation des pertes fer où les éléments de dimensionnement de l'actionneur et les paramètres de commande apparaissent directement.

Deux méthodes numériques, l'une entièrement basée sur le calcul par éléments finis en deux dimensions, l'autre nécessitant la détermination de fonctions reliant le flux créé par les enroulements et le vecteur induction dans les zones de denture, ont permis de montrer que les résultats obtenus sont compatibles avec ceux issus de la méthode analytique.

La différence entre les deux méthodes numériques et la méthode analytique se situe dans la possibilité de déterminer les pertes fer massiques dans les différentes zones de la machine, ce qui peut servir lors d'une étude thermique.

La "simplicité" des formulations analytiques des pertes fer est due au fait que dans les machines à réluctance variable à double saillance, la décomposition de la machine en quatre zones (culasse stator, denture stator, denture rotor et culasse rotor) est possible compte tenu de la forme du circuit magnétique (section de passage du flux homogène).

Les MRVDS se caractérisent, entre autres, par la structure de leur circuit magnétique et par la réalisation des enroulements qui sont concentriques. Le flux peut, pour des positions proches de la position d'opposition, traverser les enroulements. Aux fréquences mises en jeu et selon le diamètre des conducteurs, le flux induit des courants dans ces derniers et des pertes cuivre supplémentaires apparaissent. L'étude a montré qu'il est possible de subdiviser les conducteurs pour atténuer ces pertes cuivre supplémentaires.

Enfin, afin de valider les modélisations, une méthode de mesure, basée sur le principe d'opposition (un ensemble convertisseur-MRVDS en mode moteur, l'autre en mode générateur) permet, avec une précision accrue de déterminer de façon expérimentale les pertes fer des deux actionneurs. La condition de réalisation de cette méthode est que les pertes à mesurer soient identiques pour les deux actionneurs. Dans le cas d'une alimentation en tension, les angles de commande permettant de faire fonctionner un actionneur en moteur et l'autre en générateur entraîne l'égalité des pertes fer des deux actionneurs. Les autres pertes (pertes Joule, pertes mécaniques et pertes dans l'onduleur) étant mesurées, seules les pertes fer sont à déterminer. La seule réserve que nous faisons, concerne des pertes difficilement accessibles comme les pertes mécaniques supplémentaires en charge.

Les comparaisons que nous avons effectuées, indiquent qu'il y a une bonne corrélation entre le modèle de pertes fer et les mesures effectuées avec la méthode d'opposition.

Dans toute l'étude, nous nous sommes placés du point de vue énergétique. Il est cependant nécessaire d'établir des modèles qui peuvent être inclus dans les simulations convertisseur-machine, afin de tenir compte de la qualité des alliages ferromagnétiques pour le calcul des couples moyen et instantané ainsi que pour le calcul des pertes Joule. Il peut être envisagé une modélisation simple sous forme de dipôles résistifs ou bien d'introduire le modèle de Preisach - Néel dans le calcul par éléments finis.

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE 1

PRESENTATION GENERALE

- [1.] Variable speed switched reluctance motors.
P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda, And N.N. Fulton
Proceedings IEE, vol. 127, pt. B, no. 4, pp. 253-265, july 1980
- [2.] Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable.
B. Multon, C.Glaize
Revue Phys. Appl. ,n° 22, pp 339-357,Mai 1987.
- [3.] Optimum parameters for doubly-salient motors driven by a voltage source drive.
H.B. Ertan, O.F. Yagan, A. Diriker
ICEM 90, vol. 3, pp 806-811, 1990.
- [4.] The switched reluctance motor drives : characteristics and performances.
H.H. Moghbelli M.H. Rashid
EPE Firenze, pp 1-398 1-403,1991.
- [5.] Control characteristics of the SRM Drives-Part I: Operation in the linear region.
G.S. Buja, M.I. Valla
IEEE-IE, vol. 38, no. 5, pp 313-321, Oct 4-9 1992.
- [6.] Optimisation des paramètres de commande en tension des machines à réluctance variable autopilotées en régime permanent.
S. Hassine
Thèse de doctorat, Paris XI, janvier 1992
- [7.] Detailed Design of 30 kW Switched Reluctance Starter/Generator System for a gas Turbine Engine Application.
Caio A. Ferreira, Stephen R. Jones, W. S. Heglund, W.D. Jones
IEEE-IAS Proceedings, Toronto (Canada), pp 97-105, Oct 2-8 1992.
- [8.] Minimisation de l'ondulation de couple des machines à réluctance variable à double saillance. Influence des caractéristiques de la machine et des limites de l'onduleur.
J.Y. Le Chenadec
Thèse de doctorat, E.N.S. Cachan, avril 1993
- [9.] Variable-Reluctance Generators in Wind-Energy System.
David A. Torrey
PESC' 93 Seattle, pp 561,567, june 93
- [10.] Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance.
B. Multon
Rapport d'habilitation à diriger des recherches, E.N.S. Cachan, mai 1994
- [11.] Caractérisation électromagnétique, modélisation et comparaison de stratégies pour la commande en régime transitoire de machines à réluctance variable à double saillance.
H. Cailleux
Thèse de doctorat, Paris VI, juin 1995

CHAPITRE 2

MODELE POUR LE CALCUL DES PERTES DANS LE CIRCUIT FERROMAGNETIQUE

- [12.] Analytical theory of the behaviour of ferromagnetic materials.
G. Biorci, D. Pescetti
Il nuovo cimento, Vol. VII n° 6, pp 829-842, Marzo 1958.
- [13.] Experimental studies of various factors affecting minor loop hysteresis loss.
T. Nakata, Y. Ishihara, M. Nakano
Memoirs of the school of engineering, okayama university, vol. 8, no. 1, pp1-14, june 1973.
- [14.] Relationship between Eddy Current Loss and Switching Characteristics of 50 % Ni-Fe Cores.
Y. Sakai and K. Ishikawa
Elec. Eng. in Japan, vol 95, no. 2, pp 6-12, 1975.
- [15.] Rotational power losses in commercial silicon-iron laminations.
T. Yamaguchi, K. Narita
Elec. Eng. in Japan, vol 96, no. 4, pp 15-20, 1976.
- [16.] A simple method of estimating the minor loop hysteresis loss in thin laminations.
J.D. Lavers, P.P. Biringer, H. Hollitscher
IEEE Trans. Magn., vol 14, pp 386-388, 1978.
- [17.] Etude et modélisation des pertes dans les circuits magnétiques en régime non sinusoïdal à fréquence industrielle élevée.
N. Burais , ingénieur E.C.L.
E.C Lyon, I.N.P. Grenoble, mai 1981.
- [18.] Core losses with trapezoidal wave form of induction.
P. Brissonneau, D. Lebouc
IEEE Trans. Magn., vol 20, no. 5, pp 1484-1486, 1984.
- [19.] Numerical analysis of flux and loss distributions in electrical machinery.
T. Nakata.
IEEE Trans. Magn., vol 20, no. 5, pp 1750-1755, 1984.
- [20.] Etude des pertes dans les tôles magnétiques soumises à des variations d'induction $B(t)$ de forme trapézoïdale.
A. Kedous, D. Lebouc, P. Brissonneau
Revue Phys. Appl. 21, pp 269-275, avril 1986.
- [21.] Pertes dans les circuits magnétiques: une modélisation complexe.
S. Allano, A. Lebouc, R. Perret
R.G.E. no. 3, pp 35-44, mars 1987.
- [22.] Iron loss in non-oriented electrical steels under distorted flux condition.
A. J. Moses and G. H. Shirkoochi
IEEE Trans. Magn., vol 23, no. 5, pp 3217-3220, September 1987.
- [23.] General properties of power losses in soft ferromagnetic materials.
G. Bertotti
IEEE Trans. Magn., vol 24, no. 1, pp 621-630, 1988.
- [24.] Discussion on eddy current loss under square wave voltage excitation.
T. Sato, Y. Sakaki
IEEE Trans. Magn., vol 24, no. 6, pp 2094-2096, Nov 1988.

- [25.] Experimental Study of Harmonic-Flux Effects in Ferromagnetics Materials
J. S. Hsu, H. H. Woodson, S. S. P. Liou
IEEE Trans. Magn., vol 25, no. 3, pp 2678-2685, May 1989.
- [26.] Influence des hautes fréquences et des hautes températures sur les pertes fer d'une machine électrique.
J.L. Ille, A. Mouillet, J.J. Cottet, A. Eck
journée DRET, électrotechnique avancée, 1989.
- [27.] A improved approach to power losses in magnetic laminations under non sinusoidal induction waveform.
F. Fiorillo, A. Novikov
IEEE Trans. Magn., vol 26, no. 5, pp 2904-2910, 1990.
- [28.] Développement d'un modèle de simulation du comportement dynamique de circuits magnétiques conducteurs saturés.
J.P. Masson.
Thèse de doctorat, INSA Lyon, université Claude BERNARD, Lyon 1, Juin 1990.
- [29.] Behaviour model of iron losses.
J.J. Rousseau, B. Lefebvre, J.P. Masson.
IMACS-TC1'90, Nancy, pp 431-436, Sept 90.
- [30.] Loss items evaluation in induction motors fed by six-step vsi.
A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo
Electric Machines and Power Systems, 19:513-526, 1991.
- [31.] Determination of Iron Core Losses Under Influence of Third Harmonic Flux Component.
P. Rupanagunta, J. S. Hsu and W. F. Weldon
IEEE Trans. Magn., vol 27, no. 2, pp 768-777, March 1991.
- [32.] Contribution à l'étude des pertes magnétiques en champs tournants.
Salah-Eddine Zouzou.
Thèse de doctorat, I.N.P Grenoble, Décembre 1991.
- [33.] Variation of loss per cycle with pause time at the maximum flux density in electrical iron sheets.
S. Takada, T. Sasaki
IEEE Trans. Magn., vol 28, no. 5, pp 2784-2786, 1992.
- [34.] Physical interpretation of induction and frequency dependance of power losses in soft magnetics materials.
G. Bertotti, M. Pasquale
IEEE Trans. Magn., vol 28, no. 5, pp 2787-2789, 1992.
- [35.] Modélisation dynamique de composants passifs magnétiques prenant en compte le phénomène d'hystérésis.
B. Lefebvre, F. Marthouret
Congrès FIRELEC'92, toulouse, Avril 1992.
- [36.] Prise en compte de l'hystérésis dans un modèle dynamique grands signaux de composant passif.
Application à une inductance non-linéaire.
F Marthouret, J.P. Masson, J.J. Rousseau.
EPF'92.
- [37.] On the magnetization processes in electrical steel in unidirectional and rotational field.
A. Kedous-Lebouc, S. Zouzou, P. Brissonneau
First international workshop on magnetic properties, pp 36-47, braunschweig, april 1992.
- [38.] Magnetic properties under unidirectional and rotational field.
S. Zouzou, A. Kedous-Lebouc, P. Brissonneau
Journal of Magnetism and Magnetic Materials 112 (1992), pp 106-108.

- [39.] Anisotropy Influence on the Rotational and Alternating Field Behavior of soft Magnetic Materials.
A. Kedous-Lebouc, S. Zouzou, P. Brissonneau
LEG-ENSIEG, Grenoble
- [40.] Energetic behaviour of soft magnetic materials fed by inverter supply.
A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo
IEEE-IAS Proceedings, Houston (USA), pp 54-59, Oct 4-9 1992.
- [41.] Energetic behaviour of Induction Motors fed by inverter supply.
A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo
IEEE-IAS Proceedings, Toronto (Canada), pp 331-335, Oct 2-8 1992.
- [42.] Etude du comportement magnétique d'alliages Fe-3%Si non-orientés, utilisés dans la conception de machines électriques.
F. Dumas, E. Hug, M. Clavel, J.L. Ille
Journal de physique IV, complément au journal de physique III, vol 2, pp 47-51, déc. 92.
- [43.] Constitutive Equation of Magnetic Materials and magnetic Field Analysis
M. Enokizono and K. Yuki
IEEE Trans. Magn., vol 29, no. 2, pp 1538-1541, March 1993.
- [44.] Quelques aspects de la modulation de largeur d'impulsions.
Jean Faucher
Journées 3 EI 93, mars 93.
- [45.] Détermination et analyse des pertes supplémentaires développées dans les tôles des machines alimentées par convertisseur statique.
Serge Errard
Thèse de doctorat, I.N.P Grenoble, Avril 1993.
- [46.] Two Dimensional Measurement of magnetic Field and Core Loss Using a Square Specimen Tester.
J. G. Zhu and V. S. Ramsden
IEEE Trans. Magn., vol 29, no. 6, pp 2995-2997, Nov 1993.
- [47.] Tôles magnétiques
B. Cornut
Journées DRET, pp 30-36, 2 déc. 1993
- [48.] Effects of Different Modulation Index on the Iron Losses in Soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter.
A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo
Electric Machines and Power Systems, 1994.
- [49.] Application of 6.5% Silicon Steel Sheet to Induction Motor and its Magnetic Properties.
M. Mochizuki, S. Hibino and F. Ishibashi
Electric Machines and Power Systems, n°22, pp 17-29, 1994.
- [50.] Calculation of losses in saturable reactors.
Juhani Tellinen
Developement of the Theory and Design of Saturable Reactors for Power Systems
Acta polytechnica scandinavica, Electrical series No. 78, pp 71-87, 1994.
- [51.] Core losses prediction combining physical models with numerical field analysis.
G. Bertotti, A. Canova, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo and A.M. Rietto
Congrès Spring 1994.

- [52.] Influence des déformations plastiques sur le comportement magnétique d'alliages fer-silicium.
E. Hug, F. Dumas, J.M. Bieginger, M. Clavel.
à paraître dans "la revue de métallurgie"
- [53.] Influence of plastic strain on the non-oriented 3% silicon-iron magnetic behaviour. Application to a manufacturing test by punching.
O. Hubert, E. Hug.
à paraître dans "material science and technology"
- [54.] Caractérisation et prédiction des pertes dans les tôles Fer Silicium soumises à des tensions non-sinusoïdales, application au cas de la MLI.
Mohamed AMAR
Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie CURIE, Paris 6, Septembre 1994.

CHAPITRE 3

MODELE POUR LE CALCUL DES PERTES MAGNETIQUE DANS LE CUIVRE

- [55.] Conducteurs aux hautes fréquences.
L. Ramon
Techniques de l'ingénieur, pp E230-1 E230-22
- [56.] Proximity effects in coils for high frequency power applications.
A.W. Lotfi, P.M. Gradzki, F. C. Lee
IEEE Trans. Magn., vol. 28, no° 5, Sept 1992
- [57.] A high frequency model for Litz wire for switch-mode magnetics.
A.W. Lotfi, F. C. Lee
proceeding IEEE IAS, Toronto October 2-8 1993, pp 1169-1175

CHAPITRE 4

MODELISATION DES PERTES FER POUR UNE MRVDS

- [58.] Etude des pertes dans les circuits magnétiques de machines à réluctance variable alimentées à moyenne fréquence. Réalisation d'un logiciel de conception de moteurs rapides.
F. Bonnafous.
Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie CURIE, Paris 6, Decembre 1986.
- [59.] Etude de machines à réluctance variable polyentrefers alimentées à moyenne fréquence.
S. Allano.
Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie CURIE, Paris 6, Mars 1987.
- [60.] Core loss in switched reluctance motor structures : experimental results.
H.M. Metwally, J. Faiz, J.W. Finch
ICEM , Vol 2, pp 32-35, 1988.
- [61.] Estimation of switched reluctance motor losses.
P. Materu, R. Krishnan.
IEEE-IAS Proceedings, Pittsburgh, PA, pp 176-187, October 1988.

- [62.] Synchronous reluctance motor design, with saturation and iron losses effect.
M. Crivii, M. Jufer
IMACS-TC1'90, Nancy, pp 365-369, Sept 90.
- [63.] Core losses in permanent magnet motors.
G. R. Slemon, X. Liu
IEEE Trans. Magn., vol 26, no. 5, pp 1653-1655, sept. 1990.
- [64.] Brushless D.C motors without permanent magnets.
James R Hendershot
Pacific Scientific Rockford, Illinois, USA, pp 97-113, oct. 90.
- [65.] An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines.
G. Bertotti, A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo, M. Lazzari
IEEE Trans. Magn., vol 27, no. 6, pp 5007-5009, 1991.
- [66.] Effect of toothless stator design on core and stator conductors eddy current losses in permanent magnet generators.
A. A. Arkadan, R. Vyas, J.G. Vaida, M. J. Shah
IEEE trans. on Energy Conversion , vol 7, no. 1, pp 231-237, March 1992.
- [67.] Determination of switched reluctance motor losses.
C. Cavallaro, S. Musumeci, A. Raciti, A. Testa.
Speedam, Positano (Italy), pp 403-408, May 19-21 1992.
- [68.] High speed switched reluctance motor.
M. Crivii, M. Jufer
Speedam, Positano (Italy), pp 409-413, May 19-21 1992.
- [69.] Estimation of switched reluctance motor losses.
P. Materu, R. Krishnan.
IEEE trans. IA, vol 28, no. 3, pp 668-679, May/June 1992.
- [70.] Field distribution in iron loss computation in reluctance segmented shaded pole motors using finite element method.
M. Akbaba, S.Q. Fakro.
IEEE Trans. on energy conversion, vol 7, no. 2, pp 302-307, June 1992.
- [71.] An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet dc drives.
K. Atallah, Z. Q. Zhu, D. Howe
IEEE Trans. Magn., vol 28, no. 5, pp 2997-2999, September 1992.
- [72.] Etude du dimensionnement d'une machine à réluctance variable à double saillance dans le cadre d'un projet de vehicule électrique.
François Camus
Rapport DEA de génie électrique, Paris VI, juin 93
- [73.] Estimation of iron losses in electrical machines using finite element method.
F. Dumas, J.M. Biedinger, D. Lemoine
IMACS-TC1'93, Montréal, pp 55-59, july 7-9 1993.
- [74.] Iron loss model and measurements of the losses in a switched reluctance motor.
J. Boivie
Conference publication No. 376 IEE - EMD, pp 219-222, 8-10 Sept 1993.
- [75.] Predetermination of the electromagnetic losses in high speed electrical machines: application to switched reluctance motor.
J.L. Andriamifidy, R. Vives Fos, C. Ramiarinjaona, J. F. Rialland
Conference publication No. 376 IEE - EMD, pp 223-228, 8-10 Sept. 1993.

- [76.] Anomalous Iron Losses Observed in a Parametric Induction Motor.
Y. Sakamoto, M Natsusaka and K Murakami
IEEE Trans. Magn., vol 29, no. 6, pp 3156-3158, November 1993.
- [77.] Back-EMF waveforms and core losses in brushless DC motors.
T.J.E. Miller, R. Rabinovici
IEE Proc. Electronic Power Application, vol. 141, n°3, may 1994.
- [78.] An integrated Electrical Starter/generator System for Gas Turbine Application, Design and test results.
E. Richter, A. V. Radun, C. Ferreira, E. Ruckstadter
Congrès ICEM 94, Paris, pp 286-291, Sept 94.
- [79.] Modelling and Dynamical Simulation of Switched Reluctance Motors, Including Iron Losses.
J. Li and M. Jufer
Congrès ICEM 94, Paris, pp 415-419, Sept 94.
- [80.] Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réluctance variable pour véhicule électrique.
Expérimentation du moteur.
Jean Claude Mouchoux
Mémoire d'ingénieur CNAM, octobre 1994
- [81.] Contribution à l'étude de l'influence de l'hétérogénéité du champ magnétique sur les pertes dans les tôles FeSi.
J.L. Andriamifidy
Thèse de doctorat, C.N.A.M, mai 1995

CHAPITRE 6

MESURE DES PERTES PAR UNE METHODE D'OPPOSITION

- [82.] Prediction of windage power loss in alternators.
NASA technical note, washington D.C., october 1968.
- [83.] High-speed, large-power induction motors for direct coupling to variable-speed gas compressors.
M. Bressani, A. Odorico, M. Sica
EPE Brighton, pp 366-371, sept 13-16 1993.
- [84.] Contribution à l'introduction de la commutation douce dans les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion.
Juan Gonzalez
Thèse de doctorat, Paris 6, décembre 1991
- [85.] Essais des machines tournantes.
E. Pierré
Techniques de l'ingénieur, Traité Génie Electrique, pp D3750 6-9
- [86.] Introduction to Workshop on Accuracy of Load and Strain Measurement of Testing Machines.
A. Perlov
American society for testing and Materials, 1994.
- [87.] Electrotechnique industrielle.
G. Seguiet, F. Notelet
TEC-DOC Lavoisier, pp. 97-98.
- [88.] Enhanced accuracy method for magnetic loss measurement in switched reluctance motor.
E. Hoang, B. Multon, M Gabsi
ICEM-94, vol. 2, pp 437-442, Paris, 5-8 Sept. 94.

ANNEXE

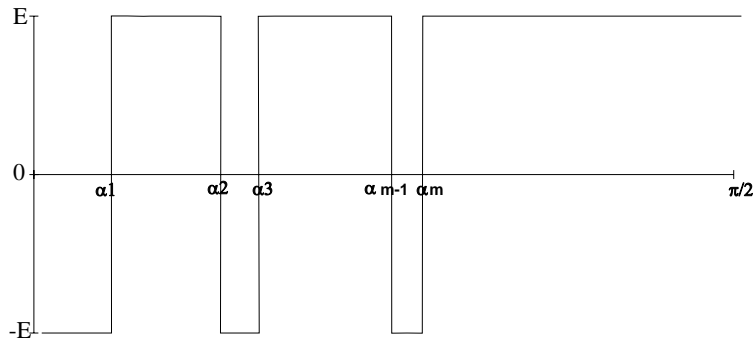
1. MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION A ANGLES FIXES

1.1. MLI 2 niveaux

La tension obtenue possède deux niveaux (+E et - E).

Il y a **m** angles où se produit une inversion du niveau de la tension durant un quart de la période.

Ce nombre m est obligatoirement impair.



Fig[A.1] Définition des angles de commutation pour une MLI 2 niveaux

Avec **m** angles, il est possible :

- ① D'annuler les **m-1** premières composantes harmoniques de la tension.
- ② De fixer la hauteur du fondamental de la tension (A_1).

D'autres choix sont possibles, mais nous avons choisi conformément à [54] d'effectuer le calcul des angles de commutation selon ces contraintes.

Application numérique

m = 5

$d = A_1/E$	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	$\alpha_5(^{\circ})$
0.4	15.23	34.06	46.18	68.10	78.39
0.5	14.89	34.21	45.28	68.62	77.42
0.56	14.67	34.25	44.70	68.90	76.80
0.6	14.52	34.25	44.29	69.05	76.35
0.8	13.66	33.84	41.86	69.21	73.55
1	12.17	30.78	36.88	61.01	62.67

m = 7

$d = A_1/E$	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	$\alpha_5(^{\circ})$	$\alpha_6(^{\circ})$	$\alpha_7(^{\circ})$
0.4	11.36	24.70	34.32	49.37	57.58	74.07	81.45
0.5	11.18	24.77	33.74	49.63	56.87	74.53	80.82
0.56	11.05	24.79	33.39	49.71	56.39	74.77	80.38
0.6	10.98	24.76	33.16	49.70	56.03	74.92	80.04
0.8	10.47	24.55	31.70	49.44	53.92	75.31	78.20
1	9.58	22.95	28.87	45.74	48.57	68.17	68.92

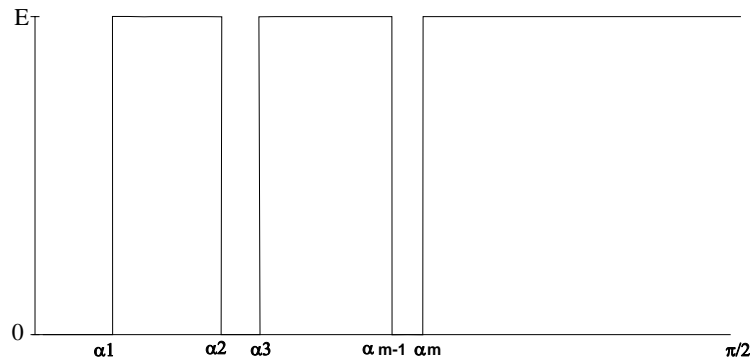
m = 9

$d = A_1/E$	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	$\alpha_5(^{\circ})$	$\alpha_6(^{\circ})$	$\alpha_7(^{\circ})$	$\alpha_8(^{\circ})$	$\alpha_9(^{\circ})$
0.4	9.08	19.38	27.30	38.77	45.69	58.16	64.35	77.50	83.30
0.5	8.95	19.42	26.94	38.88	45.17	58.38	63.76	77.88	82.77
0.56	8.87	19.43	26.71	38.91	44.82	58.47	63.37	78.09	82.43
0.6	8.82	19.43	26.55	38.92	44.58	58.52	63.10	78.22	82.20
0.8	8.49	19.27	25.60	38.67	43.10	58.38	61.36	78.66	80.83
1	7.89	18.30	23.75	36.52	39.79	54.61	56.14	72.48	72.87

1.2. MLI 3 niveaux

La tension obtenue possède trois niveaux (+E ; 0 ; - E).

Il y a **m** angles où se produit un changement du niveau de la tension durant un quart de la période.
Ce nombre m est obligatoirement impair.



Fig[A.2] Définition des angles de commutation pour une MLI 3 niveaux

Avec **m** angles, il est possible :

- ① D'annuler les **m-1** premières composantes harmoniques de la tension.
- ② De fixer la hauteur du fondamental de la tension (A_1).

D'autres choix sont possibles, mais nous avons choisi conformément à [54] d'effectuer le calcul des angles de commutation selon ces contraintes.

Application numérique

m = 5

$d = A_1/E$	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	$\alpha_5(^{\circ})$
0.4	26.77	32.64	54.48	64.91	83.89
0.5	25.90	33.13	52.96	66.03	82.27
0.56	25.37	33.38	52.01	66.66	81.25
0.6	25.01	33.52	51.36	67.05	80.55
0.8	23.10	33.74	47.71	68.48	76.47
1	20.35	31.13	41.52	61.54	64.44

m = 7

$d = A_1/E$	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	$\alpha_5(^{\circ})$	$\alpha_6(^{\circ})$	$\alpha_7(^{\circ})$
0.4	20.60	23.96	41.52	47.84	63.08	71.46	85.43
0.5	20.07	24.22	40.55	48.40	61.85	72.38	84.23
0.56	19.74	24.35	39.94	48.69	61.07	72.90	83.49
0.6	19.52	24.41	39.53	48.86	60.54	73.24	82.98
0.8	18.33	24.51	37.23	49.25	57.43	74.62	80.08
1	16.57	23.16	33.48	46.10	51.13	68.54	69.88

m = 9

$d = A_1/E$	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	$\alpha_5(^{\circ})$	$\alpha_6(^{\circ})$	$\alpha_7(^{\circ})$	$\alpha_8(^{\circ})$	$\alpha_9(^{\circ})$
0.4	16.75	18.93	33.64	37.82	50.82	56.64	68.37	75.28	86.35
0.5	16.39	19.09	32.97	38.16	49.92	57.18	67.37	76.05	85.41
0.56	16.17	19.16	32.55	38.33	49.35	57.47	66.74	76.50	84.82
0.6	16.02	19.20	32.26	38.42	48.95	57.65	66.30	76.79	84.42
0.8	15.21	19.25	30.68	38.59	46.72	58.14	63.73	78.04	82.19
1	13.98	18.43	28.14	36.77	42.66	54.94	57.72	72.76	73.48

2. MODELE DE PERTES FER

Le modèle de pertes fer adopté est le suivant :

$$P_{\text{fer}}(W/m^3) = (k_{h1} \Delta B_{pp} + k_{h2} \Delta B_{pp}^2) f + \frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + \left(\sum_{i=1}^n k_{h1} \Delta B_i + k_{h2} \Delta B_i^2 \right) f$$

Nous allons le développer pour quelques exemples d'induction, qui ont été définis dans le chapitre 2.

2.1. Induction sinusoïdale

$$B(t) = B_m \sin(\omega t)$$

$$\Delta B_{pp} = 2 B_m$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2$$

$$\text{Il n'y a pas de cycle mineur} \Rightarrow \Delta B_i = 0$$

$$P_{\text{fer}}(W/m^3) = [k_{h1}(2B_m) + k_{h2}(2B_m)^2] f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2$$

2.2. Induction triangulaire

$$\text{Pour } t \in \left[0; \frac{T}{4} \right] \quad B(t) = \frac{4B_m}{T} t$$

$$\text{Pour } t \in \left[\frac{T}{4}; \frac{3T}{4} \right] \quad B(t) = B_m - \frac{4B_m}{T} \left(t - \frac{T}{4} \right)$$

$$\text{Pour } t \in \left[\frac{3T}{4}; T \right] \quad B(t) = -B_m + \frac{4B_m}{T} \left(t - \frac{3T}{4} \right)$$

$$\Delta B_{pp} = 2 B_m$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = 16\alpha_p B_m^2 f^2$$

$$\text{Il n'y a pas de cycle mineur} \Rightarrow \Delta B_i = 0$$

$$P_{\text{fer}}(W/m^3) = [k_{h1}(2B_m) + k_{h2}(2B_m)^2] f + 16\alpha_p B_m^2 f^2$$

2.3. Induction trapézoïdale

$$\text{Pour } t \in \left[0; \frac{\tau}{2} \right] \quad B(t) = \frac{2B_m}{\tau} t$$

$$\text{Pour } t \in \left[\frac{\tau}{2}; \frac{T}{2} - \frac{\tau}{2} \right] \quad B(t) = B_m$$

$$\text{Pour } t \in \left[\frac{T}{2} - \frac{\tau}{2}; \frac{T}{2} + \frac{\tau}{2} \right] \quad B(t) = B_m - \frac{2B_m}{\tau} \left(t - \left(\frac{T}{2} - \frac{\tau}{2} \right) \right)$$

$$\text{Pour } t \in \left[\frac{T}{2} + \frac{\tau}{2}; T - \frac{\tau}{2} \right] \quad B(t) = -B_m$$

$$\text{Pour } t \in \left[T - \frac{\tau}{2}; T \right] \quad B(t) = -B_m + \frac{2B_m}{\tau} \left(t - \left(T - \frac{\tau}{2} \right) \right)$$

$$\Delta B_{pp} = 2 B_m$$

$$\frac{dB(t)}{dt} = \frac{2B_m}{\tau}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = \frac{8\alpha_p B_m^2 f}{\tau}$$

Il n'y a pas de cycle mineur $\Rightarrow \Delta B_i = 0$

$$P_{fer} (W / m^3) = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2) f + \frac{8\alpha_p B_m^2 f}{\tau}$$

2.4. Induction sinusoïdale polarisée

$$B(t) = B_0 + B_m \sin(\omega t)$$

Nous pouvons définir l'induction crête-crête :

$$B_{cc} = (B_0 + B_m) - (B_0 - B_m)$$

$$\Delta B_{pp} = B_{cc} = 2 B_m$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 f^2 = \frac{\pi^2}{2} \alpha_p B_{cc}^2 f^2$$

Il n'y a pas de cycle mineur $\Rightarrow \Delta B_i = 0$

$$P_{fer} (W / m^3) = (k_{h1} B_{cc} + k_{h2} B_{cc}^2) f + \frac{\pi^2}{2} \alpha_p B_{cc}^2 f^2$$

2.5. Induction avec deux alternances du même signe

$$\text{Pour } t \in \left[0; \frac{T}{2} \right] \quad B(t) = |B_m \sin(2\omega t)|$$

$$\text{Pour } t \in \left[\frac{T}{2}; T \right] \quad B(t) = -|B_m \sin(2\omega t)|$$

$$\Delta B_{pp} = 2 B_m$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 (2f)^2$$

Il y a deux cycles mineurs de hauteur $\Delta B_i = B_m$

$$P_{fer} (W / m^3) = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2 + 2(k_{h1} B_m + k_{h2} B_m^2)) f + 2\pi^2 \alpha_p B_m^2 (2f)^2$$

2.6. Induction sinusoïdale + composantes harmoniques

Pour ce type d'induction, chaque cas est un cas particulier. Nous ne traiterons que deux exemples.

2.6.1. Fondamental de 1T et harmonique 3 de 0.4 T en phase

$B(t) = B_1 \sin(\omega t) + B_3 \sin(3\omega t)$ $B_1 = 1 \text{ T}$ $B_3 = 0.4 \text{ T}$	$\Delta B_{pp} = 1.986 \text{ T}$ $\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = 2\pi^2 \alpha_p (B_1^2 f^2 + B_3^2 (3f)^2)$ Il y a deux cycles mineurs de hauteur $\Delta B_i = 0.393 \text{ T}$
---	---

$$P_{fer} (W / m^3) = (k_{h1} 1.986 + k_{h2} 1.986^2 + 2(k_{h1} 0.393 + k_{h2} 0.393^2)) f + 2\pi^2 \alpha_p (B_1^2 f^2 + B_3^2 (3f)^2)$$

$$P_{fer} (W / m^3) = (k_{h1} 2.772 + k_{h2} 4.252) f + 2\pi^2 \alpha_p (B_1^2 f^2 + B_3^2 (3f)^2)$$

2.6.2. Fondamental de 1T et harmonique 3 de 0.4 T en opposition de phase

$B(t) = B_1 \sin(\omega t) - B_3 \sin(3\omega t)$ $B_1 = 1 \text{ T}$ $B_3 = 0.4 \text{ T}$	$\Delta B_{pp} = 2.8 \text{ T}$ $\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = 2\pi^2 \alpha_p (B_1^2 f^2 + B_3^2 (3f)^2)$ Il n'y a pas de cycles mineurs.
---	--

$$P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = (k_{h1} 2.8 + k_{h2} 2.8^2) f + 2\pi^2 \alpha_p (B_1^2 f^2 + B_3^2 (3f)^2)$$

$$P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = (k_{h1} 2.8 + k_{h2} 7.84) f + 2\pi^2 \alpha_p (B_1^2 f^2 + B_3^2 (3f)^2)$$

2.7. MLI 3 niveaux

Il faut associer des temps, ou durées des impulsions, pendant lesquels le circuit magnétique est soumis à une tension non nulle. Pendant ces intervalles de temps, l'induction varie avec une pente de $\pm \frac{E}{n_s S}$, où n_s représente le nombre de spire du bobinage et S la surface de passage du flux.

Sur une demi-période, il y a m intervalles de temps (τ_i) associés aux $2m$ angles de commutation.

$$\tau_i = \frac{\alpha_{2i} - \alpha_{2i-1}}{2\pi} T$$

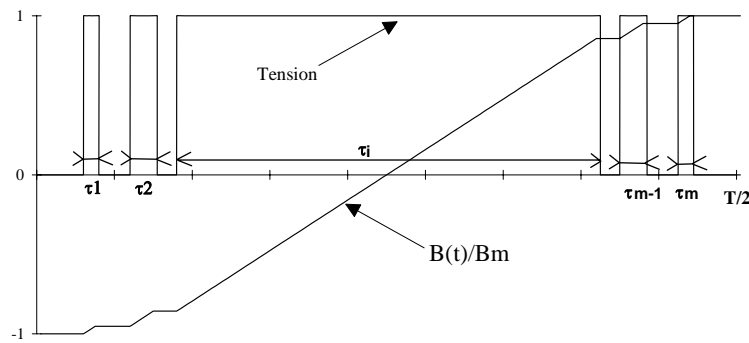


Fig.[A.3] Définition de la durée des impulsions

Expression des pertes fer

$$\Delta B_{pp} = 2 B_m$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = \frac{2}{T} \alpha_p \left(\frac{E}{n_s S} \right)^2 \sum_{i=1}^m \tau_i \quad \text{et} \quad 2B_m = \left(\frac{E}{n_s S} \right) \sum_{i=1}^m \tau_i$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = \frac{8\alpha_p B_m^2 f}{\sum_{i=1}^m \tau_i}$$

Il n'y a pas de cycle mineur.

Finalement :

$$P_{\text{fer}} \left(\text{W} / \text{m}^3 \right) = (2k_{h1} B_m + 4k_{h2} B_m^2) f + \frac{8\alpha_p B_m^2 f}{\sum_{i=1}^m \tau_i}$$

2.8. MLI 2 niveaux

Dans le cas de la MLI 2 niveaux, l'induction est constamment variable avec une pente $\left| \frac{E}{n_s S} \right|$.

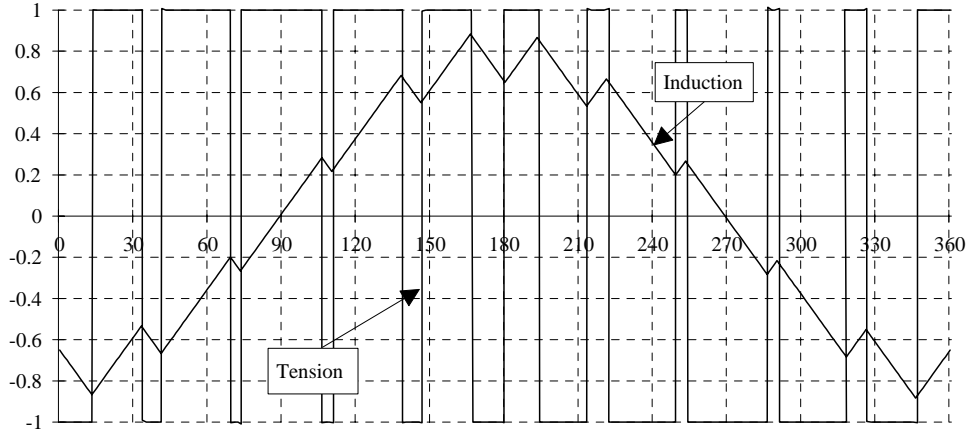


Fig.[A.4] : Tension et induction pour une MLI 2 niveaux avec $d = 0.8$ et $m = 5$

Nous allons exprimer les pertes fer en fonction de la valeur maximale du fondamental de l'induction.

Expression de B_1 , valeur maximale du fondamental de $B(t)$.

La composante harmonique h de la tension a pour expression :

$$A_h = \frac{4}{\pi} E \frac{1}{h} \left[-1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^{i+1} \cos(h\alpha_i) \right]$$

Le fondamental de la tension a pour expression :

$$A_1 = \frac{4}{\pi} E \left[-1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^{i+1} \cos(\alpha_i) \right] = dE \quad \text{avec } d : \text{hauteur relative de } A_1 \text{ par rapport à } E.$$

Nous avons donc :

$$B_1 = \frac{A_1}{n_s S \omega} \quad \omega : \text{pulsation du fondamental, } \omega = 2\pi f.$$

$$B_1 = \frac{dE}{n_s S \omega}$$

Expression des pertes par courants de Foucault.

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = \alpha_p \left(\frac{E}{n_s S} \right)^2 \quad \text{et comme} \quad B_1 = \frac{dE}{n_s S \omega}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha_p \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = \alpha_p \left(\frac{B_1 \omega}{d} \right)^2$$

Expression des cycles mineurs.

Sur une demi période ($t \in \left[0; \frac{T}{2} \right]$), les m cycles mineurs se produisent pendant les m intervalles de temps où la tension appliquée est égale à $-E$.

Les m intervalles de temps pendant lesquels la tension appliquée est égale à $+E$ sont toujours appelés τ_i .
les m intervalles de temps où la tension appliquée est égale à $-E$ sont appelés τ'_i .

$$\Delta B_i = \frac{E}{n_s S} \tau'_i$$

$$\langle \Delta B_i \rangle = \frac{1}{m} \frac{E}{n_s S} \sum_{i=1}^m \tau'_i = \text{Valeur moyenne des cycles mineurs.}$$

$$\text{Et} \quad \sum_{i=1}^m \tau_i = \frac{T}{2} - \sum_{i=1}^m \tau_i$$

Expression des pertes fer.

Nous approximations l'excursion de l'induction (ΔB_{pp}) à $2 B_1$.

$$P_{\text{fer}}(W/m^3) = \left\{ \left[2k_{h1} B_1 + 4k_{h2} B_1^2 + 2m \left(k_{h1} \langle \Delta B_i \rangle + k_{h2} \langle \Delta B_i \rangle^2 \right) \right] f + \alpha_p \left(\frac{B_1 \omega}{d} \right)^2 \right\}$$

$$P_{\text{fer}}(W/m^3) = \left\{ \left[2k_{h1} B_1 + 4k_{h2} B_1^2 + 2m \left(k_{h1} \frac{B_1 \omega}{md} \left(\frac{T}{2} - \sum_{i=1}^m \tau_i \right) + k_{h2} \left(\frac{B_1 \omega}{md} \left(\frac{T}{2} - \sum_{i=1}^m \tau_i \right) \right)^2 \right) \right] f + \alpha_p \left(\frac{B_1 \omega}{d} \right)^2 \right\}$$