

TRANSMISSION ÉLECTROMAGNÉTIQUE ROTATIVE D'ÉNERGIE ET D'INFORMATION SANS CONTACT

THÈSE N° 2111 (2000)

PRÉSENTÉE AU DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES TECHNIQUES

PAR

Marc PERROTTET

**Ingénieur en microtechnique diplômé EPF
de nationalité suisse et originaire de Gumefens (FR)**

acceptée sur proposition du jury:

Prof. M. Jufer, directeur de thèse

Prof. J. Bigeon, rapporteur

Prof. J.-D. Decotignie, rapporteur

Dr P.-A. Maüsli, rapporteur

**Lausanne, EPFL
2000**

REMERCIEMENTS

Je tiens à témoigner ma plus vive reconnaissance à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail de thèse.

J'adresse des remerciements tout particuliers au Professeur Marcel Jufer qui m'a chaleureusement accepté au sein de son laboratoire et qui a rendu possible ce travail de thèse en me faisant profiter de ses vastes connaissances et de son expérience.

Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui ont été disposés à consacrer du temps à la lecture et à la critique de ce travail.

Je remercie spécialement tous mes collègues de travail pour leur capacité d'écoute et leur disponibilité, en particuliers Paolo Germano et Laurent Cardoletti pour leurs conseils avisés en matière d'électronique, Pierre Descombaz pour sa serviabilité et ses compétences très appréciables et Nicolas Macabrey avec qui j'ai partagé non seulement un bureau mais aussi une partie de mon existence dans une ambiance sympathique et enrichissante.

Je félicite et remercie mon épouse Françoise pour ses encouragements tout au long de ce travail, pour sa patience, sa compréhension et sa capacité à supporter les désagréments inévitables causés par la période de rédaction.

J'aimerais finalement dédier ce travail de thèse à mes parents qui m'ont toujours encouragé tout au long de ma scolarité et de mes études et qui m'ont donné les moyens d'acquérir une formation professionnelle intéressante et motivante de par sa constante évolution.

RESUME

La transmission d'énergie ou de signaux à un dispositif tournant est réalisée le plus souvent par des systèmes à contacts frottants. Cette technologie, a priori simple, procure de sérieux désagréments tels qu'une usure des éléments en contact, des bruits électriques et un encombrement relativement important. Ces dispositifs, d'une fiabilité parfois contestée, nécessitent le plus souvent des travaux de maintenance qui demeurent toujours onéreux.

La transmission d'énergie ou d'information par induction apparaît alors comme une solution intéressante pour suppléer à ce genre de technologie. Elle l'est d'autant plus que les progrès faits dans les domaines des composants électroniques et des matériaux ferromagnétiques destinés aux applications de puissance à fréquences élevées ouvrent la voie à la réalisation de systèmes tournant alimentés par induction de manière fiable, intégrée et économique.

Ce travail de thèse s'impose dès lors comme un document de synthèse utile au choix et au dimensionnement d'un dispositif de transmission d'énergie et/ou d'information par induction, basé sur le principe du transformateur. Il propose différentes solutions réalisées ou non au moyen de structures en ferrite dans des géométries diverses garantissant toutes l'invariance des paramètres du système en relation avec la vitesse de rotation et la position angulaire.

La première partie de ce travail présente quelques types de convertisseurs intégrant un transformateur et fonctionnant à haute fréquence (Flyback, Forward,...). Cette approche met en évidence leurs possibilités et quelques éléments de dimensionnement sont esquissés pour chacun d'eux. Cette partie annonce aussi l'intérêt de l'utilisation de signaux sinusoïdaux afin de limiter les perturbations causées par le système de transmission de puissance.

Le dimensionnement des différents types de transformateurs tournants les plus adaptés à ce genre de transmission est entrepris après la mise en place de plusieurs modèles de calcul des inductances, de l'échauffement, des pertes fer et du transformateur (modèle électrique équivalent). Après une phase de validation de ces différents modèles et leur intégration à un logiciel de dimensionnement, plusieurs réalisations ont été entreprises à titre d'exemple mais aussi en vue d'une intégration dans un système réel.

La seconde partie de cette étude est consacrée à la transmission de l'information par induction. D'emblée, le transformateur apparaît comme un élément de type passe-bande pénalisant les modes de transmission utilisant les basses fréquences et la fréquence nulle. Les modes de transmission de certains systèmes de communication sont compatibles avec les caractéristiques du transformateur et permettent l'insertion du transformateur d'information directement au sein du canal de transmission, cela sans aucun autre artifice. Dans le cas contraire, la modulation intervient comme une alternative à la transmission en bande de base et se révèle être une solution adaptée lorsque la transmission de puissance génère des perturbations dans le canal de transmission de l'information (couplage entre les deux systèmes). Dans ce cas la modulation permet de séparer les deux spectres respectifs (perturbations et information) afin qu'un dispositif de filtrage élimine les perturbations sans altérer le signal porteur de l'information.

Différentes approches pour transmettre de l'information ont été abordées et présentées dans ce travail de thèse et des méthodes de dimensionnement sont proposées. Diverses réalisations en ont d'ailleurs montré à la fois la faisabilité et l'intérêt évident de ces principes.

SUMMARY

The transmission of energy or signals to a rotating device is generally carried out by systems with sliding contacts. This technology, apparently simple, generates serious nuisance such as abrasion of the elements in contact, electric noises and requires a relatively important volume. These devices, of limited life cycle, generally request quite expensive maintenance.

The transmission of energy or information by induction seems then an interesting alternative to this technology. In fact, the constant evolution of electronic components and ferromagnetic materials developed for high frequency power applications opens the way to reliable, integrated and economical system supplied by induction.

This thesis can be a useful reference document to make a choice and to design an energy and/or information transmission device by induction, based on the principle of the transformer. Various solutions with or without carried ferrite structures are proposed, also for different geometries including all invariance of the system parameters in relation to the rotation speed and the angular position.

The first part of this work presents some high frequency converters integrating a transformer (Flyback, Forward...). This approach shows their possibilities as well as some of the corresponding elements of design. This part demonstrates also the interest of using sinusoidal signals to limit the disturbances caused by the power transmission system.

Several calculation models of inductances, of the heating, of the iron losses and of the transformer (equivalent electric model) have been developed. Then different rotating transformers, the most adapted to this kind of transmission, have been designed. After validation and implementation of these models into a design software, several examples have been achieved and also integrated into a real system.

The second part of this study is devoted to the transmission of information by induction. From the start, the transformer appears as a band pass type hence, penalizing the transmission modes using low and null frequencies. The transmission modes of certain communication systems are compatible with the characteristics of the transformer and then the information transformer is inserted directly within the data communication channel, without any other electronic components. In the contrary case, the modulation intervenes like an alternative to the transmission in baseband and proves to be an adapted solution when the transmission of power generates disturbances in the data communication channel of information (coupling between the two systems). In this case the modulation allows to separate the two respective spectra (disturbances and information) so that a filter device eliminates the disturbances without deteriorating the signal carrying information.

Various approaches to transmit information were approached and are presented in this work. Design methods are also proposed. Besides, various developments show at the same time the feasibility and the obvious interest of these principles.

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE 1 :INTRODUCTION	13
1.1 ENTRÉE EN MATIÈRE	14
1.2 PRINCIPE DE LA TRANSMISSION PAR INDUCTION	15
1.3 CADRES DES DÉVELOPPEMENTS	17
1.4 BUTS ET STRUCTURE DE LA THÈSE	18
CHAPITRE 2 :LA CONVERSION CONTINU-CONTINU ET LE TRANSFORMATEUR.....	19
2.1 INTRODUCTION	20
2.2 PRÉSENTATION DE DIFFÉRENTS CONVERTISSEURS	21
2.2.1 <i>Introduction</i>	21
2.2.2 <i>Convertisseur à accumulation (Flyback)</i>	21
2.2.2.1 Description du principe	21
2.2.2.2 Relations et méthode de dimensionnement	22
2.2.2.3 Variantes	23
2.2.2.4 Avantages et inconvénients	23
2.2.2.5 Compatibilité avec le transfert d'information.	23
2.2.3 <i>Convertisseur ou alimentation directe isolée (Forward)</i>	24
2.2.3.1 Description du principe et des signaux	24
2.2.3.2 Relations et méthode de dimensionnement	25
2.2.3.3 Variantes	26
2.2.3.4 Avantages et inconvénients	26
2.2.3.5 Compatibilité avec le transfert d'information.	26
2.2.4 <i>Convertisseur continu-continu indirect</i>	27
2.2.4.1 Description du principe	27
2.2.4.2 Variantes	27
2.2.4.3 Description de la structure proposée	28
2.2.4.4 Dimensionnement du transformateur	28
2.2.4.5 Compatibilité avec le transfert d'information.	29
2.3 DISCUSSION ET CONCLUSIONS	30
CHAPITRE 3 : MODÉLISATION DU TRANSFORMATEUR ROTATIF SANS FER.....	31
3.2 MODÉLISATION ET CALCUL DE L'INDUCTANCE PROPRE D'UNE SPIRE CIRCULAIRE	32
3.2.1 <i>Définitions</i>	32
3.2.2 <i>Méthode de calcul approchée</i>	33
3.2.3 <i>Méthode de calcul de l'inductance externe d'une spire circulaire</i>	34
3.2.4 <i>Méthodes de calcul de l'inductance interne d'une spire circulaire</i>	35
3.2.4.1 Calcul approché	35
3.2.4.2 Méthode analytique de calcul de l'inductance interne d'une spire	36
3.2.4.3 Méthode de calcul de l'inductance interne issue de simulations.	36
3.2.5 <i>Conclusion</i>	38
3.3 MÉTHODE DE CALCUL DE L'INDUCTANCE MUTUELLE ENTRE DEUX SPIRES CIRCULAIRES	39
3.4 MÉTHODES DE CALCUL DE L'INDUCTANCE PROPRE D'UNE BOBINE CIRCULAIRE	39
3.5 MÉTHODE DE CALCUL DE L'INDUCTANCE MUTUELLE ENTRE DEUX BOBINES CIRCULAIRES	41
3.6 VALIDATION EXPÉRIMENTALE DES MODÈLES DE CALCUL	41
3.6.1 <i>Introduction</i>	41
3.6.2 <i>Mesures d'inductances propres</i>	42
3.6.3 <i>Mesures d'inductances mutuelles</i>	43
3.7 SYNTHÈSE ET CONCLUSION	44

CHAPITRE 4 : TRANSFORMATEUR TOURNANT À STRUCTURE EN FERRITE	45
4.1 INTRODUCTION	46
4.2 PRÉSENTATION DES FERRITES	47
4.2.1 <i>Bref historique</i>	47
4.2.2 <i>Les familles de ferrites</i>	47
4.2.3 <i>Propriétés magnétiques élémentaires des ferrites</i>	49
4.2.3.1 Introduction	49
4.2.3.2 Perméabilité initiale	49
4.2.3.3 Perméabilité relative et amplitude de la perméabilité	49
4.2.3.4 Perméabilité effective	49
4.2.3.5 Cycle d'hystérèse	50
4.2.3.6 Facteur de pertes	51
4.3 TYPES DE STRUCTURES PROPOSÉS	52
4.3.1 <i>Introduction</i>	52
4.3.2 <i>Structure de type E ou pot</i>	52
4.3.3 <i>Structure de type U</i>	53
4.4 MODÉLISATION MAGNÉTIQUE DE LA STRUCTURE DE TYPE E	55
4.4.1 <i>Description géométrique</i>	55
4.4.2 <i>Schéma magnétique équivalent</i>	55
4.4.2.1 Première approche et hypothèses	55
4.4.2.2 Modélisation des perméances de la structure en ferrite	57
4.4.2.3 Modélisation des franges	58
4.4.2.4 Modélisation des fuites d'encoches	59
4.4.2.5 Perméances d'entrefer	61
4.4.2.6 Conclusion	62
4.4.3 <i>Calcul des inductances propres et mutuelles</i>	62
4.4.3.1 Définitions	62
4.4.3.2 Calcul de l'inductance propre	62
4.4.3.3 Calcul de l'inductance mutuelle	64
4.5 VALIDATION DU MODÈLE DE CALCUL DES INDUCTANCES PROPRES ET MUTUELLES	66
4.5.1 <i>Introduction</i>	66
4.5.2 <i>Inductance propre et mutuelle en fonction de la taille de la structure</i>	66
4.5.3 <i>Inductances propres et mutuelles en fonction de l'entrefer</i>	67
4.5.4 <i>Discussion</i>	68
4.6 MODÉLISATION DES PERTES FER	69
4.6.1 <i>Introduction</i>	69
4.6.2 <i>Modélisation des pertes par hystérèse dans les ferrites</i>	70
4.6.3 <i>Modélisation des pertes par courants de Foucault dans les ferrites</i>	71
4.6.3.1 Introduction et approche simplifiée	71
4.6.3.2 Cas réel	72
4.6.3.3 Comportement de la résistivité en fonction de la température	73
4.6.3.4 Comportement de la résistivité en fonction de la fréquence	73
4.6.3.5 Résonance de dimension	74
4.6.3.6 Synthèse	75
4.6.3.7 Solution proposée	77
4.6.4 <i>Conclusions</i>	78
4.7 ETUDE THERMIQUE DU TRANSFORMATEUR	79
4.7.1 <i>Introduction</i>	79
4.7.2 <i>La circulation de la chaleur</i>	80
4.7.2.1 Introduction	80
4.7.2.2 La conduction	80
4.7.2.3 La convection	81
4.7.2.4 Le rayonnement	82
4.7.2.5 Résumé	83
4.7.3 <i>Bases de la modélisation thermique</i>	83
4.7.3.1 La résistance thermique	83
4.7.3.2 Cellule thermique élémentaire	84
4.7.4 <i>Modélisation thermique du transformateur de type E</i>	85
4.7.4.1 Considérations générales	85
4.7.4.2 Résistance thermique élémentaire	86
4.7.4.3 Modélisation thermique du bobinage	86
4.7.4.4 Hypothèses de modélisation	87
4.7.4.5 Circuit thermique et électrique	88

4.7.4.6	Résolution du circuit électrique	89
4.7.5	Validation du modèle thermique	89
4.7.6	Modélisation thermique du transformateur de type U	90
4.7.7	Résumé et conclusions	90

CHAPITRE 5 :DIMENSIONNEMENT DE TRANSFORMATEURS ROTATIFS DE PUISSANCE..... 93

5.1	PRÉSENTATION	94
5.2	DIMENSIONNEMENT DE TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE A STRUCTURE EN FERRITE	94
5.2.1	Introduction et sensibilisation aux problèmes	94
5.2.2	Accordage du transformateur	95
5.2.3	Optimisation du transfert de puissance	96
5.2.4	Considérations liées à la charge du système	98
5.2.5	Analyse de paramètres liés aux structures de ferrite standard	99
5.2.5.1	Introduction	99
5.2.5.2	Considérations liées à l'entrefer	99
5.2.5.3	Considérations liées aux bobinages	101
5.2.5.4	Résumé et discussion	101
5.2.6	Analyse de paramètres liés aux structures de ferrite non standard	101
5.2.6.1	Introduction	101
5.2.6.2	Considérations liées à la géométrie des bobinages	102
5.2.6.3	Considérations liées à l'entrefer	103
5.2.6.4	Considérations liées à la densité de courant	103
5.2.6.5	Considérations liées à la géométrie de la structure	104
5.2.6.6	Résumé et discussion	106
5.2.7	Définition du cahier des charges	107
5.2.8	Méthodes de calcul utilisées lors du dimensionnement	108
5.2.8.1	Introduction	108
5.2.8.2	Calcul des performances du transformateur	108
5.2.8.3	Détermination de la géométrie de la structure	109
5.2.8.4	Détermination du champs magnétique et de l'induction	110
5.2.8.5	Détermination des paramètres liés aux bobinages	111
5.2.8.6	Calcul du point de fonctionnement.	112
5.2.8.7	Description du processus de dimensionnement pour transformateurs à structures standard	113
5.2.8.8	Description du processus de dimensionnement pour transformateurs à structures non standard	114
5.2.9	Réalisation et tests	116
5.2.9.1	Introduction	116
5.2.9.2	Description d'un exemple traité	116
5.2.9.3	Dimensionnement	117
5.2.9.4	Mesures et analyse	117
5.3	DIMENSIONNEMENT DE TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE SANS FER	121
5.3.1	Introduction	121
5.3.2	Etude de comportements	121
5.3.2.1	Géométries considérées	121
5.3.2.2	Considérations liées à l'inductance propre du transformateur	122
5.3.2.3	Considérations liées à la densité de courant	123
5.3.2.4	Considérations liées à l'arrangement des spires	124
5.3.2.5	Considérations liées au diamètre du dispositif	125
5.3.2.6	Interactions avec l'environnement	126
5.3.2.7	Résumé et discussion	126
5.3.3	Cahier des charges	127
5.3.4	Méthodes de calcul utilisées lors du dimensionnement	127
5.3.4.1	introduction	127
5.3.4.2	Détermination de la taille des fils.	128
5.3.4.3	Détermination de la résistance des fils	128
5.3.4.4	Détermination des inductances	128
5.3.4.5	Description du processus de dimensionnement pour transformateurs sans fer	129
5.3.5	Réalisation et tests	130
5.3.5.1	Exemple traité	130
5.3.5.2	Dimensionnement	131
5.3.5.3	Mesures et analyse	132
5.4	CONCLUSIONS	133

CHAPITRE 6 TRANSMISSION D'INFORMATION PAR INDUCTION.....	135
6.1 INTRODUCTION	136
6.2 TYPES DE TRANSMISSION D'INFORMATION	137
6.2.1 <i>Introduction</i>	137
6.2.2 <i>Transmission numérique</i>	137
6.2.3 <i>Transmission analogique</i>	139
6.2.4 <i>Modulation</i>	139
6.2.5 <i>Synthèse et résumé</i>	140
6.3 CARACTÉRISTIQUES DU TRANSFORMATEUR D'INFORMATION	141
6.3.1 <i>Présentation</i>	141
6.3.2 <i>Adaptation d'impédance</i>	142
6.3.3 <i>Capacités liées aux enroulements</i>	143
6.3.4 <i>Affaiblissement en milieu de bande passante</i>	144
6.3.5 <i>Affaiblissement aux basses fréquences</i>	144
6.3.6 <i>Affaiblissement aux hautes fréquences</i>	145
6.3.7 <i>Entrefer et géométrie</i>	147
6.3.8 <i>Synthèse</i>	147
6.4 DIMENSIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR D'INFORMATION	148
6.4.1 <i>Introduction</i>	148
6.4.2 <i>Base du dimensionnement</i>	149
6.5 RÉALISATIONS	151
6.5.1 <i>Introduction</i>	151
6.5.2 <i>Réseau FIP</i>	151
6.5.3 <i>Réseau Macro</i>	154
6.5.4 <i>Solution pour le mode NRZ unipolaire</i>	156
6.5.5 <i>Réseau CAN</i>	157
6.6 SYNTHÈSE ET CONCLUSIONS	161
CHAPITRE 7 : TRANSMISSION D'INFORMATION ET D'ÉNERGIE	163
7.1 INTRODUCTION	164
7.2 PRÉSENTATION DE DIFFÉRENTES VARIANTES	165
7.2.1 <i>Structure commune avec couplage des deux transmissions</i>	165
7.2.2 <i>Réduction du couplage au sein d'une structure commune</i>	166
7.2.3 <i>Transfert d'information externe à la structure en ferrite</i>	166
7.2.4 <i>Autres variantes</i>	167
7.2.5 <i>Discussion</i>	167
7.3 MÉTHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT	168
7.3.1 <i>Introduction</i>	168
7.3.2 <i>Transmission de puissance</i>	168
7.3.3 <i>Transmission d'information</i>	168
7.3.4 <i>Filtrage</i>	169
7.3.5 <i>Limitations</i>	170
7.3.6 <i>Résumé</i>	170
7.4 RÉALISATIONS	171
7.4.1 <i>Information et transmission de puissance de 2kW</i>	171
7.4.1.1 <i>Objectif</i>	171
7.4.1.2 <i>Structure en ferrite unique et fonctionnement sinusoïdal</i>	171
7.4.1.3 <i>Transfert d'information externe à la structure</i>	173
7.4.2 <i>Transfert d'énergie et d'information dans l'air.</i>	174
7.5 SYNTHÈSE ET CONCLUSION	177
CHAPITRE 8 :CONCLUSION.....	179
CHAPITRE 9 :BIBLIOGRAPHIE.....	183

CHAPITRE 10 : ANNEXES.....	187
10.1 ANNEXES AU CHAPITRE 4	188
10.1.1 <i>Présentation de la structure de type U</i>	188
10.1.2 <i>Simulation par programme à éléments finis (flux2D)</i>	189
10.1.3 <i>Calcul des perméances du fer</i>	189
10.1.4 <i>Modélisation des franges</i>	189
10.1.5 <i>Calcul des perméances de fuite d'encoches</i>	191
10.1.5.1 <i>Encoche de la structure interne</i>	191
10.1.5.2 <i>Encoche de la structure externe</i>	192
10.1.6 <i>Calcul de la perméance d'entrefer</i>	194
10.1.7 <i>Calcul des inductances propres et mutuelles de la structure de type U</i>	194
10.2 CALCUL DES PERMÉANCES PARTIELLES DE LA STRUCTURE DE TYPE E	196
10.3 DÉTERMINATION DES COEFFICIENTS SERVANT AU CALCUL DES PERTES PAR HYSTÉRÉSIS	198
10.4 MODÉLISATION ET CALCUL DES RÉSISTANCES THERMIQUES DE LA STRUCTURE DE TYPE E	202
10.4.1 <i>Rappel</i>	202
10.4.2 <i>Résistance thermique élémentaire</i>	202
10.4.3 <i>Résistances thermiques liés au bobinage</i>	203
10.4.4 <i>Formules de calcul des résistances thermiques</i>	204
10.4.5 <i>Résolution du modèle thermique</i>	206
10.5 MODÉLISATION ET CALCUL DES RÉSISTANCES THERMIQUES DE LA STRUCTURE DE TYPE E	210
10.5.1 <i>Introduction</i>	210
10.5.2 <i>Définition des résistances thermiques</i>	210
10.5.2.1 <i>Structure externe</i>	210
10.5.2.2 <i>Structure interne</i>	212
10.5.3 <i>Résolution du modèle thermique de la structure de type U</i>	214
10.6 ANNEXES AU CHAPITRE 5	215
10.6.1 <i>Calcul de l'impédance du transformateur vue du primaire</i>	215
10.6.2 <i>Calcul de la capacité de résonance</i>	215
10.6.3 <i>Optimisation de la puissance transmise</i>	216
10.6.4 <i>Calcul des grandeurs caractéristiques du transformateur.</i>	217
10.6.5 <i>Fichier de définition des structures en ferrite standard</i>	219
10.6.6 <i>Fichier de définition des matériaux</i>	220
10.6.7 <i>Résultats</i>	221
10.7 ANNEXES AU CHAPITRE 6	223
10.7.1 <i>Description du transformateur destiné au réseau FIP</i>	223
10.7.1.1 <i>Dessin d'ensemble</i>	223
10.7.1.2 <i>Définition de la structure et du support de bobinage</i>	224
10.7.2 <i>Transmissions de puissance et d'information dissociées</i>	225
10.7.2.1 <i>Dessin d'ensemble (puissance et réseau Macro)</i>	225
10.7.2.2 <i>Transformateur d'information pour réseau Macro</i>	226
10.8 ANNEXES AU CHAPITRE 7	227
10.8.1 <i>Transmission d'énergie et d'information dans une structure en ferrite</i>	227
10.8.1.1 <i>Descriptif du système de test utilisé</i>	227
10.8.2 <i>Transmission d'information pour le système Serpentine</i>	228
10.8.2.1 <i>Description du système réalisé</i>	228
LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS	229
LISTE DES INDICES	231
CURRICULUM VITAE	232
PUBLICATIONS.....	232

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Entrée en matière

L'évolution industrielle et le développement des techniques spatiales au cours de ce vingtième siècle ont donné naissance à une multitude d'applications pourvues d'un dispositif réalisant un mouvement de rotation par rapport à un référentiel fixe. Cette caractéristique particulière qualifie par exemple un bras de robot, une table d'usinage tournante ou encore un panneau solaire orientable.

Souvent, la partie mobile est totalement passive (roue de voiture). Cependant, il arrive que certains éléments actifs (moteur, préhenseur, électronique...) équipent la partie tournante et nécessitent une alimentation en énergie. Cette alimentation s'accompagne parfois d'un système de communication permettant la gestion et la commande des différents organes actifs sis sur l'élément mobile.

Ces besoins de transmettre de l'énergie et de l'information à un élément rotatif sont le plus souvent comblés par des systèmes à contact (bagues, collecteurs...) ou par câble si les mouvements de rotation sont limités (p.ex. un volant de voiture). De telles réalisations exigent des précautions particulières et sont souvent sujettes à des phénomènes d'usure impliquant des frais de contrôle et de maintenance. Elles sont souvent la source de bruits électriques et leur encombrement peut se révéler conséquent selon les puissances et les courants en jeu.

La tendance actuelle pour l'alimentation en énergie de telles applications tournantes ou rotatives est basée sur le remplacement des liaisons électriques à contact (bagues, collecteurs..) par une technologie utilisant la transmission d'énergie par induction. Cette technique, connue depuis fort longtemps en statique, tend à s'affirmer aujourd'hui pour différentes raisons :

- miniaturisation, fiabilisation et évolution constante des composants électroniques ;
- réalisation de matériaux ferromagnétiques (ferrite) de plus en plus performants destinés aux applications de puissance à haute fréquence ;
- progrès dans les procédés de fabrication et de mise en oeuvre des matériaux ferromagnétiques.

En ce qui concerne la transmission d'information, on assiste à un développement sans cesse croissant des systèmes de communication pour des domaines d'application multiples tels que la machine outil, l'automobile et la domotique. Les possibilités ainsi que les limites d'utilisation du principe de transmission par induction en relation à de tels systèmes de communication doivent être établies et constituent un des défis de ce travail.

1.2 Principe de la transmission par induction

La transmission d'énergie et d'information par induction consiste à réaliser un transformateur de géométrie particulière permettant un mouvement de rotation entre la partie primaire et la partie secondaire. Les caractéristiques géométriques du transformateur sont à choisir de manière à éviter toute influence du mouvement et de la position angulaire sur les caractéristiques électriques du dispositif.

Le transformateur est un élément passif constitué généralement de deux ou plusieurs circuits électriques couplés entre eux par l'intermédiaire d'un conducteur de flux magnétique plus ou moins performant. Ce conducteur peut être de l'air ou un matériaux ferromagnétique comme le fer et ses composés. Un tel système est appelé transformateur car il permet la transformation d'un signal alternatif en un autre signal alternatif de nature identique, mais souvent d'amplitude différente. Par ailleurs, il permet d'isoler galvaniquement les potentiels électriques.

D'une manière générale, la tension induite u_i aux bornes d'un enroulement composé de N spires soumises à un flux $\hat{\Phi}$ s'exprime par la dérivé du flux totalisé. En régime sinusoïdal, cette tension s'exprime selon la relation suivante:

$$u_i = N \frac{d\Phi}{dt} = \underbrace{\omega N \hat{\Phi}}_{\sin us} \quad (1.1)$$

On remarque alors, en supposant une tension induite d'amplitude constante, que l'augmentation de la pulsation électrique ω (proportionnelle à la fréquence) se traduit par la diminution du nombre de spires et/ou du flux. On en retire par conséquent une réduction de la taille du transformateur (moins de cuivre et moins de fer).

Malgré les différences pouvant exister entre les différentes variantes de transformateurs (avec fer, sans fer, linéaire, rotatif,...) les équations électriques qui le régissent restent identiques, quel que soit le type de transformateur considéré. On a ainsi pour les tensions primaires ($u_1(t)$) et secondaires ($u_2(t)$) d'un transformateur à deux enroulements les relations suivantes :

$$u_1(t) = R_1 \cdot i_1(t) + L_{11} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + L_{12} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (1.2)$$

$$u_2(t) = R_2 \cdot i_2(t) + L_{22} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + L_{12} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (1.3)$$

Lorsque les signaux considérés sont de type sinusoïdal à fréquence constante, les mêmes équations peuvent s'écrire en régime permanent :

$$\underline{U}_1 = (R_1 + j\omega L_{11}) \cdot \underline{I}_1 + j\omega L_{12} \cdot \underline{I}_2 \quad (1.4)$$

$$\underline{U}_2 = (R_2 + j\omega L_{22}) \cdot \underline{I}_2 + j\omega L_{12} \cdot \underline{I}_1 \quad (1.5)$$

Une manière très usitée de modéliser le transformateur consiste à le représenter par un schéma électrique dit « équivalent » (figure 1.1). Elle facilite la compréhension et permet le calcul des différentes grandeurs d'entrée et de sortie selon les règles utilisées pour les circuits électriques.

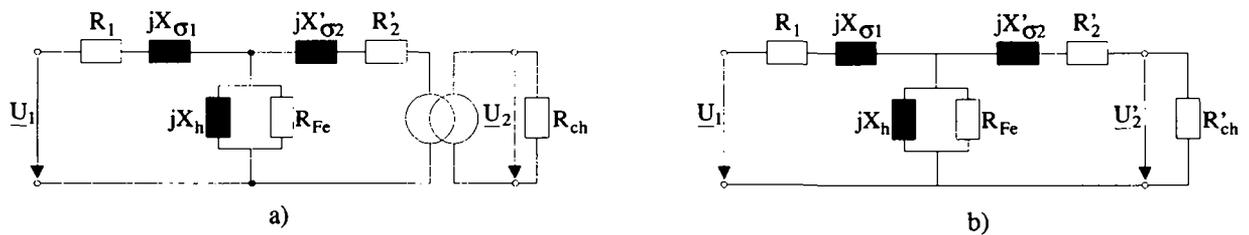


Fig. 1.1 Différents schémas électriques équivalents du transformateur en charge

Le développement permettant d'aboutir à ces différents schémas équivalents se trouve dans la référence [1]. Toutefois il est important d'en définir les éléments:

- R_1 : résistance de l'enroulement primaire.
- R'_2 : résistance de l'enroulement secondaire rapportée au primaire.
- $jX_{\sigma 1}$: réactance de fuite primaire.
- $jX'_{\sigma 2}$: réactance de fuite secondaire rapportée au primaire.
- jX_h : réactance de champ principal.
- R_{ch}' : résistance de charge rapportée au primaire.
- R_{Fe} : résistance de pertes fer.

La résistance de pertes fer permet de tenir compte des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Cette résistance a une valeur infinie lorsque le transformateur est de type sans fer.

1.3 Cadres des développements

Les études présentées dans ce travail ont été motivées par deux projets très différents en ce qui concerne leur champ d'application mais très proches en relation au concept de transmission d'énergie et d'information.

Le premier de ces projets concerne le domaine de la machine-outil, plus précisément les machines d'usinage à plateau tournant (figure 1.2). En liaison avec des entreprises de la place dans le cadre d'un projet CTI [29], la réalisation d'une machine de production à axes multiples a été proposée. L'intégration des axes de la machine et de leur commande (SMART MOTOR) par le biais d'un réseau de commande industriel FIP [26] étaient dans les grandes lignes les principales tâches à réaliser.

Dans le cadre de ce projet, ce travail de thèse s'est limité à la réalisation d'un composant (transformateur) permettant la liaison sans contact et par induction du réseau de terrain fixe à celui embarqué sur le plateau tournant de la machine de production. La transmission de puissance sans contact a aussi été abordé dans le cadre de ce même projet.

Le second projet ayant servi de base à la réalisation d'une transmission d'information sans contact par induction est le système Serpentine. Ce dispositif de transport public est constitué de petits véhicules électriques alimentés par induction et se déplaçant sans conducteur (voir figure 1.3). La contribution de ce travail de thèse dans la construction d'une version prototype de ce véhicule a permis la réalisation d'une transmission d'information du véhicule en déplacement vers le sol.

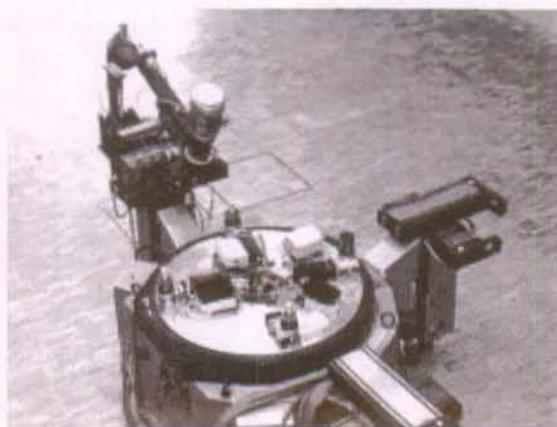


Fig. 1.2 Vue d'une machine de production à plateau tournant



Fig. 1.3 Véhicule Serpentine

1.4 Buts et structure de la thèse

Les objectifs visés par ce travail sont multiples et doivent permettre, dans un contexte global, de réaliser un dispositif de transmission rotatif et sans contact d'énergie, d'information ou des deux le cas échéant. Vue l'étendue des plages de puissance possible, on se limite dans ce travail à des applications allant de quelques Watt à une dizaine de kiloWatt, tout en gardant une volonté de miniaturisation et d'intégration du dispositif. Ce but devient réalité en travaillant avec des matériaux adaptés (ferrites) ou dans l'air avec des fréquences de fonctionnement élevées, supérieures à 25kHz.

A cette fin on dispose au chapitre 2 d'un descriptif de différents convertisseurs et onduleurs incluant un transformateur et servant à transmettre de l'énergie. Les principes de fonctionnement et les bases de dimensionnement sont abordés dans ce chapitre. On y met en évidence le caractère intéressant des systèmes à résonance et plus particulièrement ceux qui procurent un flux sinusoïdal ou quasi-sinusoïdal au transformateur. Ce comportement se révèle intéressant car il génère un spectre perturbateur étroit, voir même limité à une seule fréquence si l'onde analysée est parfaitement sinusoïdale. Ce constat débouche sur le choix de l'analyse et du dimensionnement du transformateur dans un mode sinusoïdal de fonctionnement.

Les chapitres 3 et 4 présentent les méthodes de calcul des inductances propres et mutuelles des transformateurs pourvus ou non d'une structure ferromagnétique. On y développe des modèles adaptés et suffisamment précis pour aborder le dimensionnement de façon efficace.

Le chapitre 5 développe une méthode de dimensionnement pour les transformateurs sans fer ainsi que pour les transformateurs à structure en ferrite. Certains exemples comparatifs entre les performances établies théoriquement et les résultats issus de mesures sur des systèmes réalisés sont ensuite exposés.

Le chapitre 6 traite du transfert d'information par induction lorsque le transformateur est réalisé au moyen d'une structure en ferrite. Par définition, dans ce chapitre, la transmission d'information est tout à fait dissociée de la transmission de puissance (réalisation avec deux structures en ferrite différentes). On y présente les principales caractéristiques du transformateur en relation avec une transmission d'information (bande passante, fréquence limites, affaiblissement) et le type de signaux le plus adapté. Les éléments de base pour le dimensionnement sont évoqués et mis en pratique par la réalisation d'exemples concrets.

Le dernier chapitre met en évidence différentes méthodes permettant de transmettre de l'information au moyen d'un transformateur tournant couplé avec le transformateur destiné au transfert d'énergie. Dans ce genre de situations, l'usage de filtres et le recours aux techniques de modulation sont indispensables. Plusieurs possibilités d'exécutions y sont présentées ainsi que la méthodologie permettant le dimensionnement de tels systèmes. Le tout est illustré par différents exemples.

CHAPITRE 2

LA CONVERSION CONTINU-CONTINU ET LE TRANSFORMATEUR

2.1 Introduction

La transmission de puissance à un organe rotatif par induction requiert la présence d'un transformateur qui doit fonctionner à haute fréquence afin d'en diminuer la taille.

On considère que la source de puissance à disposition est de type continu (batteries ou réseau industriel redressé et adapté). Il est donc nécessaire de mettre en forme la tension délivrée par cette source continue au moyen d'un dispositif constitué généralement d'un ou de plusieurs transistors. La tension variable alors obtenue est transmise par le transformateur au niveau du dispositif tournant, puis redressée et filtrée. La fonction ainsi réalisée est un convertisseur de tension continu-continu isolé.

Le transfert de puissance envisagé dans ce travail est de type unidirectionnel uniquement. La topologie généralement adoptée pour ce genre de système est représentée à la figure 2.1.

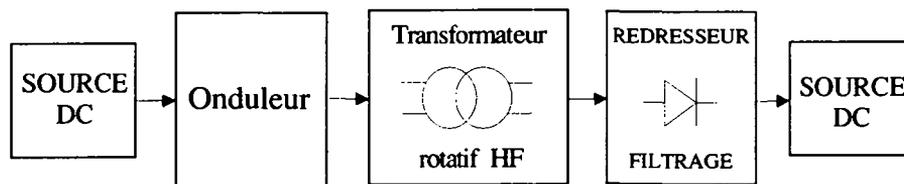


Fig. 2.1 Topologie typique d'un convertisseur de tension de type continu-continu isolé

On présente ainsi dans la suite de ce chapitre les principaux types de convertisseurs capables de réaliser la fonction décrite précédemment.

Ce travail associe le transfert d'informations au transfert de puissance. Dans le cas d'une utilisation commune de la structure en ferrite choisie pour le transfert de puissance (voir figure 2.2), il est utile d'étudier la nature des courants et tensions du convertisseur afin de déterminer leurs influences sur les bobinages dédiés au transfert d'information.

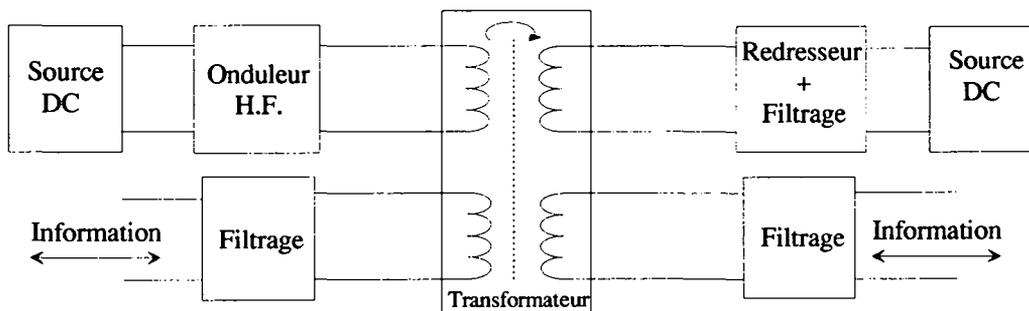


Fig. 2.2 Configuration classique d'une transmission de puissance et d'information dans une structure commune

La figure 2.2 montre que le canal de transmission de l'information doit être protégé par un filtrage adéquat des signaux induits par le transfert de puissance. D'emblée on peut affirmer que la présence de signaux sinusoïdaux au niveau de la puissance simplifie le filtrage au niveau du transfert d'information puisqu'une seule composante spectrale apparaît, à savoir la fréquence fondamentale du signal.

2.2 Présentation de différents convertisseurs

2.2.1 Introduction

On désire donner à cette présentation de convertisseurs un caractère très général étant donné le nombre de variantes existantes pour chaque type de convertisseur connu. Les types de convertisseurs présentés dans ce point 2.2 contiennent tous un transformateur d'isolation muni d'un entrefer, qui dans notre cas est indispensable et permet le transfert sans contact de puissance à un dispositif tournant.

2.2.2 Convertisseur à accumulation (Flyback)

2.2.2.1 Description du principe

Le convertisseur à accumulation est apprécié pour les puissances relativement faibles (quelques dizaines de Watt) en raison de la simplicité et du faible nombre de composants du montage électronique (figure 2.3). Le seul transistor du système est alimenté à fréquence fixe f avec un rapport cyclique τ variable. A l'enclenchement du transistor (MOSFET ou bipolaire), le courant primaire i_1 s'établit dans le transformateur selon une pente déterminée par l'inductance primaire L_1 et la source de tension continue U_0 :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_0}{L_1} \quad (2.1)$$

Au secondaire, rien ne se passe puisque la diode D bloque le circuit électrique. Le condensateur de lissage C_2 assure pendant ce temps t_e le courant dans la charge.

Lorsque le transistor est bloqué, une certaine énergie proportionnelle à la valeur de l'inductance primaire et au carré du courant primaire a été stockée dans l'inductance primaire. Il apparaît alors une tension inverse au secondaire ce qui provoque la conduction de la diode (courant i_D) et l'apparition d'un courant i_s dans la charge R. Une tension moyenne V_s est ainsi disponible en sortie du convertisseur. Le rapport de transformation noté k désigne le rapport entre le nombre de spires primaire et secondaire.

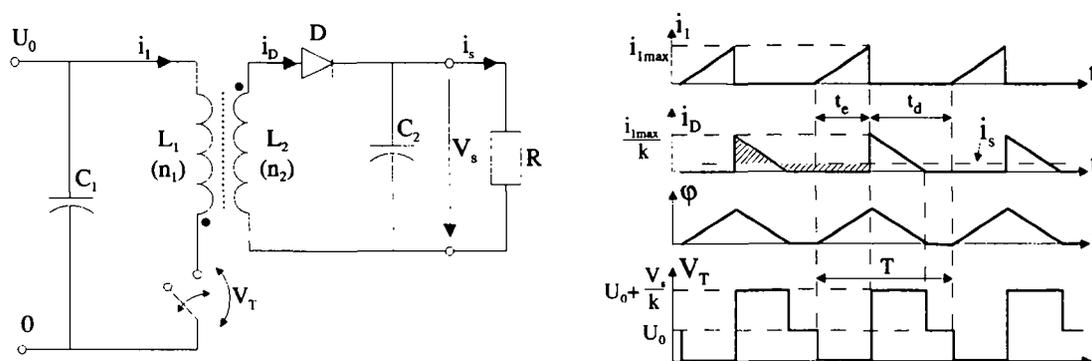


Fig. 2.3 Montage « Flyback » et allures des principaux signaux

Un nouveau cycle de période T apparaît après un temps t_d de blocage du transistor. Ce temps permet au courant I_D de tomber à zéro de manière linéaire. Ce type de comportement,

caractérisé par l'annulation du flux ϕ dans le transformateur, nous permet de qualifier ce convertisseur de « Flyback » en démagnétisation complète.

La tension aux bornes de la charge s'exprime finalement [17] selon la relation suivante :

$$V_s = \frac{t_e}{T} \cdot U_0 \cdot \sqrt{\frac{R}{2L_1 f}} \quad (2.2)$$

On constate que la tension obtenue ne correspond pas à une source de tension puisque la tension de sortie dépend de la charge.

2.2.2.2 Relations et méthode de dimensionnement

La base du dimensionnement du convertisseur « Flyback » réside dans le choix de la structure du transformateur. On peut utiliser alors la démarche qui suit :

L'amplitude maximale du courant primaire dépend de la puissance en entrée P_e et vaut:

$$I_1 = \frac{2 \cdot P_e}{\tau \cdot U_0} \quad (2.3)$$

La valeur de l'inductance primaire nécessaire se détermine alors selon (2.4):

$$L_1 = \frac{U_0 \cdot t_{e(\max)}}{I_1} \quad (2.4)$$

Pour le choix de la taille du transformateur, on utilise une formule tirée de la référence [16], utilisant le produit des aires du transformateur (surface de fer et surface de cuivre):

$$A_e \cdot A_{Cu} = \frac{3.93 \cdot L_1 \cdot I_1 \cdot d^2}{B_{\max}} \quad (2.5)$$

Cette formule utilise des unités normalisées. On a ainsi:

- d : diamètre du fil de cuivre primaire
- B_{\max} : induction maximale en "Tesla"
- $A_e \cdot A_{Cu}$: produit des aires de la surface du fer et du cuivre

On choisit alors une structure en ferrite dont le produit des aires est supérieur à celui calculé. La perméance primaire de la structure doit avoir la valeur suivante :

$$\Lambda_{11} = \frac{B_{\max}^2 \cdot A_e^2}{L_1 \cdot I_1^2} \quad (2.6)$$

Pour la structure choisie, l'entrefer doit être fixé de manière à obtenir la perméance désirée. Le nombre de spires primaire se calcule ensuite selon la relation (2.7) :

$$n_1 = \sqrt{\frac{L_1}{\Lambda_{11}}} \quad (2.7)$$

Le nombre de spires pour le bobinage secondaire dépend de la tension désirée V_s et s'exprime selon l'équation (2.8).

$$n_2 = n_1 \frac{V_s \cdot (1 - \tau_{\max})}{U_0 \cdot \tau_{\max}} \quad \text{avec : } \tau_{\max} = 0.5 \quad (2.8)$$

2.2.2.3 Variantes

Il existe plusieurs variantes au convertisseur « Flyback » à démagnétisation complète. Celle-ci sont :

- le « Flyback » en démagnétisation incomplète;
- le « Flyback » en demi-pont asymétrique.

La première variante permet d'augmenter la puissance transmise pour une structure en ferrite de taille identique. On améliore le facteur de forme des courants (trapèze).

La variante à demi-pont permet de réaliser des applications avec des tensions d'entrée plus élevées (réseau triphasé) car chaque transistor du pont ne supporte que la moitié de la tension que verrait le transistor du montage « Flyback » classique. Ces informations ainsi que d'autres détails figurent dans les références [17] et [18].

2.2.2.4 Avantages et inconvénients

L'intérêt d'une utilisation de ce convertisseur réside dans les points suivants :

- utilisation à faible puissance (0 à 300W) avec un prix intéressant;
- faible nombre de composants et simplicité de réalisation;
- commande et réglage indirects possibles à partir du primaire en utilisant un bobinage de contre-réaction.

On dénombre de nombreux désavantages liés à ce type de convertisseur. Ceux-ci sont notamment :

- volume important du transformateur en raison du stockage de l'énergie dans l'inductance à chaque cycle de fonctionnement,
- composants très sollicités en raison d'un mauvais facteur de forme des courants du système (triangulaires),
- bruit EMC moyen.

2.2.2.5 Compatibilité avec le transfert d'information.

L'utilisation pour la transmission d'information du noyau ferromagnétique (ferrite) destiné au transfert de la puissance pose certains problèmes en raison de la nature même des signaux apparaissant dans le transformateur du montage « Flyback ». La nature du flux (triangulaire) au sein du transformateur crée une tension induite carrée (cas où τ vaut 0.5) et la

décomposition de ce signal en série de Fourier (figure 2.4) nous fait remarquer la présence de raies spectrales dans tous le domaine fréquentiel avec une atténuation en $1/x$.

Ce comportement est donc gênant pour tout système de transmission de données dont la densité spectrale de puissance chevauche celle du signal perturbateur. Dans tous les cas un filtrage est nécessaire pour éliminer les fréquences harmoniques les plus intenses.

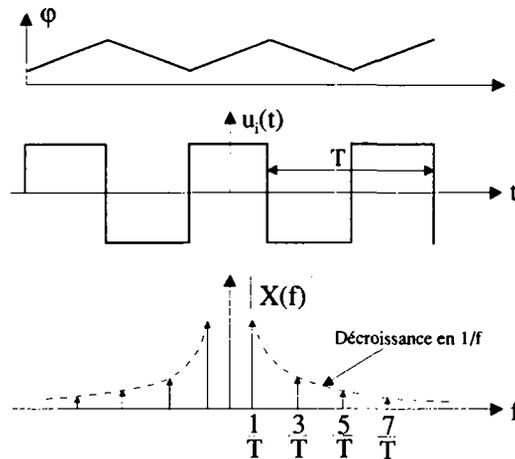


Fig. 2.4 Tension induite et décomposition en transformée de Fourier

2.2.3 Convertisseur ou alimentation directe isolée (Forward)

2.2.3.1 Description du principe et des signaux

Le montage de base de l'alimentation directe (Forward) est décrit à la figure 2.5. On y trouve aussi les principaux signaux du système. Ce convertisseur porte le nom de « direct » car les courants de source et de charge existent simultanément. Il en est de même pour le transformateur qui apparaît comme un élément transparent de rapport de transformation donné, k .

Le fonctionnement comprend deux séquences. La première correspond au temps t_c durant lequel le transistor est en conduction. Durant ce temps, les diodes D_1 et D_3 sont bloquées. Le primaire est soumis à une tension U_0 et le secondaire à la tension $k \cdot U_0$. Le courant magnétisant i_m croît avec une pente linéaire déterminée selon la relation (2.9).

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{U_0}{L_1} \quad (2.9)$$

Le courant dans l'inductance L croît avec une pente fonction de la tension à ses bornes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{k \cdot U_0 - V_s}{L} \quad (2.10)$$

Le courant primaire devient donc la somme du courant dans l'inductance L ramené au primaire et du courant magnétisant.

$$i_1 = k \cdot i_L + i_m \quad (2.11)$$

Lors de la deuxième séquence de fonctionnement du convertisseur « Forward », le transistor et la diode D_2 sont bloqués. Par contre les diodes D_1 et D_3 conduisent. Le courant magnétisant se referme dans l'inductance L_3 qui subit une tension inverse de $-U_0$. Comme généralement L_3 est égale à L_1 , le courant magnétisant décroît selon la relation (2.9) mais avec un signe négatif pour la pente.

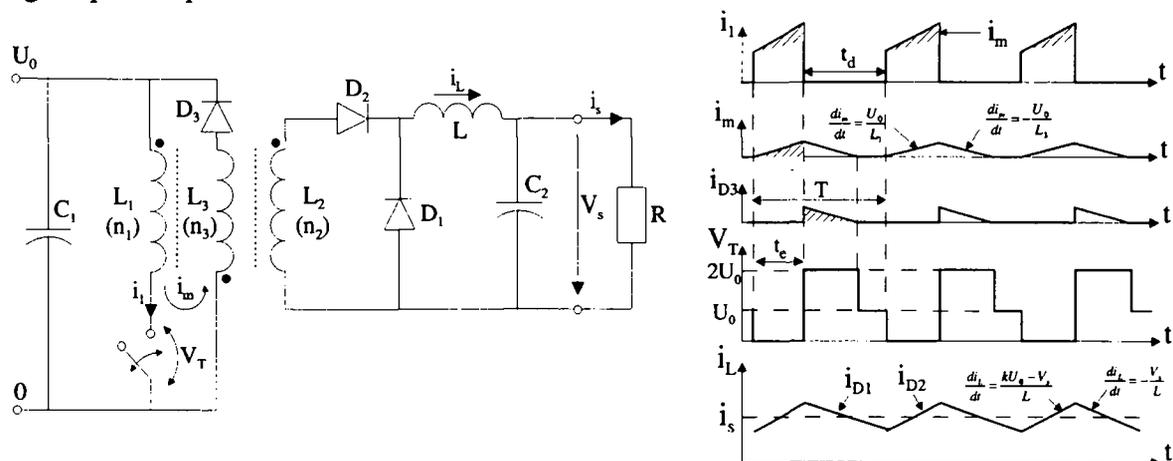


Fig. 2.5 Montage « Forward » et allures des principaux signaux

Pendant que le courant magnétisant s'éteint, la tension aux bornes du transistor vaut deux fois la tension d'alimentation. Ce courant s'annule avant le début de la période T suivante. Au niveau du secondaire, l'inductance L est soumise à la tension $-V_s$ et le courant dans la charge décroît selon la relation (2.12) :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_s}{L} \quad (2.12)$$

La tension de sortie s'exprime selon la relation suivante :

$$V_s = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{t_e}{T} \cdot U_0 \quad (2.13)$$

Contrairement au montage « Flyback », on remarque que ce montage procure une source de tension car la tension de sortie V_s ne dépend pas de la charge R .

2.2.3.2 Relations et méthode de dimensionnement

La méthode de dimensionnement du transformateur associé à un montage de type « Forward » peut être abordée de manière simple en admettant certaines hypothèses simplificatrices [17]. Dans ce contexte on peut admettre la relation qui suit :

$$P = \frac{A_e \cdot A_{cu} \cdot J \cdot f \cdot B_{\max}}{2.1 \cdot k_b} \quad (2.14)$$

Les grandeurs apparaissant dans la formule (2.14) représentent la surface du fer A_e , la surface dédiée aux enroulements du transformateur A_{cu} , la densité de courant J , la fréquence f , l'induction maximale B_{\max} , le coefficient de remplissage lié aux bobinages k_b et une constante de valeur 2.1. La taille du transformateur ($A_e \cdot A_{cu}$) est alors directement liée à la puissance du

convertisseur P. Les nombres de spires primaire et secondaire s'évaluent selon la relation suivante :

$$n_1 = \frac{U_0}{2 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot A_e} \quad n_2 = \frac{(V_s + 1V) \cdot n_1}{U_0 \cdot 0.47} \quad (2.15)$$

Le nombre de spires secondaire est issu de la relation (2.13) en tenant compte d'une chute de tension de 1V dans la diode et en considérant le rapport cyclique maximal légèrement en dessous de 0.5 (valeur maximale).

2.2.3.3 Variantes

Des modèles de convertisseurs directs (« Forward ») existent dans des exécutions plus ou moins similaires à la version déjà présentée. On peut par exemple simplifier le transformateur en supprimant le bobinage de démagnétisation (L_3 figure 2.5) et en le remplaçant par un circuit d'extinction (diode Zener et diode) mis en parallèle avec l'inductance primaire. Cette variante convient particulièrement bien à des applications de puissance faible. Une variante intéressante se nomme le « Forward » en demi-pont asymétrique. Cette version a pour principaux avantages la limitation de la tension aux bornes des deux transistors à la valeur de la source continue et l'absence du troisième enroulement dans le transformateur [17].

2.2.3.4 Avantages et inconvénients

L'intérêt d'une utilisation de ce convertisseur réside dans les points suivants :

- utilisation pour convertisseur de puissance faible à moyenne (0 à 500W selon la variante);
- vraie source de tension et bon rendement;
- contrôle du courant dans la charge depuis le primaire.

On dénombre de nombreux désavantages liés à ce type de convertisseur :

- nécessité de deux éléments inductifs avec une inductance de filtrage de taille importante;
- nécessité d'éléments de démagnétisations (bobinage supplémentaire ou autres artifices);
- bruit EMC difficile à éliminer.

2.2.3.5 Compatibilité avec le transfert d'information.

La nature du flux circulant dans transformateur du convertisseur de type direct est similaire à celui du montage « Flyback ». Les considérations apportées au points 2.2.2.5 peuvent ainsi être appliquées dans le cas du convertisseur ou alimentation directe (« Forward »).

2.2.4 Convertisseur continu-continu indirect

2.2.4.1 Description du principe

Les convertisseurs présentés sous ce point 2.2.4 représentent une famille de convertisseurs caractérisée par l'association d'un onduleur de tension, d'un transformateur, d'un redresseur et d'un élément de filtrage (figure 2.6).

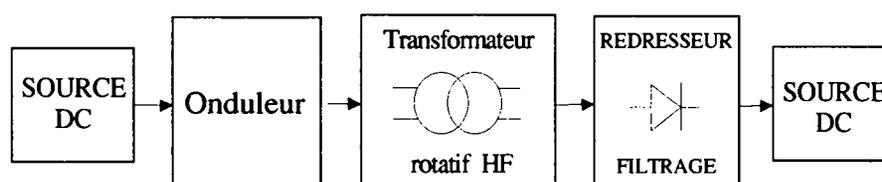


Fig. 2.6 Structure typique d'un convertisseur DC-DC indirect

L'onduleur de tension permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une source de tension continue. Cette tension attaque un transformateur haute fréquence qui apparaît dans le montage comme un élément transparent. On retrouve ainsi une tension alternative au secondaire qui est redressée et filtrée.

2.2.4.2 Variantes

Sur la base du schéma de la figure 2.6 on peut imaginer de nombreuses variantes selon le choix de l'onduleur et du redresseur. La structure de base de l'onduleur reste cependant la structure dite « en pont » constituée de quatre transistors. Cette structure permet, pour un dimensionnement donné des interrupteurs (transistors), l'obtention d'un maximum de puissance transmise. Son utilisation doit être envisagée à partir de 1000 W uniquement pour des raisons de coût (4 transistors, commandes...) mais il fonctionne très bien sur toute la plage de puissance envisagée dans ce travail (du W à plusieurs kW).

Pour des puissances allant jusqu'à 1000 W, il est possible d'utiliser un demi pont, ce qui permet l'économie de deux interrupteurs. On obtient alors les variantes « push-pull » série ou parallèle [17]. On peut aussi imaginer plusieurs types de redresseurs et de filtrage.

En ce qui concerne les émissions de bruit électromagnétique et le spectre de fréquences, on a déjà fait mention de l'intérêt de travailler avec des signaux alternatifs sinusoïdaux au niveau du transformateur. Cet objectif est partiellement atteint en utilisant une structure d'onduleur dit « résonnant » basée sur la résonance de l'inductance vue par l'onduleur (transformateur et sa charge) et d'une capacité disposée en série ou en parallèle.

Le convertisseur résonnant permet généralement d'abaisser les pertes par commutations et ainsi de travailler à une fréquence plus élevée. La taille des composants se voit ainsi réduite (transformateur, éléments de filtrage).

On compte donc de nombreux avantages à l'utilisation d'un onduleur résonnant. Pour cette raison, on décrit au point suivant plus en détail une solution réalisant un convertisseur de type résonnant, solution qui sera adoptée pour tester les performances des transformateurs réalisés.

2.2.4.3 Description de la structure proposée

La structure utilisée a déjà fait ses preuves dans la transmission de puissance sans contact, notamment dans le cadre d'une transmission de puissance par induction au moyen d'un transformateur sans fer destinée à l'alimentation de véhicules électriques automatiques et autonomes (référence [19]). Un dispositif de réglage et d'optimisation de la puissance transmise a aussi été développé afin de garantir le bon fonctionnement du système de transfert de puissance en fonction de la charge [20]. La figure 2.7 nous permet d'avoir une vue complète de ce système de transmission de puissance par induction et sans contact.

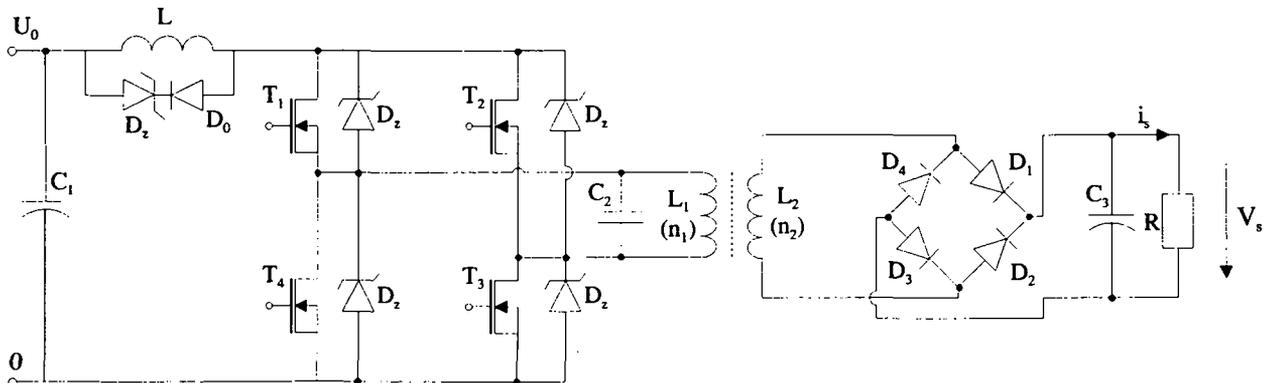


Fig. 2.7 Principe de transmission de puissance proposé

Lors du fonctionnement, le temps d'enclenchement de chaque transistor est d'une demi période pour une fréquence f déterminée. Les transistors MOS (autres types d'interrupteurs possible) T1 et T3 conduisent en même temps et sont bloqués lorsque T2 et T4 sont en conduction. Les signaux obtenus au niveau du transformateur sont proches de la sinusoïde. Les différences observées proviennent essentiellement des imperfections du système résonnant (système LCR) et de la présence du redresseur. Les signaux observés sont proches de la sinusoïde lorsque la charge du transformateur est dépourvue du redresseur et constituée d'une charge résistive uniquement. Les signaux obtenus dans ces deux cas de figures peuvent être observée au chapitre 5 (point 5.2.9.4). La conversion continu-continu n'est plus assurée en supprimant le redresseur et le filtrage, mais le montage permet de tester les performances d'un transformateur en régime sinusoïdal.

Ce montage résonnant est intéressant notamment lorsque le coefficient de couplage du transformateur est mauvais (transformateurs dans l'air à bobinages éloignés). En effet, contrairement à d'autres types de convertisseurs tels que le « Flyback » ou le « Forward », aucun problème (surtensions) n'est causé par les inductances de fuite du transformateur.

2.2.4.4 Dimensionnement du transformateur

Le dimensionnement du transformateur en régime sinusoïdal est souvent abordé dans le cas particulier où le transformateur est supposé idéal. Dans notre cas, notamment en raison de l'entrefer ou simplement dans l'alternative d'un transformateur dans l'air, le transformateur n'est de loin pas idéal. Pour obtenir des résultats de calcul précis, il est indispensable de travailler en tenant compte des imperfections liées aux transformateurs, en particulier les flux de fuite et les pertes (fer, Joule).

En œuvrant dans cette direction, on présente dans les chapitres 3, 4 et 5 les différentes structures et types de transformateurs susceptibles d'être utilisées pour transmettre de la puissance à un élément tournant. On aborde évidemment leurs modélisations et une méthode de dimensionnement est présentée pour chaque cas intéressant dans un régime de fonctionnement sinusoïdal.

2.2.4.5 Compatibilité avec le transfert d'information.

En théorie, le type de convertisseur dit « résonnant » propose des signaux sinusoïdaux. La solution proposée au point précédent présente néanmoins quelques imperfections (signaux sinusoïdaux non parfaits) qui ont été mises en évidence par des mesures réalisées sur un transformateur en fonctionnement. Pour se donner une idée de la tension induite qui serait superposée à un canal de transmission d'information (selon la figure 2.2), on introduit une spire au sein d'un transformateur de puissance (2kW). On observe ainsi aux figures 2.8 et 2.9 la tension mesurée aux bornes de cette spire et le spectre de fréquence de ce signal dans des conditions différentes (montage de la figure 2.7 avec et sans redresseur).

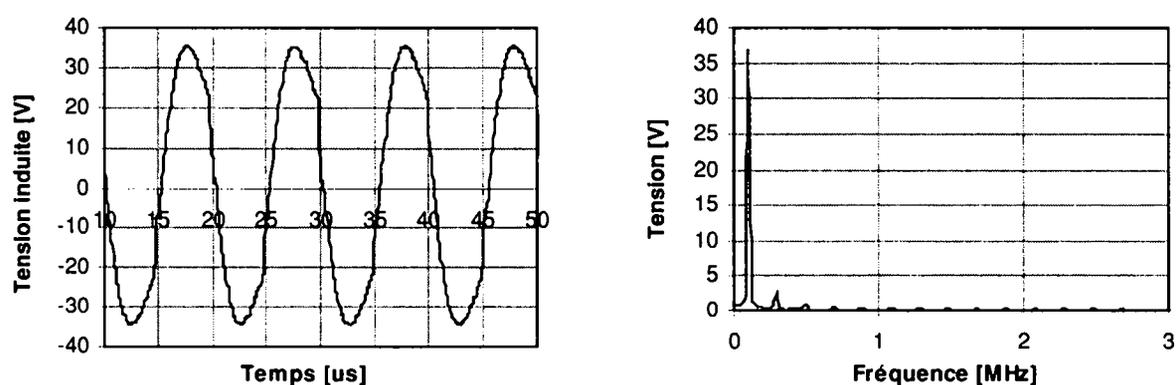


Fig. 2.8 Tension induite et son spectre pour le montage sans redresseur

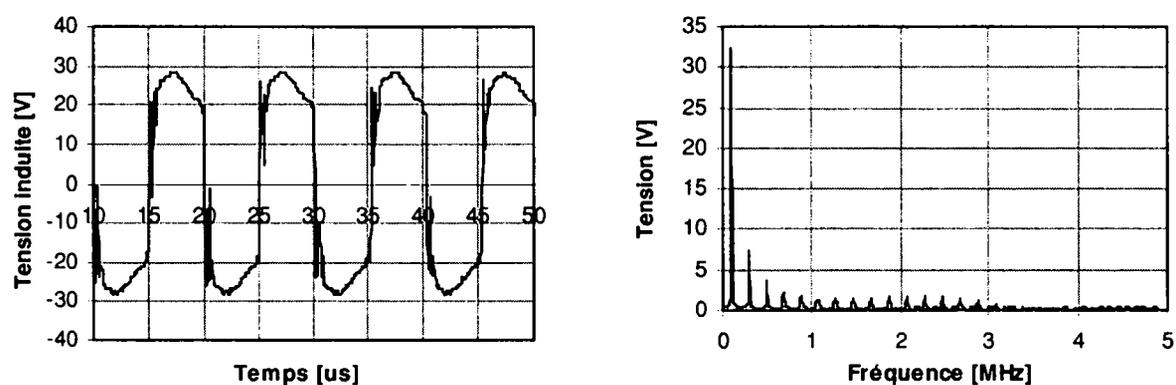


Fig. 2.9 Tension induite et son spectre pour le montage avec redresseur

Les figures précédentes mettent en évidence la difficulté d'obtenir des signaux parfaitement sinusoïdaux et la présence d'harmoniques sur une plage de fréquences relativement large. On peut noter aussi la différence flagrante introduite par le redresseur sur l'amplitude des raies spectrales et du signal obtenu dans la spire de mesure.

Ces premières constatations permettent de tirer quelques conclusions précieuses :

- La transmission d'information et de puissance en milieu commun est facilitée lorsque le convertisseur de puissance génère des perturbations dont le spectre de fréquences est le plus étroit possible et décroît vite avec la fréquence. Le cas idéal est la perturbation de forme sinusoïdale.
- Dans tous les cas, le transfert d'information doit être découplée du transfert de puissance par le biais de filtre adéquat (voir figure 2.2)
- Le domaine fréquentiel lié au transfert de l'information ne doit pas être superposé à celui des perturbations causées par la transmission de puissance, ou du moins dans une faible mesure.

2.3 Discussion et conclusions

Ce chapitre a présenté différents moyens de transmettre de la puissance en intégrant un transformateur destiné à fonctionner à haute fréquence. L'intérêt de la haute fréquence réside essentiellement dans la réduction de la taille des composants utilisés, notamment celle du transformateur, et l'absence de bruits audibles. Le transformateur, pour notre application, est un élément incontournable puisqu'il permet la transmission sans contact de la puissance et de l'information.

La sélection de convertisseurs ([17] et [18]) présentée au cours de ce chapitre n'est de loin pas exhaustive car il existe de nombreuses variantes et types de convertisseurs qui n'y ont pas été abordés. Cette brève présentation a cependant le mérite de décrire les principes de base et les modes de fonctionnement des convertisseurs les plus courants. Elle montre aussi qu'il existe un type de convertisseur dédié à chaque gamme de puissance nominale de fonctionnement.

Lorsque l'on désire associer puissance et information au sein d'une même structure ferromagnétique (ou à proximité dans l'air), on a mis en évidence certains concepts et comportements qui nécessitent l'emploi de procédés de filtrage plus ou moins performants en fonction de la nature et du chevauchement des deux plages de fréquence en présence.

La solution privilégiant l'utilisation d'un onduleur de type résonnant semble être très intéressante, non seulement au niveau de la cohabitation de la puissance et de l'information (sinus = spectre limité à une seule fréquence), mais aussi en tant que solution pour transmettre la puissance. En effet le convertisseur de type résonnant offre un bon rendement ainsi qu'un fonctionnement à fréquence élevée (taille réduite des composants). C'est dans cet esprit qu'une solution de type convertisseur en pont résonnant a été réalisée afin de tester les différents transformateurs dimensionnés et réalisés dans le cadre de ce travail.

Les dimensionnements des transformateurs proposés dans ce chapitre pour le montage « Flyback » et « Forward » tiennent compte d'un couplage très bon entre les enroulements du transformateur. Or, pour les applications visées par ce travail, il est possible de rencontrer des cas pour lesquels le facteur de couplage est médiocre (entrefer important, transformateur sans fer). Les formules introduites ne sont alors plus valables. Seul une modélisation plus complète, tenant compte des pertes dans le transformateur (fuites, pertes fer,...), permet de dimensionner avec une bonne précision le transformateur qui doit être incorporé au convertisseur. Les avantages certains liés au convertisseur résonnant font poursuivre ce travail dans le contexte d'une alimentation sinusoïdale du transformateur.

CHAPITRE 3

MODELISATION DU TRANSFORMATEUR ROTATIF SANS FER

3.1 Introduction

L'étude de transformateur présentée dans ce chapitre porte essentiellement sur le calcul des inductances propres et mutuelles d'un système comprenant deux enroulements se trouvant dans un milieu entièrement constitué d'air ou de matériaux à perméabilité relative identique à celle de l'air (polymère). L'aspect rotatif du transformateur nous amène implicitement à considérer uniquement une forme circulaire ainsi qu'une disposition spatiale parallèle pour les enroulements. En effet ce choix garantit une symétrie parfaite du système en fonction de la position lors du mouvement de rotation des deux enroulements l'un par rapport à l'autre.

Dans une perspective plus générale de modélisation d'un tel système, il est indispensable de définir géométriquement un transformateur rotatif que l'on peut qualifier d'élémentaire (figure 3.1), constitué uniquement de deux spires.

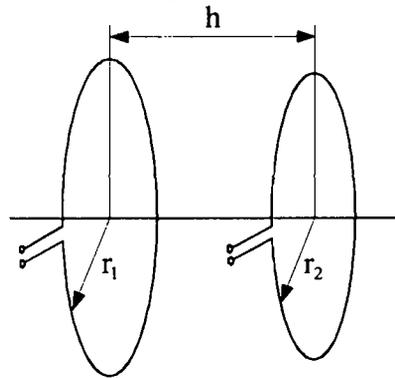


Fig.3.1 Présentation géométrique de deux spires élémentaires

Cette structure élémentaire, où sont définis les rayons respectifs des deux spires (r_1 et r_2) ainsi que la distance les séparant (h), servira de base de modélisation et de calcul dans les développements décrits aux paragraphes suivants.

3.2 Modélisation et calcul de l'inductance propre d'une spire circulaire

3.2.1 Définitions

Le calcul de l'inductance propre d'une spire circulaire (figure 3.2) ne peut être entrepris sans définir certains paramètres géométriques qui sont :

- le rayon moyen de la spire appelé r ;
- le rayon interne de la spire appelé r_i ;
- le diamètre du fil constituant la spire appelé a ;
- le rapport k défini comme $k = \frac{r}{a}$.

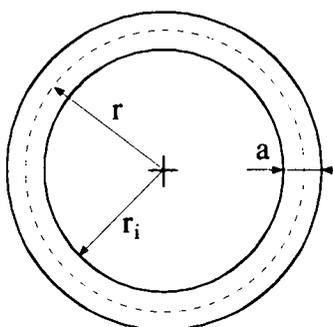


Fig. 3.2 Définition géométrique d'une spire élémentaire

D'autre part, le calcul précis de l'inductance propre d'une spire circulaire exige la prise en compte de l'épaisseur du fil. On est ainsi amené à considérer de manière distincte les contributions du champ magnétique à l'intérieur et à l'extérieur du conducteur. Ainsi selon [1], on admet la relation 3.1 qui exprime l'inductance propre d'une spire.

$$L = L_i + L_e \quad (3.1)$$

Les termes L_e et L_i sont respectivement l'inductance externe et interne de la spire.

3.2.2 Méthode de calcul approchée

La référence [1] présente une méthode de calcul de l'inductance propre d'une spire circulaire qui a l'avantage d'être rapide et peu gourmande en temps de calcul (équation 3.2).

$$L = \mu_0 \cdot r \cdot \left[\ln \left(\frac{8r}{r - r_i} \right) - 1.75 \right] \quad (3.2)$$

Afin de tester la précision de cette méthode, plusieurs calculs ont été entrepris en fixant à 1mm le diamètre du fil et en variant le paramètre k . Les résultats de ces calculs ont été comparés aux résultats fournis, dans les mêmes conditions, par un logiciel de simulation par éléments finis (FLUX2D). Cette comparaison a permis de mettre en évidence l'erreur relative (figure 3.3) entre ces deux méthodes de calcul de l'inductance propre d'une spire circulaire.

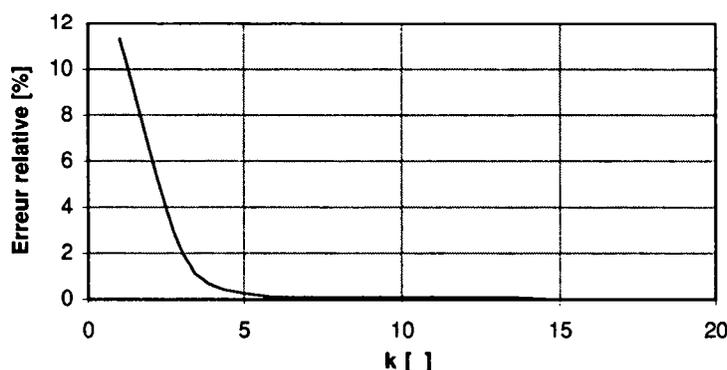


Fig. 3.3 Erreur relative sur l'inductance de la spire lors du calcul par la méthode approchée

Avant toute considération, il faut admettre que le logiciel de calcul par éléments finis apporte des résultats suffisamment précis pour être considérés comme juste et correspondant à la réalité.

On remarque alors à la figure 3.3 que la précision obtenue par le calcul approché est bonne car l'erreur relative n'est que de 0.3% lorsque le paramètre k vaut 5. On observe par contre une nette dégradation de la précision pour des valeurs de k inférieures à 5. Ce graphe nous amène à considérer la méthode approchée comme suffisamment précise pour une valeur du paramètre k supérieure à 6. Elle sera ainsi adoptée dans ce cas pour le calcul de l'inductance propre d'une spire. Pour les autres cas ($k < 10$), il est nécessaire de considérer l'inductance propre de la spire comme la somme de l'inductance interne et externe et de développer ces deux termes séparément.

3.2.3 Méthode de calcul de l'inductance externe d'une spire circulaire

L'inductance externe correspond à la partie du flux totalisé traversant la partie centrale de la spire, avec comme limite le bord intérieur du fil. Elle peut être calculée au moyen de la formule de Neumann [1] qui apparaît à l'équation 3.3 .

$$L_e = \frac{\mu_0 \mu_{air}}{4 \cdot \pi} \cdot \int_{C_1} \int_{C_2} \frac{d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_1|} \quad (3.3)$$

L'utilisation de cette relation 3.3 pour le calcul de l'inductance externe de la spire donne des résultats exacts. Le développement de cette relation nous amène à l'équation 3.4 .

$$L_e = \mu_0 \cdot \mu_{air} \cdot \sqrt{r \cdot r_i} \cdot b \cdot \int_0^{\pi/2} \frac{2 \sin^2 \vartheta - 1}{\sqrt{1 - b^2 \cdot \sin^2 \vartheta}} d\vartheta \quad (3.4)$$

L'intégrale apparaissant dans cette relation doit être résolue de manière numérique. Les grandeurs utilisées sont définies à la figure 3.2 , à l'exception de la grandeur b qui caractérise la géométrie de la spire et qui est définie par l'équation 3.5.

$$b = \frac{4 \cdot r \cdot r_i}{(r + r_i)^2} \quad (3.5)$$

On constate que le calcul de l'inductance externe d'une spire circulaire selon la méthode de Neumann [1] ne pose pas de grandes difficultés et surtout que son utilisation est intéressante puisque cette méthode fournit une grandeur exacte lors du calcul de l'inductance externe.

3.2.4 Méthodes de calcul de l'inductance interne d'une spire circulaire

3.2.4.1 Calcul approché

L'inductance interne liée à une spire circulaire correspond au flux totalisé généré par le courant dans la spire et se situant au niveau du fil uniquement. La référence [1] propose pour son calcul une approche (équation 3.6) se basant sur le calcul de l'inductance interne d'un conducteur circulaire rectiligne de longueur d .

$$L_i = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{air} \cdot d}{8 \cdot \pi} \quad (3.6)$$

Malheureusement, cette relation s'applique à une spire circulaire lorsque le diamètre du fil est beaucoup plus petit que le rayon de la spire elle-même. Pour mettre en évidence l'importance de l'erreur relative commise à la fois sur le calcul de l'inductance interne et sur l'inductance propre en utilisant la relation 3.6 pour le calcul de l'inductance interne, une comparaison a été entreprise entre le calcul approché (équation 3.6) et le calcul par simulation (logiciel FLUX2D) avec un fil de 1mm de diamètre et pour différentes valeurs du rapport k (quotient du rayon de la spire par le diamètre du fil). Les résultats obtenus sont très éloquents.

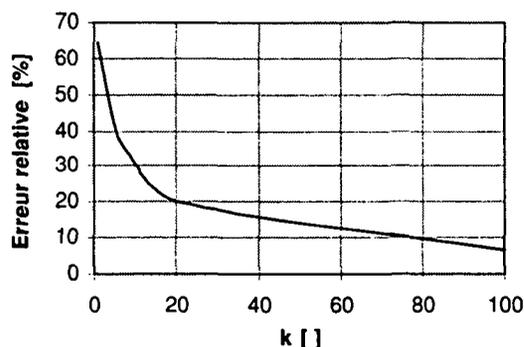


Fig. 3.4 Erreur relative sur l'inductance interne de la spire

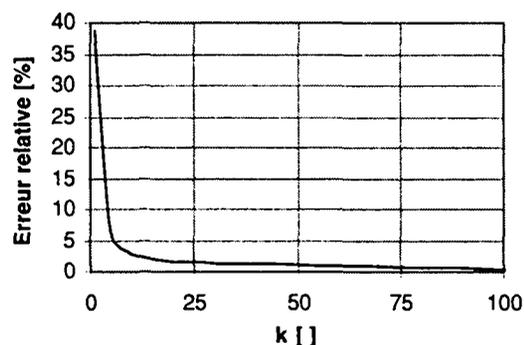


Fig. 3.5 Erreur relative sur l'inductance propre de la spire

L'analyse de ces deux courbes montre que l'erreur sur l'inductance interne est importante, même pour une valeur de k relativement grande (si k vaut 100, l'erreur est encore de 7%). Par contre, l'erreur commise sur le calcul de l'inductance propre d'une spire est faible pour des valeurs de k supérieures à 100. La précision peut être qualifiée de raisonnable si la valeur de k se situe entre 20 et 100. Elle devient mauvaise pour des valeurs de k inférieures à vingt car la valeur de l'inductance interne devient prépondérante par rapport à l'inductance externe qui tend vers zéro pour une valeur de k valant 0.5. Or c'est justement dans cette plage que l'on désire calculer de manière précise la valeur de l'inductance interne. On est donc amené à trouver une solution plus appropriée pour le calcul de l'inductance interne.

3.2.4.2 Méthode analytique de calcul de l'inductance interne d'une spire

Le développement analytique d'une méthode de calcul de l'inductance interne d'une spire circulaire nous amène à utiliser l'équation 3.7 définissant l'énergie magnétique emmagasinée dans le conducteur circulaire:

$$W_m = \frac{1}{2} L_i \cdot i^2 \quad (3.7)$$

L'énergie magnétique peut aussi être obtenue par l'intégration de la densité d'énergie magnétique (équation 3.8) sur le volume considéré (fil de la spire).

$$w_m = \frac{\mu_0}{2} H^2 \quad (3.8)$$

En égalant le résultat de l'intégration de la relation 3.8 à l'équation 3.7, il est possible d'extraire la valeur de l'inductance interne de la spire. Cependant, le problème majeur consiste à trouver la norme du champ magnétique dans le conducteur. Or le champ magnétique est défini et apparaît dans une des équations locales de Maxwell [2] où il est lié au déplacement électrique et à la densité de courant (équation 3.9).

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (3.9)$$

L'application de cette équation vectorielle aux dérivées partielles au cas d'une spire circulaire pose de sérieux problèmes. En effet, la densité de courant n'est pas fonction d'une seule variable, tout comme le champ magnétique. De ce fait, la résolution de la relation 3.9 selon des méthodes que l'on peut qualifier de courantes, n'est pas possible. Il faut faire appel à une résolution numérique dans une démarche très compliquée. Devant cette difficulté et pour la contourner, une troisième approche a été élaborée.

3.2.4.3 Méthode de calcul de l'inductance interne issue de simulations.

La démarche entreprise dans ce cas consiste à étudier pour différents diamètres de fil (0.1mm, 1mm et 5mm) et pour différentes valeurs de k (quotient du rayon de la spire par le diamètre du fil de la spire), l'inductance propre d'une spire au moyen d'un logiciel de calcul par éléments finis (logiciel FLUX2D). En connaissant pour chacun de ces cas l'inductance externe de manière précise (équation 3.4) et la valeur de l'inductance propre (calculée par le logiciel de calcul par éléments finis), il est aisé de déduire l'inductance interne de la spire (équation 3.1).

Ces différentes simulations ont abouti à la vérification du fait suivant: le quotient de l'inductance externe par l'inductance interne de la spire est une constante pour une valeur constante du paramètre k, quel que soit le diamètre du fil de la spire. On obtient ainsi différents points (figure 3.6) liant le quotient de l'inductance externe L_e par l'inductance interne L_i de la spire aux différentes valeurs du paramètre k considérées (les inductances L_e et L_i sont définies au paragraphe 3.2.1).

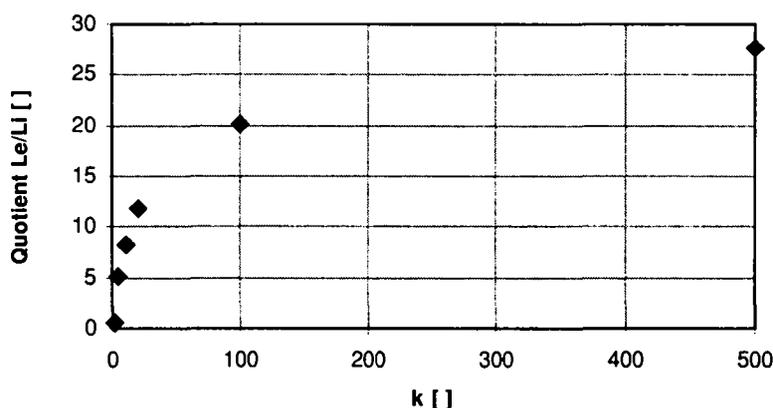


Fig.3.6 Représentation ponctuelle du quotient de l'inductance externe par l'inductance interne de la spire en fonction du paramètre k .

Les différents points obtenus forment une courbe dont le comportement est logarithmique. Il s'agit donc d'approcher au mieux ces points par une fonction analytique appelée $f(k)$. Connaissant par calcul la valeur de l'inductance externe (équation 3.4) et la fonction $f(k)$, il est aisé de retrouver l'inductance interne de la spire (équation 3.10).

$$L_i = \frac{L_e}{f(k)} \quad (3.10)$$

Il s'agit donc de définir la fonction $f(k)$ représentant le quotient de l'inductance externe par l'inductance interne de la spire. Il est important dans la démarche entreprise d'essayer de surestimer la valeur de l'inductance interne (on fera en sorte que tous les points de la figure 3.6 se trouvent au dessous de la courbe $f(k)$) afin de surestimer aussi celle de l'inductance propre. Cette astuce apporte la certitude de ne jamais obtenir lors des calculs un facteur de couplage supérieur à un.

Afin d'améliorer la corrélation des points de la figure 3.6 avec la courbe recherchée pour les faibles valeurs du paramètre k , la fonction $f(k)$ a été subdivisée en deux parties. On trouve au moyen d'un logiciel adapté (Microsoft Excel) une première courbe (équation 3.11) approchant au mieux les points de la figure 3.6 et couvrant la plage de valeurs du paramètre k allant de 5 à l'infini.

$$f_1(k) = 4.9439 \cdot \ln(k) - 2.8956 \quad (3.11)$$

Les valeurs du paramètre k allant de 1 à 5 sont approchées par un polynôme de deuxième ordre (équation 3.12), cela sans discontinuité de la courbe et de sa dérivée pour k valant 5.

$$f_2(k) = -0.03038625 \cdot k^2 + 1.2926425 \cdot k - 0.64225625 \quad (3.12)$$

Finalement la fonction liant l'inductance interne à l'inductance externe se résume selon la définition présentée à la relation 3.13.

$$f(k) = \left\{ \begin{array}{l} f_1(k) \quad \forall k \in [5 ; \infty] \\ f_2(k) \quad \forall k \in [1 ; 5] \end{array} \right\} \quad (3.13)$$

Pour s'assurer de la qualité des résultats obtenus par cette nouvelle méthode de calcul, plusieurs cas quelconques ont été choisis. Dans chacun de ces cas, l'inductance propre de la spire a été calculée par une décomposition en la somme de l'inductance interne et externe de la spire. L'inductance interne est calculée selon la relation 3.10 alors que l'inductance externe est obtenue par le biais de la relation 3.4. Les résultats de ces calculs peuvent alors être comparés aux résultats des simulations faites par le programme de calcul par éléments finis (Flux2D) et sont présentés au tableau 3.1 .

	Cas 1	Cas2	Cas3	Cas 4	Cas 5
Valeur du paramètre k	7	15	60	400	2000
Rayon de la spire [mm]	0.35	30	180	40	60000
Diamètre du fil [mm]	0.05	2	3	0.1	30
Inductance calculée [nH]	1.3066	140.63	1158.4	352.47	649450
Calcul par éléments finis [nH]	1.3069	140.65	1157.3	352.03	645040
Erreur relative [%]	0.023	0.014	0.095	0.125	0.68

Tableau 3.1 Tableau comparatif entre calcul et simulation pour l'inductance propre

On constate que la précision obtenue est plus que satisfaisante dans toute la plage testée puisque l'erreur relative calculée est toujours inférieure à 1%. Cette méthode permet ainsi de calculer des inductance de spires circulaires avec une précision semblable à celle du logiciel de simulation par éléments finis (FLUX2D).

On peut donc considérer cette nouvelle méthode de calcul de l'inductance comme étant précise et utilisable pour le calcul et le dimensionnement de transformateur dans l'air, pour des valeurs de k allant de 1 à l'infini

3.2.5 Conclusion

Les développements présentés au cours des paragraphes de ce chapitre nous amènent à choisir une méthode mixte pour le calcul de l'inductance propre d'une spire. En effet, lorsque le paramètre est supérieur à dix, on peut sans autre adopter la méthode approchée (équation 3.2) qui s'applique lorsque le diamètre du fil est beaucoup plus grand que le rayon de la spire. Dans ce cas, cette méthode de calcul s'avère être précise et très rapide puisqu'elle ne nécessite pas la résolution d'intégrale numérique (contrairement à la méthode utilisant la formule de Neumann [1] pour laquelle une intégrale numérique est nécessaire). Par contre, lorsque le paramètre k est inférieur à dix, il est préférable d'adopter la solution utilisant la décomposition de l'inductance propre en la somme de l'inductance interne et externe de la spire. L'inductance externe est alors calculée selon la relation 3.4 et l'inductance interne selon la méthode empirique développée au paragraphe 3.2.4.3.

Pour valider et pour confirmer que cette méthode de calcul de l'inductance propre d'une spire circulaire est correcte, une vérification expérimentale doit être entreprise. Ce travail de contrôle sera présenté au paragraphe 3.6.

3.3 Méthode de calcul de l'inductance mutuelle entre deux spires circulaires

Pour le calcul de l'inductance mutuelle entre deux spires décrites géométriquement à la figure 3.1, il est correct, puisque l'approximation quasistatique est justifiée, d'utiliser la formule de Neumann. Le développement de cette formule dans ce cas aboutit selon la référence [1] à la relation 3.14.

$$M = \mu_0 \cdot \mu_{air} \cdot \sqrt{r_1 \cdot r_2} \cdot b \cdot \int_0^{\pi/2} \frac{2 \cdot \sin^2(\theta) - 1}{\sqrt{1 - b^2 \cdot \sin^2(\theta)}} d\theta \quad (3.14)$$

Le facteur b apparaissant dans l'équation 3.14 est une grandeur dépendante de la géométrie des deux spires et est définie selon la relation 3.15. Les grandeurs r_1 , r_2 et h sont les grandeurs définissant géométriquement les deux spires considérées (Fig. 3.1).

$$b^2 = \frac{4 \cdot r_1 \cdot r_2}{(r_1 + r_2)^2 + h^2} \quad (3.15)$$

La résolution de l'intégrale (3.14) se fait par une méthode numérique classique nommée « formule des trapèzes » issue de la référence [21].

3.4 Méthodes de calcul de l'inductance propre d'une bobine circulaire

La bobine ou enroulement se caractérise par un assemblage de plusieurs spires mises côte à côte de manière bien définie dans l'espace. On peut envisager plusieurs méthodes plus ou moins évoluées pour calculer l'inductance propre d'une bobine. L'une d'elle, qui est l'une des plus simples à mettre en œuvre, consiste à calculer l'inductance propre d'une spire dite équivalente située au centre géométrique du bobinage (Fig.). Une fois calculée, cette valeur d'inductance est supposée correspondre à la perméance propre de la bobine.

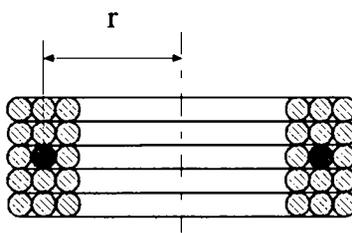


Fig. 3.7 Bobine vue en coupe avec mise en évidence de la spire équivalente

Il suffit alors de multiplier la perméance propre de la bobine ainsi obtenue par le nombre de spires constituant la bobine, élevé au carré.

Cette méthode peut se révéler très utile pour obtenir une valeur approchée de l'inductance propre d'une bobine, mais elle est déconseillée si l'on désire une valeur précise. Dans ce cas, il faut songer à calculer l'inductance de l'enroulement en dissociant l'effet de chaque spire et en considérant les inductances mutuelles entre spires au sein même de l'enroulement.

Dans cette perspective, il faut rappeler la définition de l'inductance propre qui est le quotient du flux totalisé traversant un circuit électrique par le courant qui le crée. Cette définition est illustrée à la figure 3.8 où une bobine constituée de deux spires est représentée.

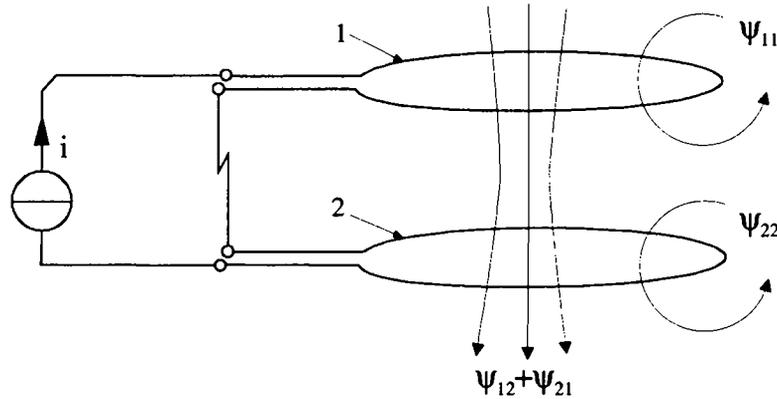


Fig. 3.8 Flux totalisé dans une bobine composée de deux spires

On constate que le même courant i parcourt les deux spires composant le bobinage. En décomposant le flux totalisé ψ généré par le courant i , on peut écrire la relation 3.16 .

$$\Psi = \Psi_{11} + \Psi_{22} + \Psi_{12} + \Psi_{21} \quad (3.16)$$

Chaque terme ψ_{ij} représente le flux totalisé dans la boucle i créé par le courant traversant la boucle j . Cette relation peut s'appliquer de manière générale à un système composé de n spires et s'exprime selon l'équation 3.17 .

$$\Psi = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \psi_{ij} \quad (3.17)$$

Comme le courant est identique dans chaque spire, on peut diviser le flux totalisé par le courant et trouver la valeur de l'inductance propre de la bobine (équation 3.17).

$$L = \frac{\Psi}{I} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n L_{ij} \quad (3.18)$$

Finalement, ce développement montre que l'inductance propre d'une bobine se calcule en sommant les inductances propres de chaque spire élémentaire formant la bobine et les inductances mutuelles entre chaque couple de spires qu'il est possible de former avec les spires de la bobine.

3.5 Méthode de calcul de l'inductance mutuelle entre deux bobines circulaires

Connaissant la méthode de calcul permettant d'obtenir l'inductance mutuelle entre deux spires circulaires (équation 3.14), on obtient aisément l'inductance mutuelle entre deux bobines coaxiales positionnées dans deux plans parallèles (Fig.)

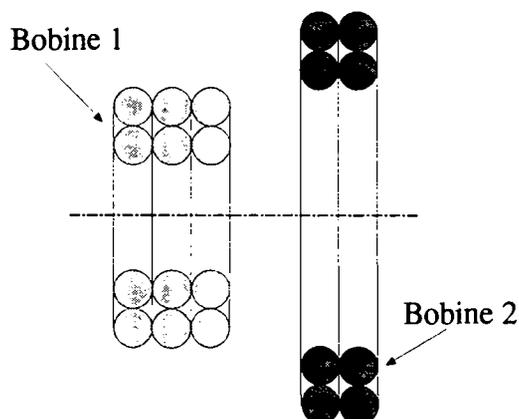


Fig.3.9 Vue en coupe de deux bobines circulaires coaxiales

La procédure de calcul consiste à sommer toutes les inductances mutuelles élémentaires existant entre chaque spires des deux bobines. Ainsi en notant « Sp1_i » les spires de la bobine 1 et « Sp2_j » les spires de la bobine 2, on aboutit à la relation 3.18 pour le calcul de l'inductance mutuelle entre les deux bobines considérées.

$$L_{12} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n M(\text{Sp1}_i, \text{Sp2}_j) \quad (3.19)$$

La fonction $M(\text{Sp1}_i, \text{Sp2}_j)$ est définie selon l'équation 3.14 et calcule l'inductance mutuelle entre deux spires dont les grandeurs géométriques sont connues. Le calcul de l'inductance mutuelle entre deux bobines selon cette méthode procure des résultats précis. Elle sera utilisée dans tous les calculs ultérieurs.

3.6 Validation expérimentale des modèles de calcul

3.6.1 Introduction

La vérification expérimentale des méthodes de calcul proposées aux sections précédentes nécessite diverses réalisations pratiques de bobines et de transformateurs. Pour effectuer les mesures d'inductances propres et mutuelles, on dispose d'un appareil de précision dont la fréquence de mesure est choisie à 1kHz.

Lors de la mesure, il ne faut pas oublier que la connexion de la bobine à l'appareil de mesure peut jouer un rôle important et les altérer quelque peu pour les cas où les inductances mesurées sont petites et si les fils de connexion sont longs. Dans ce cas, la partie de l'inductance provenant des fils de connexion doit être mesurée et déduite de la valeur totale mesurée.

On insistera plus particulièrement sur la mesure d'inductances propres car les inductances mutuelles sont calculées de manière précise par la méthode de Neumann [1] appliquée à deux spires coaxiales d'épaisseur de fil nulle et définie au point 3.3. Quelques mesures d'inductances mutuelles permettront néanmoins de confirmer la validité des méthodes de calculs théoriques adoptées pour le calcul de l'inductance mutuelle (Neumann [1]).

3.6.2 Mesures d'inductances propres

Le but de cette confrontation entre la mesure et le calcul est bien évidemment de confirmer les résultats fournis par la méthode de calcul de l'inductance propre d'une bobine développée dans les sections précédentes. Dans cette perspective, plusieurs supports circulaires en polymère et de diamètres différents ont été réalisés. Sur chacun de ces supports, un enroulement de huit spires disposée en deux rangées de quatre spires a été mis en place.

Finalement, chaque inductance ainsi réalisée a été mesurée, ce qui a permis de procéder à une comparaison entre la mesure et le calcul (Tableau 3.2).

Ø du support [mm]	Ø du fil [mm]	Inductance calculée [μ H]	Inductance mesurée [μ H]	erreur relative [%]
3	0.54	0.201	0.205	1.9
6	0.54	0.489	0.48	1.8
12	0.54	1.215	1.2	1.2
24	0.54	2.98	2.94	1.3
48	0.54	7.15	7.14	0.14
96	0.54	16.8	16.76	0.2

Tableau 3.2 Comparaison entre calcul et mesures d'inductances propres

A la lecture des résultats présentés au tableau 3.2, on ne peut qu'être satisfait. En effet les erreurs relatives observées entre les calculs et les mesures sont faibles et ne dépassent pas deux pourcents. On observe néanmoins un comportement décroissant de l'erreur relative avec l'augmentation du diamètre, donc de l'inductance. Cet effet peut se justifier par l'imprécision de la lecture de la valeur de l'inductance sur l'appareil de mesure. En effet, la valeur affichée change continuellement de manière significative lorsque l'on mesure de très petites valeurs d'inductances (les deux premiers cas dans le tableau). On est donc amené à réaliser une moyenne visuelle pour obtenir une mesure.

Une autre cause d'erreur peut être mise en évidence. En effet il est difficile de procéder à une réalisation parfaitement identique au modèle théorique calculé et les petites différences en découlant (arrangement non parfait, utilisation de colle pour fixer les spires qui impliquent des espaces non désirés entre les spires) peuvent provoquer des différences entre le calcul et la mesure. Or, comme l'amplitude des erreurs de positionnement des spires de la bobine peut être supposée constante par rapport à la dimension de la bobine (rayon), il est évident que les effets de ces erreurs de positionnement sont plus importants pour des bobines de petite taille. Cette explication peut ainsi justifier en partie le fait que les erreurs entre mesures et calculs soient plus importantes pour les premiers cas du tableau 3.2.

3.6.3 Mesures d'inductances mutuelles

Il existe différentes méthodes de mesure de l'inductance mutuelle entre deux enroulements L_{11} et L_{22} couplés. L'une d'entre elles se révèle être particulièrement simple si l'on dispose d'un appareil permettant la mesure directe de l'inductance.

Pratiquement, une première mesure (L_1) s'effectue en opérant un court-circuit entre une borne de la bobine L_{11} et une autre borne de la bobine L_{22} tout en branchant les deux bornes restantes à l'appareil de mesure d'inductance. (figure 3.10). Cette opération est répétée en changeant la méthode de câblage (figure 3.11), ce qui fournit une deuxième grandeur mesurée (L_2).

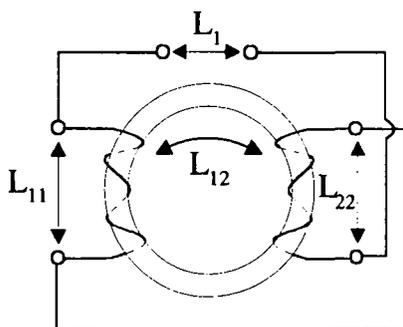


Fig. 3.10 Montage pour première mesure

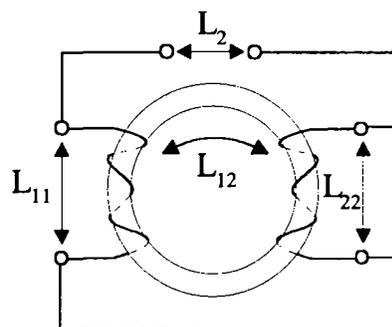


Fig. 3.11 Montage pour deuxième mesure

Les deux grandeurs mesurées sont définies selon les relations 3.19 et 3.20.

$$L_1 = L_{11} + L_{22} + 2 \cdot L_{12} \quad (3.20)$$

$$L_2 = L_{11} + L_{22} - 2 \cdot L_{12} \quad (3.21)$$

Par soustraction des relations 3.19 et 3.20, on aboutit au résultat espéré, soit la valeur de l'inductance mutuelle (équation 3.22).

$$L_1 - L_2 = 4 \cdot L_{12} \quad \Rightarrow \quad L_{12} = \frac{L_1 - L_2}{4} \quad (3.22)$$

Pour la confrontation de la mesure et du calcul, une réalisation pratique a été nécessaire. On a ainsi construit un transformateur de six spires au primaire et au secondaire. Le diamètre du support utilisé était de 54mm et celui du fil de 1.5mm. Chaque enroulement était composé de deux rangées de 3 spires et les enroulements ont été superposés l'un sur l'autre. Les résultats ainsi obtenus sont les suivants :

$$L_{12}(\text{calculée}) = 3.118 \text{ } [\mu\text{H}] \quad L_{12}(\text{mesurée}) = 3.107 \text{ } [\mu\text{H}]$$

Cette comparaison entre le calcul et la mesure nous amène à une erreur de 0.33%. Ce résultat est satisfaisant et démontre la précision de calcul de la formule de Neumann [1] pour le calcul des inductances mutuelles.

3.7 Synthèse et conclusion

Le calcul d'inductances propres et mutuelles de bobines coaxiales dans l'air présente des difficultés dans certaines conditions seulement. La difficulté réside essentiellement dans le calcul de l'inductance propre de la bobine, plus particulièrement dans le calcul de l'inductance propre de chaque spire constituant la bobine. En effet ce calcul devient délicat lorsque le quotient entre le rayon de la spire et le diamètre du fil est petit ($k \in [1 ; 10]$). On ne peut pas envisager dans ce cas le calcul de l'inductance propre de la spire par une méthode approchée (équation 3.2 ou 3.6) car la précision de calcul devient mauvaise. C'est pourquoi, une méthode de calcul plus précise, s'appuyant sur des simulations effectuées au moyen d'un logiciel de calcul par éléments finis, a été développée.

Finalement, pour valider la nouvelle méthode de calcul proposée, une comparaison a été entreprise entre les valeurs calculées et les mesures faites sur des transformateurs et bobines réalisés. Les résultats de cette comparaison ont été concluants.

Le calcul des inductance mutuelles ne présente aucune difficulté majeure puisque il est basé sur la formule de Neumann [1], formule qui donne des résultats corrects et précis. La seule difficulté de cette méthode réside dans la résolution numérique d'une intégrale.

En conclusion, on peut adopter sans restrictions les méthodes de calcul proposés et les appliquer au calcul et dimensionnement de transformateur de puissance.

CHAPITRE 4

TRANSFORMATEUR TOURNANT A STRUCTURE EN FERRITE

4.1 Introduction

Ce chapitre a pour ambition la présentation et l'étude de différentes structures, constituées en majeure partie de matériaux ferromagnétiques et susceptibles de transmettre de l'énergie et (ou) de l'information par induction à un système tournant. Dans le cadre très général de la transmission de puissance, on désire se limiter à la modélisation de systèmes de tailles réduites pouvant transmettre une puissance atteignant quelques kiloWatt. Cette volonté de réaliser des transformateurs de petites tailles implique bien évidemment l'utilisation de signaux de fréquences élevées et de matériaux spéciaux que sont les ferrites.

La plage de fréquence proposée pour ce type d'application peut varier du kiloHertz au mégaHertz. Toutefois, en raison des limitations qu'impliquent certains composants électroniques (transistors), la fréquence choisie pour une application dépend directement de paramètres tels que la puissance en jeu, les niveaux de courants et les niveaux de tensions. Pour un dispositif de transmission de puissance à convertisseur statique, on admet en général que la fréquence de commutation diminue avec l'augmentation de la puissance du système. Actuellement, on utilise des fréquences élevées (MHz) pour de petits convertisseurs de faible puissance (quelques Watt) alors que les convertisseurs utilisés dans les applications de grande puissance fonctionnent à des fréquences de l'ordre du kiloHertz.

Pour notre part, seule l'approche utilisant des ferrites est envisagée. Celles-ci présentent en effet des propriétés très intéressantes lorsqu'elles sont utilisées dans la plage de fréquence pour laquelle elles ont été conçues. Il est donc inintéressant de les utiliser à des fréquences faibles où le fer est plus performant. Pour cette raison et aussi pour éviter le bruit audible, on fixe à 20kHz la limite minimale de la fréquence de travail des systèmes de transfert d'énergie constitués d'un transformateur tournant à structure en ferrite. La limite supérieure de la plage de fréquence est fixée à quelques centaines de kiloHerzt. En effet, les convertisseurs dont la fréquence excède cette limite sont en général destinés à des applications de puissance réduite, pour lesquelles la miniaturisation est une priorité (typiquement des convertisseurs DC/DC isolés galvaniquement pour l'alimentation de carte électronique). Or la miniaturisation et les technologies très spécifiques qu'elle implique n'entrent pas vraiment dans le cadre de ce travail. On admet ainsi une plage de fréquence allant de 20kHz à 500kHz et une puissance pouvant varier du Watt à quelques kiloWatt.

Dans une application typique, on définira dans un premier temps la puissance à transmettre. Cette puissance et le contexte imposeront ainsi une fréquence de fonctionnement. Ces deux éléments permettront finalement de choisir un matériau adapté.

4.2 Présentation des ferrites

4.2.1 Bref historique

La magnétite et la ferrite ferreuse sont deux ferrites que l'on trouve dans la nature. Elles sont connues de longue date et furent utilisées par les premiers navigateurs dans leurs appareils de navigation. Au siècle passé et au début de notre siècle [3], des scientifiques tels que Steinmetz (en 1892), Hilpert (en 1909), Forestier et Wille (en 1928) publient des articles concernant le comportement et les particularités des ferrites. La motivation est grande pour ce domaine car on s'aperçoit que les propriétés magnétiques et physiques de ces matériaux peuvent être très intéressantes, notamment pour augmenter la fréquence d'utilisation de certains composants tels que les inductances et les transformateurs.

Dès 1936, Snoek étudie aussi ce domaine émergent et découvre les ferrites de type zinc-manganèse qui présentent une perméabilité élevée ainsi que de faibles pertes fer. Dès lors l'industrie de la ferrite démarre. En quelques décennies la production annuelle mondiale s'élève à cent cinquante mille tonnes (production mondiale en 1990, selon graphique de la figure 4.1). De nos jours, on trouve des ferrites dans la plupart des applications électriques et électroniques.

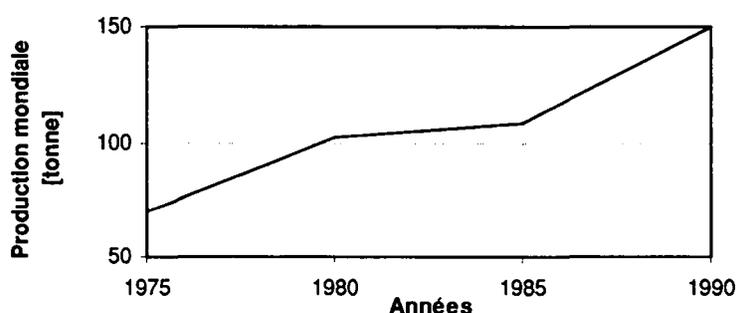


Fig. 4.1 Evolution de la production mondiale de ferrites douces de 1975 à 1990

4.2.2 Les familles de ferrites

Le terme « ferrite » est dédié en principe à certains minéraux présentant une structure cristalline cubique. Cependant, il est usuel d'appeler « ferrites » les matériaux constitués principalement d'oxyde de fer et pourvus de caractéristiques magnétiques bien particulières.

D'apparence, la ferrite se présente sous une couleur grise foncée. Au toucher, elle semble très solide et dure. En réalité, ses caractéristiques mécaniques demeurent limitées en raison des faibles forces de cohésion au sein du matériau. Ce handicap la rend fragile et cassante, sensible aux chocs et difficilement usinable. Les deux étapes importantes de la fabrication d'une ferrite sont le pressage d'un mélange de poudre contenant les différents éléments constitutifs de la ferrite désirée et la cuisson à une température très élevée, de l'ordre de 1300°C.

Chimiquement la ferrite est décrite par la formule générale « $MeFe_2O_4$ ». Le terme Fe_2O_4 représente dans cette formule les oxydes de fer présents en majorité dans la ferrite alors que le terme Me symbolise les différents métaux ou association de métaux s'alliant aux oxydes de fer. Ces métaux sont le plus souvent le manganèse (Mn), le fer (Fe), le cobalt (Co), le nickel

(Ni), le cuivre (Cu) et le zinc (Zn). De nos jours, les métaux mélangés aux oxydes de fer pour créer une ferrite sont essentiellement une association du manganèse ou du nickel avec le zinc. Ainsi les abréviations « Mn-Zn ferrite » ou « Ni-Zn ferrite » sont souvent utilisées. Ces deux types de ferrites constituent la majeure partie de la production actuelle (85%). En variant les proportions respectives de manganèse ou de nickel par rapport au zinc, on produit des ferrites aux propriétés différentes, répondant aux particularités de différentes classes d'applications (tableau 4.1).

Type de ferrites	Classes d'applications	Domaines d'utilisation
Ferrites Mn-Zn	I	Inductances pour circuits résonnants jusqu'à 100kHz.
	II	Inductances pour circuits résonnants de 100kHz à 2MHz.
	III	Applications requérant une haute perméabilité du matériau, en particuliers les transformateurs à large bande passante et les transformateurs d'impulsions de faible puissance.
	IV	Applications nécessitant une induction élevée et de faibles pertes fer dans une plage de fréquence allant de 10kHz à 1MHz, en particuliers les transformateurs et inductances dans les applications de puissance.
Ferrites Ni-Zn	V	Matériaux de perméabilité relative >1000, pour des transformateurs à large bande (1 à 300MHz), pour des transformateur d'impulsions de courte durée.
	VI	Matériaux de perméabilité relative valant entre 500 et 1000, pour des transformateurs à large bande (5 à 300MHz), pour des transformateurs d'impulsions, pour des antennes en ferrite et des éléments de suppression d'interférences électromagnétiques.
	VII	Matériaux de perméabilité valant entre 150 et 500, pour des antennes en ferrite (moyennes et longues ondes), pour des transformateurs de puissance (0.55 à 5MHz) et des éléments de suppression d'interférences électromagnétiques.
	VIII	Matériaux de perméabilité valant entre 70 et 150, pour des circuits résonnants (2 à 20MHz) , pour des antennes en ferrite (ondes courtes), pour des transformateurs de puissance (2 à 30MHz) et des éléments de suppression d'interférences électromagnétiques.

Tableau 4.1 : Présentation de différentes classes d'applications des ferrites Mn-Zn et Ni-Zn

Le tableau 4.1, tiré de la référence [3] n'a pas la prétention de couvrir toutes les classes d'applications mais présente les applications les plus courantes. On trouve d'ailleurs dans chaque catalogue de ferrites fourni par les fabricants une description des caractéristiques des différents matériaux disponibles ainsi qu'une liste d'applications pour lesquelles ils sont destinés.

Les ferrites utilisées dans des applications de puissance sont classées parmi les ferrites douces en raison de leur faible champ coercitif H_c (figure 4.2). D'autre part, ces matériaux ont la particularité de produire peu de pertes fer à des fréquences relativement élevées, tout en autorisant des niveaux d'induction intéressants. Il devient ainsi possible de réaliser des transformateurs capables de transmettre, à volume égal, des puissances nettement supérieures à la puissance d'un transformateur à 50Hz conventionnel.

4.2.3 Propriétés magnétiques élémentaires des ferrites

4.2.3.1 Introduction

Les références [3],[4] et [5] présentent de manière détaillée les paramètres de modélisation des ferrites. Il n'est pas indispensable de présenter dans ce travail tous ces paramètres. Il faut cependant évoquer certaines notions de base qui seront reprises par la suite dans ce travail.

4.2.3.2 Perméabilité initiale

La perméabilité initiale est un paramètre important car elle sert d'élément de comparaison significatif entre les différentes ferrites. Elle correspond à la pente de la caractéristique B-H du matériaux pour un niveau d'excitation alternative tendant vers zéro.

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (H \rightarrow 0) \quad (4.1)$$

Ce paramètre est en général (DIN IEC 401) spécifié pour une fréquence inférieure à 10kHz, une induction inférieure à 0.25mT et une température de 25°C.

4.2.3.3 Perméabilité relative et amplitude de la perméabilité

Le champ magnétique H et le champ d'induction magnétique B sont liés entre eux par une constante appelée perméabilité absolue qui correspond au produit de la perméabilité du vide μ_0 par la perméabilité dite relative du matériau μ_r .

$$\frac{B}{H} = \mu = \mu_0 \mu_r \quad (4.2)$$

Lorsque l'élément en ferrite est soumis à un champ alternatif, la valeur de la perméabilité relative varie constamment puisque le point de fonctionnement se déplace sur une courbe formant une hystérèse (figure 4.2). Dans ce cas, on qualifie le matériau par l'amplitude de la perméabilité définie à la relation (4.3).

$$\mu_a = \frac{\hat{B}}{\mu_0 \hat{H}} \quad (4.3)$$

L'amplitude de perméabilité correspond à la perméabilité absolue calculée au point de fonctionnement extrême, soit lorsque l'amplitude maximale du champ magnétique H est atteinte.

4.2.3.4 Perméabilité effective

En pratique, il est courant de définir une perméabilité effective μ_e d'une structure en ferrite, par exemple lorsqu'un entrefer y est introduit. Ce terme est lié à la notion de structure équivalente. On représente en fait une structure réelle quelconque par un tore dont les propriétés magnétiques sont équivalentes à celles de la structure réelle. Le tore hypothétique possède ainsi une longueur équivalente l_e , une surface équivalente A_e , un volume équivalent

V_e et une perméabilité effective μ_e définie par la relation (4.4). Cette dernière relation est correcte lorsque l'entrefer s est beaucoup plus petit que la longueur équivalente de la structure. On observe alors que la perméabilité effective dépend de la perméabilité initiale μ_i , de la taille de l'entrefer et de la longueur équivalente de la structure.

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \mu_i \frac{s}{l_e}} \quad (4.4)$$

La perméabilité effective ainsi que les différentes grandeurs (l_e, A_e, V_e) définissant les propriétés équivalentes de la structure réelle apparaissent dans chaque catalogue de ferrite.

4.2.3.5 Cycle d'hystérèse

Lorsqu'une ferrite est totalement démagnétisée et qu'on augmente le courant de magnétisation du système, le point de fonctionnement suit la courbe définie par les lettres oba (figure 4.2). On remarque alors que la perméabilité relative au départ est égale à la perméabilité initiale schématisée par la pente de la droite e.

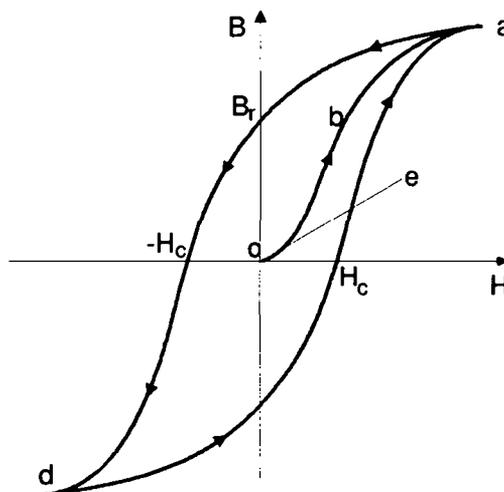


Fig. 4.2 Cycle d'hystérèse typique d'une ferrite

Lorsque la ferrite subit un champ magnétique bipolaire variant entre deux valeurs extrêmes, le point de fonctionnement du système se déplace sur une courbe formant typiquement une hystérèse (figure 4.2). Si la valeur du champ appliqué est suffisante (dès le point b), le matériau voit sa perméabilité diminuer et le phénomène de saturation intervient (point a). Dans ces conditions, l'amplitude du cycle d'hystérèse est maximale et on définit l'induction rémanente B_r et le champ coercitif H_c comme deux paramètres indiquant respectivement l'induction à champ magnétique nul et le champ magnétique pour une induction nulle.

Selon le type de ferrite, on assiste à certaines modifications de comportement du cycle d'hystérèse, typiquement à des modifications du niveau de saturation, à une diminution ou à une augmentation du champ coercitif et de l'induction rémanente. D'autre part, la température joue un rôle important dans le comportement d'une ferrite et fait varier considérablement son cycle d'hystérèse.

4.2.3.6 Facteur de pertes

Lorsqu'on considère une inductance L , on peut définir son impédance Z comme la somme d'une réactance et d'une résistance de pertes R_s qui englobe toutes les pertes de la ferrite.

$$Z = j\omega L_s + R_s \quad (4.5)$$

A partir de cette équation (4.5), il est usuel de définir un paramètre important appelé le facteur de perte magnétique du matériau (4.6), traduit par la tangente de l'angle de perte δ_m .

$$\operatorname{tg}(\delta_m) = \frac{R_s}{\omega L_s} \quad (4.6)$$

Ce facteur de pertes se décompose de manière stricte en plusieurs termes, qui sont le facteur de pertes par hystérésis, par courants de Foucault et le facteur de pertes résiduelles.

$$\operatorname{tg}(\delta_m) = \operatorname{tg}(\delta_h) + \operatorname{tg}(\delta_F) + \operatorname{tg}(\delta_r) \quad (4.7)$$

Les pertes résiduelles représentent les pertes dans la ferrite lorsque l'induction et la fréquence tendent vers zéro. Le graphe de la figure 4.3 présente ce phénomène ainsi que les autres pertes fer.

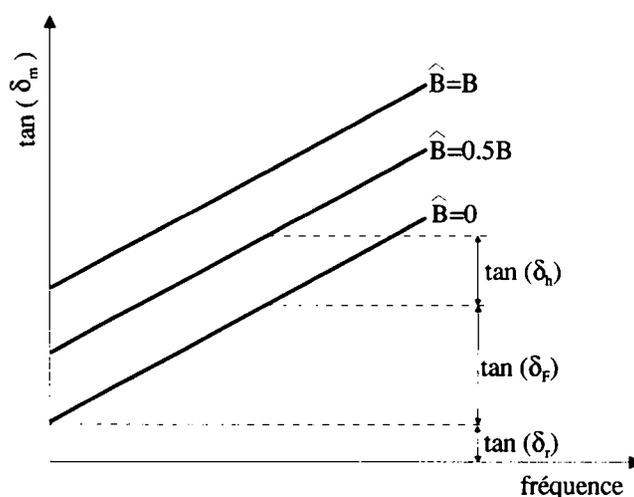


Fig. 4.3 Tangente de pertes en fonction de la fréquence

Le plus souvent, les pertes résiduelles sont incluses dans les chiffres de pertes spécifiques par hystérésis fournis par les fabricants de ferrites.

Le développement relatif au calcul des pertes dans les ferrites utilisées pour les applications de puissance intervient plus tard dans ce chapitre.

4.3 Types de structures proposés

4.3.1 Introduction

La réalisation d'un transformateur tournant au moyen d'une structure en ferrite implique le respect de certaines conditions sans lesquelles le transfert de puissance à l'éléments tournant devient mauvais, voir même impossible. Ainsi, le dispositif envisagé doit impérativement être pourvu d'un entrefer pour permettre un mouvement sans frottement des deux parties l'une par rapport à l'autre.

Chacune des deux parties constituant le transformateur tournant doit présenter une symétrie axiale par rapport à l'axe de rotation du système. Il est important aussi de construire le système de manière à optimiser le couplage magnétique entre les deux bobinages qui doivent prendre place dans les corps en ferrite du dispositif. Finalement, une variation des caractéristiques du système en fonction de la position angulaire doit être évitée.

Ces premières considérations nous amènent au choix d'une structure de forme circulaire, présentant une symétrie axiale par rapport à un axe de rotation et possédant un entrefer. On est à même de remplir au mieux ces conditions dans le cas de deux types de structures en ferrite que l'on appelle structure de type E et structure de type U. La suite de ce chapitre permettra d'identifier ces structures et de mettre en évidence leurs propriétés.

4.3.2 Structure de type E ou pot

La structure de type « E » (figure 4.4) est appelée ainsi car elle se compose de deux parties en forme de E mises face à face. La structure peut disposer ou non d'un trou central.

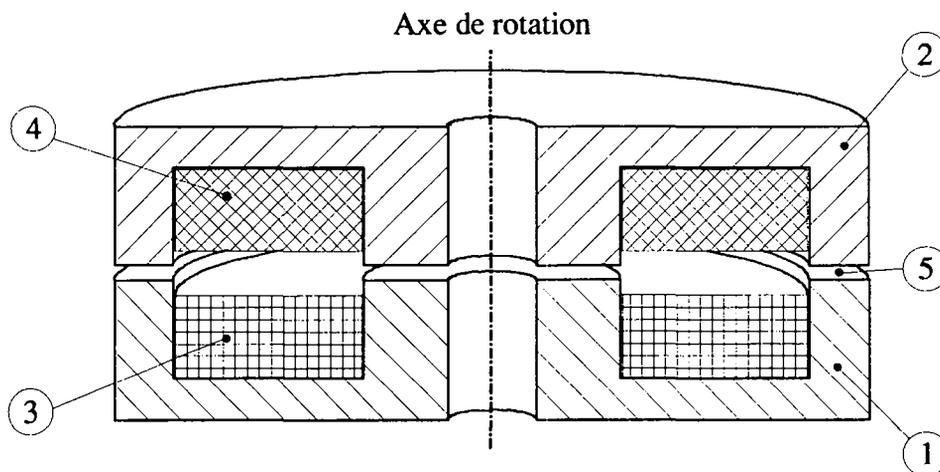


Fig. 4.4 Coupe d'un transformateur rotatif à structure de type E

La numérotation de la figure 4.4 définit les différents éléments constitutifs du système, à savoir :

- | | |
|--------------------------------|------------------------|
| 1. Corps en ferrite primaire | 4. Bobinage secondaire |
| 2. Corps en ferrite secondaire | 5. Entrefer |
| 3. Bobinage primaire | |

Ce type de structure, appelé plus communément « pot », est disponible chez la plupart des fabricants de ferrites et utilisable pour la réalisation de dispositifs de transfert d'énergie tournant. Il présente les avantages suivants :

- Cette structure est disponible sur le marché à des prix très intéressants.
- Ces éléments sont disponibles dans différentes tailles , ce qui permet la réalisation d'applications de puissance allant du Watt à plusieurs kiloWatt.
- Différents types de matériaux sont disponibles en fonction des puissances et des fréquences de travail désirées.

Il faut néanmoins citer les aspects négatifs liés à la possibilité d'utilisation de la structure en E disponible chez les fabricants de ferrites :

- Les dimensions sont standards et le nombre de tailles est limité (moins d'une douzaine de tailles disponibles).
- Le diamètre du trou central est faible et parfois inexistant, ce qui rend la mécanique servant à la rotation compliquée lorsque le système tournant représente une charge mécanique élevée. Son utilisation est compromise si le transformateur doit être monté sur un axe traversant de diamètre important.
- La structure possède deux encoches latérales pour le passage des fils, ce qui fait varier quelque peu l'inductance du système en fonction de la position.
- Les tolérances dimensionnelles de fabrications sont importantes, ce qui rend la réalisation de la mécanique plus compliquée.

La présentation des points négatifs liés au ferrites standards de type « pot » nous amène à parler de la fabrication sur mesure de structures de ce type. Cette fabrication est tout à fait possible dans la majeure partie des cas. Elle nécessite la fabrication d'un moule et d'un appareillage spécifique qui sont fort onéreux. Seul un budget suffisant ou une production à grande échelle autorisera cette alternative.

4.3.3 Structure de type U

La structure de type « U » se compose de deux éléments en ferrite à géométrie circulaire qui se superposent radialement. Chacune de ses deux parties, vue en coupe, a la forme d'un « U » (Fig.4.5).

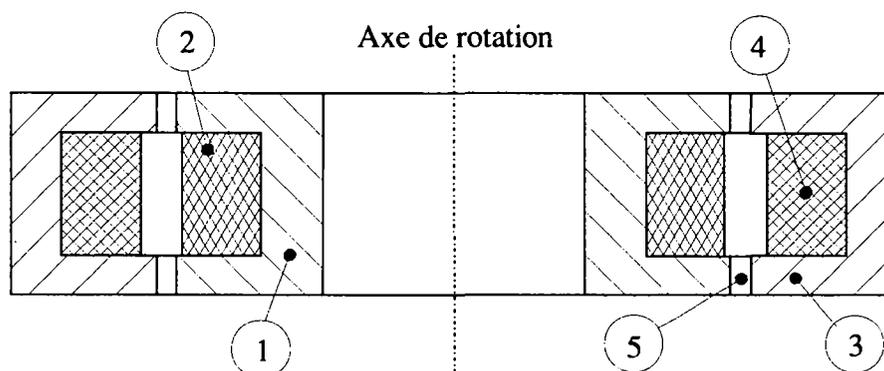


Fig.4.5 Coupe d'un transformateur en de type U

La numérotation de la figure 4.5 est définie de la manière suivante :

- | | |
|--------------------------------|------------------------|
| 1. Corps en ferrite primaire | 4. Bobinage secondaire |
| 2. Bobinage primaire | 5. Entrefer |
| 3. Corps en ferrite secondaire | |

On ne peut pas vraiment dire que cette structure possède des avantages par rapport à la structure de type E ou pot . Elle peut être lui être préférée pour des raisons purement géométrique liées à une application particulière, par exemple lorsqu'on dispose de très peu de place pour la structure et que les bobinages doivent être plats dans le sens de l'axe de rotation. On peut cependant lui associer les désavantages suivants :

- Le moulage des pièces de la structure est compliqué.
- Le bobinage de la partie externe est plus difficile à réaliser.
- Il n'existe pas d'éléments standards disponibles sur le marché.
- La structure n'est pas symétrique car le corps en ferrite de la partie primaire est différente de celle formant le secondaire. Les perméances propres primaires et secondaires sont donc légèrement différentes.

On utilise ainsi cette structure pour des applications bien particulières, plus spécialement lorsque des contraintes mécaniques ou géométriques l'exigent. Les options du programme de calcul présentés au chapitre 6 permettent le dimensionnement de structures dites de type E ou U. Le calcul et la modélisation de ces deux types de structures étant très similaire, seul le cas du transformateur de type E est décrit dans la suite de ce chapitre. L'autre variante est développée de manière moins détaillée dans les annexes du chapitre 4 .

4.4 Modélisation magnétique de la structure de type E

4.4.1 Description géométrique

Une modélisation géométrique du transformateur de type E se révèle être indispensable pour évaluer certains paramètres du système (les inductances, le volume, etc...) lors du processus de dimensionnement. Pour cette raison, les grandeurs géométriques de la structure ont été associées à des noms de variables présentées à la figure 4.6.

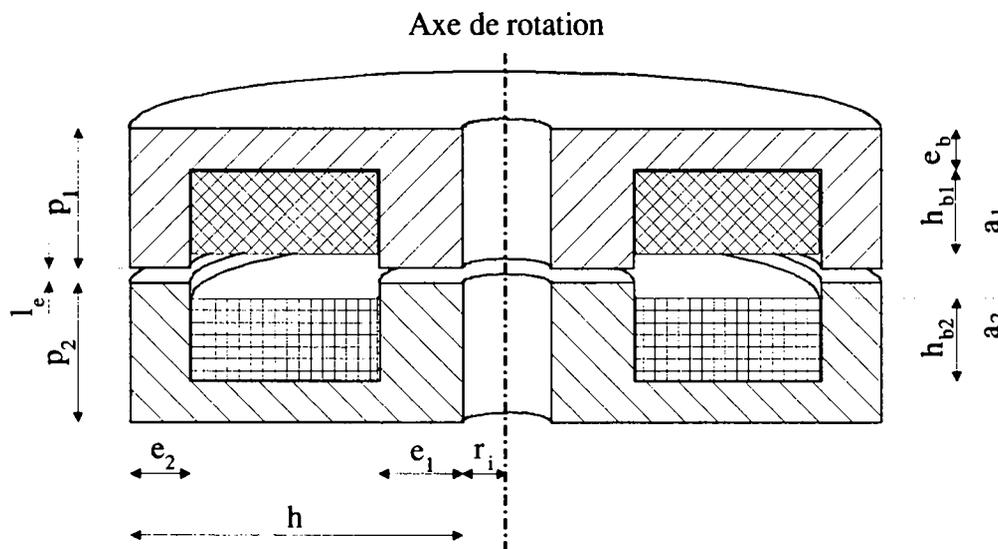


Fig. 4.6 Vue en coupe d'un transformateur rotatif de type E

4.4.2 Schéma magnétique équivalent

4.4.2.1 Première approche et hypothèses

Pour le calcul des inductances propres et mutuelles du transformateur tournant, un schéma magnétique équivalent doit être défini. Ce schéma présente, sous la forme d'un schéma électrique, les caractéristiques magnétiques du transformateur. Dans une première approche et pour mettre en évidence les différents chemins qu'empruntent les flux magnétiques dans le transformateur, un exemple de structure de type E a été traité par un programme de calcul par éléments finis (Flux2D, axisymétrique). Lors de cette simulation, une seule bobine a été considérée et alimentée par un courant électrique. La distribution des lignes de flux obtenue est présentée à la figure 4.7. Cette figure montre aussi que la majorité du flux circule dans les deux parties en ferrite et dans les entrefers. Cependant une faible proportion du flux quitte les structures en ferrite pour passer dans l'air ou au travers de la bobine alimentée. Ces flux sont appelés flux de fuite s'ils ne participent pas au couplage magnétique entre les deux bobines du transformateur ou franges dans le cas contraire.

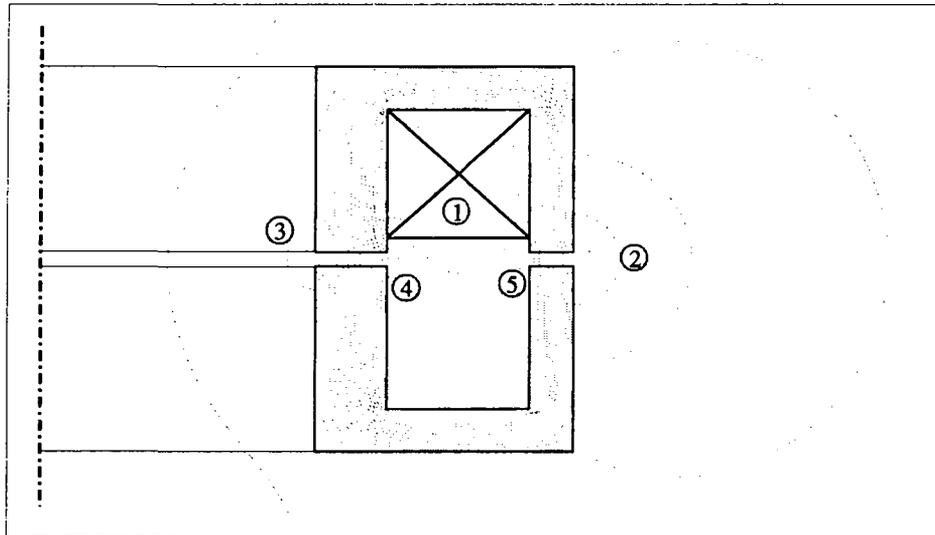


Fig. 4.7 Coupe du transformateur et vue des lignes de flux

La numérotation faite à la figure 4.7 nous permet ainsi d'identifier les flux suivants :

1. les flux de fuite d'encoches;
2. les franges externes de la paroi externe du transformateur;
3. les franges externes de la paroi interne du transformateur;
4. les franges internes de la paroi interne du transformateur;
5. les franges internes de la paroi externe du transformateur.

La connaissance des chemins parcourus par les différents flux dans la structure aide dans l'établissement d'un schéma magnétique équivalent, schéma qui est la base de calcul des inductances propres et mutuelles du système considéré. Il faut cependant débiter par émettre certaines hypothèses qui vont faciliter ce travail.

- La perméabilité du matériau (ferrite) est constante et uniforme dans tout le matériau.
- Lors de changements de direction des lignes de flux aux angles droits de la structure, on considère un chemin parcouru moyen pour le calcul de la perméance.
- Les franges apparaissant au niveau de l'entrefer ne sont pas négligées.
- On tient compte des fuites au niveau des deux encoches. Dans le modèle magnétique équivalent, les perméances de fuite d'encoches seront positionnées au niveau de la demi hauteur d'encoche.
- On considère que le modèle s'applique uniquement à des systèmes pour lesquels l'entrefer est faible par rapport à la largeur de dents et à la largeur d'encoche. On ne tiendra ainsi pas compte des flux de fuite de tête de dents.

La prise en compte de toutes ces hypothèses permet l'élaboration d'un modèle magnétique équivalent (figure 4.8) applicable à la structure dite en « E ».

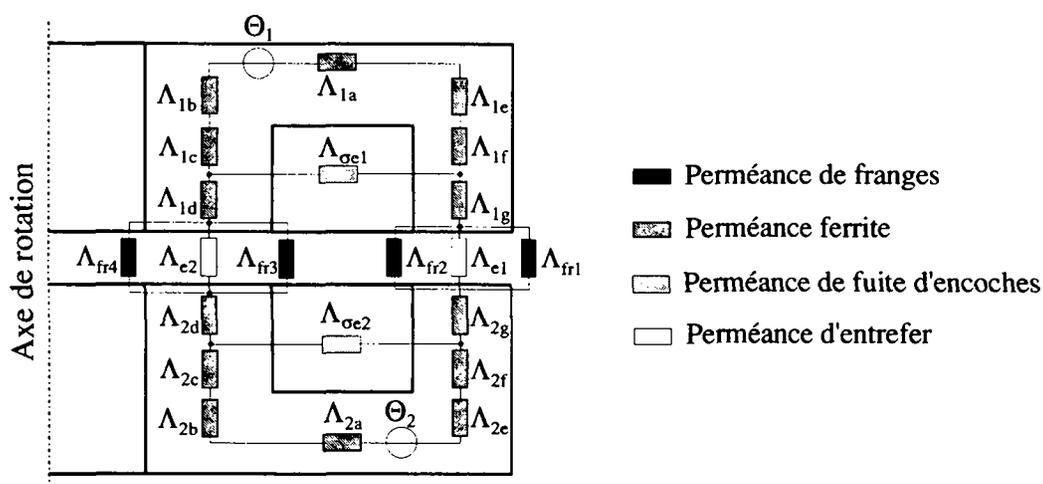


Fig. 4.8 Modèle équivalent magnétique du transformateur de type E

Les deux sources de potentiel magnétique (Θ_1 et Θ_2) représentent les deux enroulements du transformateur. Les perméances élémentaires de la figure 4.8 sont définies selon la notation suivante :

- $\Lambda_{1(x)}$: perméance élémentaire x de la structure primaire (ferrite).
- $\Lambda_{2(x)}$: perméance élémentaire x de la structure secondaire (ferrite).
- $\Lambda_{fr(i)}$: perméance de frange d'indice i.
- $\Lambda_{\sigma e(i)}$: perméance de fuite d'encoches d'indice i.
- $\Lambda_{e(i)}$: perméance d'entrefer d'indice i.

4.4.2.2 Modélisation des perméances de la structure en ferrite

Le calcul de la perméance équivalente totale liée à un bobinage s'opère par une subdivision du corps en ferrite du transformateur. On observe cependant à la figure 4.9 qu'une découpe de la structure donne naissance à des perméances élémentaires qui peuvent être de nature très différente.

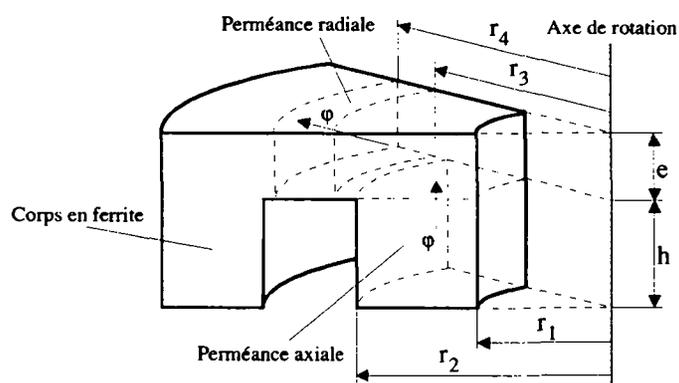


Fig. 4.9 Vue d'une section de transformateur avec définition des perméances axiales et radiales

En effet, selon l'orientation du flux au sein de la partie de la structure considérée, la perméance élémentaire est calculée différemment et appelée perméance de type radiale ou axiale. Les perméances axiales correspondent aux parties en fer de la structure traversées par un flux parallèle à l'axe de rotation du transformateur. Au contraire, les perméances radiales sont parcourues par un flux ayant une direction perpendiculaire au même axe de rotation.

Le calcul de ces deux types de perméances n'est pas identique. Sur la base de la figure 4.9 et des variables qui y sont définies, il est possible de calculer une perméance de type axiale exprimée selon la relation (4.8).

$$\Lambda_a = \int_s \frac{\mu dA}{h} = \frac{\mu \pi (r_2^2 - r_1^2)}{h} \quad (4.8)$$

On obtient la perméance radiale par la relation (4.9).

$$\Lambda_r = \left(\int_c \frac{ds}{\mu A} \right)^{-1} = \left(\int_{r_3}^{r_4} \frac{dr}{2\pi \mu e r} \right)^{-1} = \frac{2\pi \mu e}{\ln(r_4/r_3)} \quad (4.9)$$

4.4.2.3 Modélisation des franges

Au niveau de l'entrefer, on observe (figure 4.7) que la majeure partie du flux traverse l'air en empruntant le chemin le plus court. Cependant, certaines lignes de flux quittent la structure en fer bien avant l'entrefer et la rejoignent selon un chemin s'apparentant à une ellipse. Pour cette raison, la modélisation choisie pour les franges consiste à considérer chaque ligne de flux comme la succession d'un quart de cercle, d'un segment de droite dont la longueur est celle de l'entrefer et d'un second quart de cercle. Cette modélisation des franges est présentée à la figure 4.10 où l'on peut observer une ligne de flux allant de la structure supérieure à la structure inférieure du transformateur de type E.

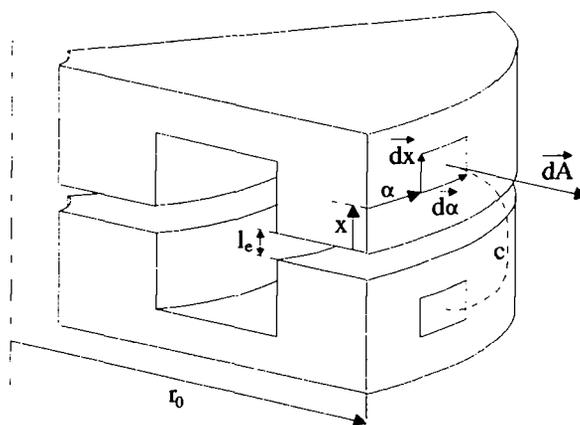


Fig. 4.10 Modélisation des franges

Au moyen de la figure 4.10 et des variables qui y sont définies, il devient possible d'exprimer la perméance de frange (4.10).

$$\Lambda_{fr} = \int_A \frac{\mu_0}{c} \cdot dA \quad (4.10)$$

Dans cette équation (4.10) apparaît la longueur c du chemin parcouru par le flux (deux quart de cercle et une droite). Elle est fonction de la variable d'intégration x et de la longueur d'entrefer l_e qui peut s'écrire selon l'expression (4.11).

$$c = l_e + \pi x \quad (4.11)$$

Afin de mener à bien le calcul de la perméance de frange, il est nécessaire d'exprimer aussi l'élément de surface élémentaire (4.12) en fonction des variables d'intégration.

$$d\bar{A} = r_0 \cdot d\bar{\alpha} \cdot d\bar{x} \quad (4.12)$$

On trouve enfin la perméance de frange en résolvant l'intégrale présentée à la relation (4.13).

$$\Lambda_{fr} = \int_A \frac{\mu_0}{c} \cdot dA = \int_0^{2\pi} \int_0^h \frac{\mu_0 \cdot r_0}{l_e + \pi \cdot x} \cdot d\alpha \cdot dx = 2\mu_0 r_0 \cdot \ln\left(\frac{l_e + \pi \cdot h}{l_e}\right) \quad (4.13)$$

Cette intégrale est effectuée sur la circonférence de la surface externe (2π) et selon la hauteur de franges considérée (h). Cette hauteur dépend de la géométrie et de la localisation des franges. Ainsi, en se référant à la figure 4.7, on remarque que les franges externes à la structure sont beaucoup plus importantes que les autres. Il s'agit donc de définir la hauteur de franges que l'on considère pour les calculs en fonction de leur localisation dans la structure. On admet ainsi que les franges externes de la paroi externe du transformateur seront calculées sur une hauteur égale à la demi-hauteur du pot. Les franges internes seront considérées sur une hauteur égale à la demi largeur de la dent où se trouvent les franges. Les franges externes de la paroi interne du transformateur seront considérées sur une hauteur égale au rayon du trou central du pot, à concurrence de la demi hauteur du pot.

4.4.2.4 Modélisation des fuites d'encoches

Le flux de fuite associé à une encoche découpée dans un matériaux ferromagnétique et contenant un bobinage doit être pris en considération si l'on désire calculer les perméances mutuelles du transformateur. Pour le calcul de la perméance de fuite d'encoches, la figure 4.11 sert de référence. On y trouve représentés le vecteur de champ magnétique \vec{H} qui est radial par rapport à l'axe de rotation du transformateur et le vecteur de densité de courant \vec{J} qui est perpendiculaire au même axe de rotation en tout point de la bobine.

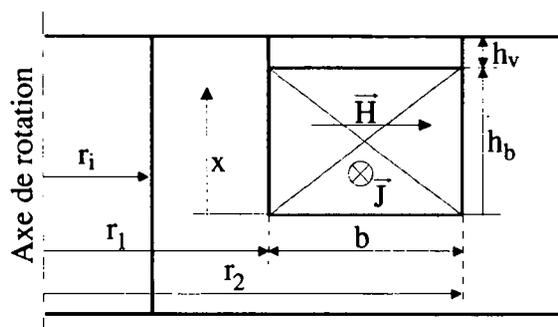


Fig. 4.11 Vue en coupe d'un corps de transformateur

Pour mener à bien ce calcul, il convient d'admettre les hypothèses suivantes :

- Le vecteur de densité de courant J est distribué uniformément dans le milieu conducteur et dirigé perpendiculairement à la surface de la coupe (figure 4.11).
- Dans l'encoche remplie d'air et de cuivre, les lignes de champ sont dirigées radialement à l'axe de rotation du système.
- La perméabilité du fer est supposée infinie. Il en résulte que le champ magnétique H dans le fer est nul.

Dans un premier temps il faut exprimer le champ magnétique en fonction de la position x . On utilise alors la relation (4.14) tirée des équations de Maxwell.

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{A} \quad (4.14)$$

Or l'intégrale du champ magnétique est nulle dans le fer. Dans ce cas, cette même équation (4.14) peut s'écrire sous une forme différente (4.15).

$$H(x) \cdot b = \int_{x=0}^x J b \cdot dx \quad (4.15)$$

L'équation (4.15) permet l'obtention de la valeur du champ magnétique (4.16) en fonction de la valeur du paramètre x .

$$\left. \begin{array}{l} H = J x \quad \text{si} \quad 0 \leq x \leq h_b \\ H = J h_b \quad \text{si} \quad h_b \leq x \leq h_v \end{array} \right\} \quad (4.16)$$

En relation avec la figure 4.11, on désire exprimer l'élément de flux totalisé de hauteur dx pour une position x quelconque. Pour aboutir à cette relation, rappelons la relation liant le flux φ et le potentiel magnétique Θ (4.17).

$$\varphi = \Lambda \cdot \Theta \quad (4.17)$$

Comme le flux totalisé est le produit du flux magnétique par le nombre de spires, on peut écrire l'élément de flux totalisé selon la relation (4.18). En développant l'élément de flux selon l'équation (4.17), on introduit l'élément de perméance pour l'encoche qui est de même type que la perméance radiale définie à la relation (4.9).

$$d\psi = N(x) \cdot d\varphi = N(x) \cdot \Theta(x) \cdot d\Lambda = N(x) \cdot \Theta(x) \cdot \frac{2\pi\mu_0}{(\ln(r_2) - \ln(r_1))} dx \quad (4.18)$$

Dans l'équation (4.18), le terme $N(x)$ représente le nombre de spires en fonction de la hauteur x . Il est défini à la relation (4.19).

$$\left. \begin{array}{l} N(x) = N \frac{x}{h_b} \quad \text{si} \quad 0 \leq x \leq h \\ N(x) = N \quad \text{si} \quad 0 \leq x \leq h \end{array} \right\} \quad (4.19)$$

Le potentiel magnétique s'exprime comme le produit de la largeur d'encoche b par le champ magnétique défini par la formule (4.16). La connaissance de tous ces éléments de calcul nous permet de procéder à l'intégration de l'élément de flux totalisé par rapport au paramètre x afin d'obtenir l'expression du flux totalisé (4.20).

$$\begin{aligned}
 \psi &= \int_0^{h_b} \frac{N(x) \cdot H(x) \cdot 2b\pi\mu_0}{(\ln(r_2) - \ln(r_1))} dx + \int_{h_b}^{h_b+h_c} \frac{N(x) \cdot H(x) \cdot 2b\pi\mu_0}{(\ln(r_2) - \ln(r_1))} dx \\
 &= \int_0^{h_b} \frac{x}{h_b} \cdot \frac{2NJxb\pi\mu_0}{(\ln(r_2) - \ln(r_1))} dx + \int_{h_b}^{h_b+h_c} \frac{2NJh_b b\pi\mu_0}{(\ln(r_2) - \ln(r_1))} dx \\
 &= \frac{2NJbh_b\pi\mu_0}{\ln(r_2) - \ln(r_1)} \cdot \left(\frac{h_b}{3} + h_c \right)
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

Le potentiel magnétique étant défini selon la relation (4.21), on peut écrire la relation (4.20) de manière plus intéressante (4.22).

$$\Theta = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{A} = J \cdot b \cdot h_b = N \cdot i \tag{4.21}$$

$$\psi = N^2 \frac{2\pi \cdot \mu_0 \cdot i}{\ln(r_2) - \ln(r_1)} \cdot \left(\frac{h_b}{3} + h_c \right) \tag{4.22}$$

Finalement, en reprenant la définition, la perméance de fuite d'encoches s'exprime selon la relation (4.23).

$$\Lambda_{\alpha} = \frac{\psi}{i \cdot N^2} = \frac{2\pi \cdot \mu_0}{\ln(r_2/r_1)} \cdot \left(\frac{h_b}{3} + h_c \right) \tag{4.23}$$

4.4.2.5 Perméances d'entrefer

Les perméances d'entrefer se calculent selon le modèle de la perméance axiale définie à la relation (4.8). Elles dépendent de la dimension de l'entrefer l_e et de la géométrie du transformateur. On différencie pour la structure de type E deux perméances d'entrefer, la perméance externe et la perméance interne appelées respectivement Λ_{e1} et Λ_{e2} . Toutes deux sont définies à la relation (4.24) en fonction des paramètres géométriques de la structure.

$$\left. \begin{aligned}
 \Lambda_{e1} &= \frac{\mu_0\pi \cdot \left((r_i + h - e_2)^2 - (r_i + h)^2 \right)}{l_e} \\
 \Lambda_{e2} &= \frac{\mu_0\pi \cdot \left((r_i + e_1)^2 - r_i^2 \right)}{l_e}
 \end{aligned} \right\} \tag{4.24}$$

4.4.2.6 Conclusion

Cette section 4.4.2 nous a permis de formuler les expressions servant au calcul des perméances élémentaires apparaissant dans le schéma équivalent magnétique de la structure de type E. Les formules trouvées n'étant pas toujours exprimées en fonction des variables géométriques définissant la structure (figure 4.4), on trouve dans les annexes au chapitre 4 un résumé de toutes ces formules réécrites selon les bons paramètres. Les formules ainsi obtenues seront directement introduite dans le logiciel de calcul et de dimensionnement.

4.4.3 Calcul des inductances propres et mutuelles

4.4.3.1 Définitions

L'analyse du schéma magnétique équivalent permet le calcul des inductances propres et mutuelles liées aux bobinages du système considéré.

L'inductance propre est définie comme le quotient du flux totalisé ψ dans un circuit électrique par le courant i qui le crée. Par développement de la définition, on aboutit à la relation (4.25).

$$L = \frac{\psi}{i} = N^2 \Lambda \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} N = \text{nombre de spires} \\ \Lambda = \text{perméance propre} \end{array} \quad (4.25)$$

Le calcul de l'inductance mutuelle entre deux enroulements implique la connaissance de la perméance mutuelle Λ_{21} . Elle est obtenue par le quotient du flux commun φ_{21} à deux bobines par le potentiel Θ_1 qui crée ce flux. Ces paramètres sont liés par la relation (4.26).

$$\Lambda_{21} = \frac{\varphi_{21}}{\Theta_1} \quad (4.26)$$

L'inductance mutuelle entre deux circuits électriques est définie par le quotient du flux totalisé commun au deux enroulement généré par un circuit et son courant. Par l'unicité des lignes de champ, l'inductance mutuelle est réciproque et s'exprime par la relation (4.27).

$$L_{12} = L_{21} = \frac{\psi_{21}}{i_1} = N_1 N_2 \Lambda_{21} \quad (4.27)$$

A partir du schéma magnétique équivalent du système, on procède au calcul du flux commun φ_{21} . Cette opération est décrite dans la suite de ce chapitre, dans la section consacrée au calcul de l'inductance mutuelle.

4.4.3.2 Calcul de l'inductance propre

La connaissance de l'inductance propre de la bobine associée à la structure de type E nécessite le calcul de la perméance équivalente vue de la source de potentiel que représente la bobine en question. Pour réaliser ce développement, on utilise le schéma équivalent magnétique présenté à la figure 4.12. Ce schéma comprend les différentes réluctances définissant le système, les sources de potentiels correspondant aux bobines et la définition du flux φ issu de la source Θ_1 et du flux commun φ_{21} .

Sur la base du schéma de la figure 4.12, on opère un premier regroupement de réductances partielles. On exprime ainsi deux réductances équivalentes R_1 et R_2 réunissant les réductances de franges et d'entrefer. On calcule ensuite une réductance équivalente R_3 composée de la mise en parallèle de la réductance de fuite d'encoches du secondaire et des diverses réductances secondaires.

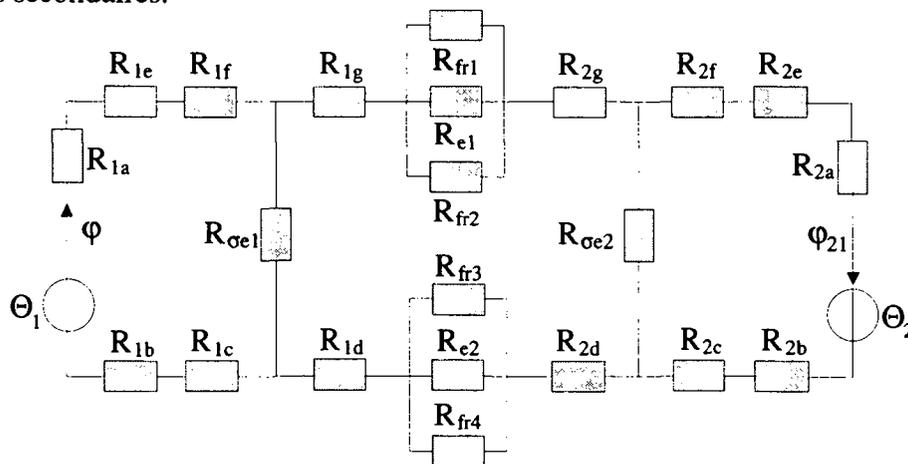


Fig. 4.12 Schéma magnétique équivalent de la structure de type E

$$\left. \begin{aligned}
 R_1 &= \frac{R_{fr1} R_{fr2} R_{e1}}{R_{fr1} R_{fr2} + R_{fr1} R_{e1} + R_{fr2} R_{e1}} \\
 R_2 &= \frac{R_{fr3} R_{fr4} R_{e2}}{R_{fr3} R_{fr4} + R_{fr3} R_{e2} + R_{fr4} R_{e2}} \\
 R_3 &= \frac{(R_{2f} + R_{2e} + R_{2a} + R_{2b} + R_{2c}) \cdot R_{\sigma e2}}{R_{2f} + R_{2e} + R_{2a} + R_{2b} + R_{2c} + R_{\sigma e2}}
 \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

Par cette première simplification, on aboutit au schéma équivalent simplifié de la figure 4.13.

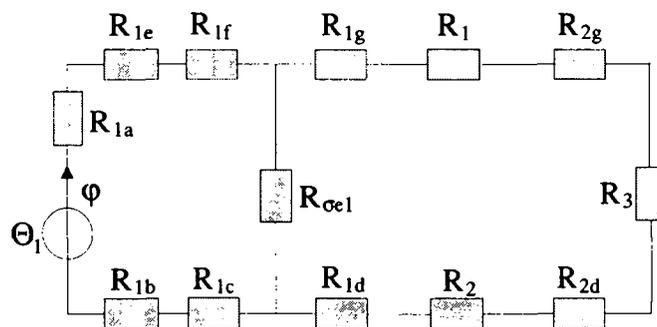


Fig. 4.13 Schéma équivalent simplifié

Il est ensuite possible de simplifier le schéma de la figure 4.13 en regroupant en une seule réductance R_4 tous les éléments se trouvant en série avec la réductance R_3 (4.29).

$$R_4 = R_{1g} + R_{2g} + R_{2d} + R_{1d} + R_1 + R_2 + R_3 \quad (4.29)$$

Cette opération nous permet de regrouper la réductance R_4 et la réductance de fuite d'encoches primaire. On obtient ainsi la réductance R_5 exprimée à la relation (4.30).

$$R_5 = \frac{R_4 R_{\sigma 1}}{R_4 + R_{\sigma 1}} \quad (4.30)$$

Ces simplifications permettent finalement d'aboutir au schéma simplifié de la figure 4.14, d'exprimer la réductance totale (4.31) vue de la bobine primaire et de calculer les inductances propres (4.32).

$$R_{tot} = R_{1a} + R_{1b} + R_{1c} + R_{1e} + R_{1f} + R_5 \quad (4.31)$$

$$\left. \begin{aligned} L_{11} &= \frac{1}{R_{tot}} \cdot N_1^2 \\ L_{22} &= \frac{1}{R_{tot}} \cdot N_2^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

Les grandeurs N_1 et N_2 représentent les nombres de spires respectifs de chaque enroulement du transformateur.

4.4.3.3 Calcul de l'inductance mutuelle

L'inductance mutuelle s'obtient, selon la relation (4.26) en calculant le flux φ_{21} commun au deux enroulements du système. Pour débiter le calcul, on se réfère au schéma magnétique simplifié de la figure 4.14 et on en déduit le potentiel magnétique (4.33) aux bornes de la réductance R_5 .

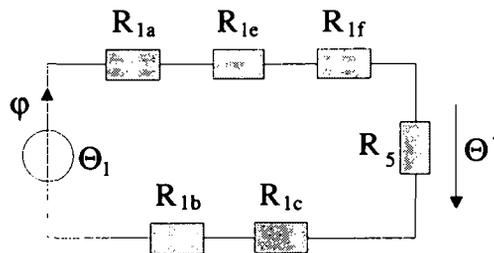


Fig. 4.14 Schéma magnétique équivalent

$$\Theta' = \Theta_1 \cdot \left(\frac{R_5}{R_5 + R_{1a} + R_{1b} + R_{1c} + R_{1e} + R_{1f}} \right) \quad (4.33)$$

Le potentiel magnétique Θ' étant connu, on peut décomposer la réductance R_5 selon le schéma de la figure 4.15 et calculer la valeur du potentiel magnétique Θ'' aux bornes de la réductance R_3 (4.34).

$$\Theta'' = \Theta' \cdot \left(\frac{R_3}{R_3 + R_{1d} + R_{2d} + R_{1g} + R_{2g} + R_1 + R_2} \right) \quad (4.34)$$

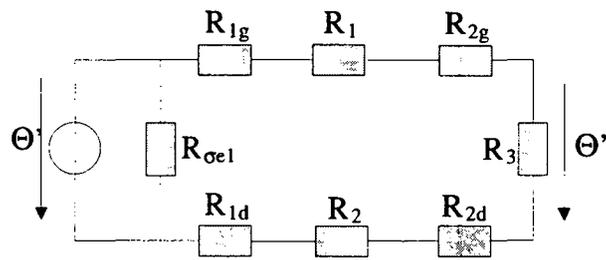


Fig. 4.15 Schéma magnétique équivalent

On applique ensuite le potentiel obtenu à la relation (4.34) à la réluctance R_3 développée et l'on obtient le schéma de la figure 4.16.

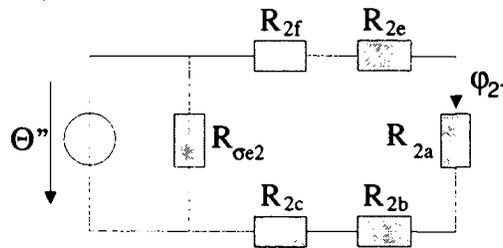


Fig. 4.16 Schéma magnétique équivalent

Il est alors possible d'exprimer le flux φ_{21} créé par le potentiel primaire et traversant la bobine secondaire (4.35).

$$\varphi_{21} = \frac{\Theta''}{(R_{2f} + R_{2e} + R_{2a} + R_{2b} + R_{2c})} \quad (4.35)$$

En considérant les relations (4.28) à (4.30) et (4.36), il est possible d'exprimer l'équation (4.35) sous une forme plus simple (4.37) et étant fonction du potentiel magnétique Θ_1 .

$$\left. \begin{aligned} R_{eq1} &= \frac{R_5}{R_5 + R_{1a} + R_{1b} + R_{1c} + R_{1e} + R_{1f}} \\ R_{eq2} &= \frac{R_3}{R_3 + R_{1d} + R_{2d} + R_{1g} + R_{2g} + R_1 + R_2} \\ R_{eq3} &= R_{2f} + R_{2e} + R_{2a} + R_{2b} + R_{2c} \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

$$\varphi_{21} = \Theta_1 \frac{R_{eq1} R_{eq2}}{R_{eq3}} \quad (4.37)$$

La connaissance du flux couplé et de la relation (4.26) nous permet finalement de trouver la valeur de l'inductance mutuelle (4.38).

$$L_{21} = N_1 N_2 \Lambda_{21} = N_1 N_2 \frac{\varphi_{21}}{\Theta_1} = N_1 N_2 \frac{R_{eq1} R_{eq2}}{R_{eq3}} \quad (4.38)$$

4.5 Validation du modèle de calcul des inductances propres et mutuelles

4.5.1 Introduction

La modélisation de la structure de type E entreprise au point 4.4 nous permet de calculer les inductances propres et mutuelle liées à cette structure. Afin de quantifier le niveau de précision atteint avec cette méthode de calcul et de fixer les limites de son utilisation, il est judicieux de comparer les résultats obtenus par calcul avec une référence supposée correcte, à savoir un logiciel de simulation par éléments finis (Flux2D). Pour réaliser cette comparaison, deux paramètres ont été testés : la taille de la structure et la taille de l'entrefer.

4.5.2 Inductance propre et mutuelle en fonction de la taille de la structure

Il est intéressant, dans un premier temps, de quantifier le niveau de précision du calcul de l'inductance propre et mutuelle en fonction de la taille de la structure en se basant sur les méthodes de calcul proposées au point 4.4. Les fabricants de structures en ferrite proposent dans leurs gammes de produits des structures en forme de E ou pot de différentes dimensions. La comparaison entre calcul et simulation (Flux2d) a ainsi été entreprise pour quatre structures de tailles différentes. Les résultats obtenus lors de cette comparaison, ainsi que l'erreur relative résultante, apparaissent au tableau 4.2. Lors des calculs, l'entrefer a été fixé à 0.1mm et l'encoche est à moitié remplie par le bobinage. La perméabilité initiale μ_i du matériau considéré vaut 1800.

	Inductance propre [μH]			Inductance mutuelle [μH]		
	Calculée	Flux 2D	Erreur relative [%]	Calculée	Flux 2D	Erreur relative [%]
Pot 14	0.222	0.218	1.8	0.1986	0.195	1.8
Pot 22	0.477	0.483	1.2	0.441	0.445	0.9
Pot 26	0.669	0.679	1.4	0.623	0.633	1.5
Pot 36	1.3	1.331	2.3	1.24	1.271	2.4

Tableau 4.2 Comparaison entre valeurs de calcul et valeurs simulées

Le tableau 4.2 met en valeur la qualité de la modélisation obtenue pour ces différents cas de figure puisque l'erreur relative maximale observée n'excède pas 2.4%.

Il est nécessaire de comparer au moins un de ces cas à une exécution réelle. Pour la réalisation, le pot 36 a été choisi. On obtient alors le tableau 4.3 qui résume les différents cas abordés.

Inductance propre calculée [μH]	Inductance propre Flux 2D [μH]	Inductance propre mesurée [μH]
1.3	1.331	1.28

Tableau 4.3 Comparaison de différentes inductances propres

On constate la cohérence entre toutes les valeurs. On observe une erreur relative de 3.7% entre la valeur obtenue au moyen de la simulation (Flux 2D) et la valeur mesurée.

4.5.3 Inductances propres et mutuelles en fonction de l'entrefer

Il semble utile d'observer l'effet de la variation de la longueur d'entrefer sur la précision du modèle de calcul proposé. Pour réaliser ce test, la structure en E ou pot d'un diamètre de 36 mm a été choisie. A nouveau, la référence de comparaison adoptée est le même programme de simulation à éléments finis (Flux2D). Les résultats de la comparaison de ces deux méthodes de calcul sont présentés à la figure 4.17.

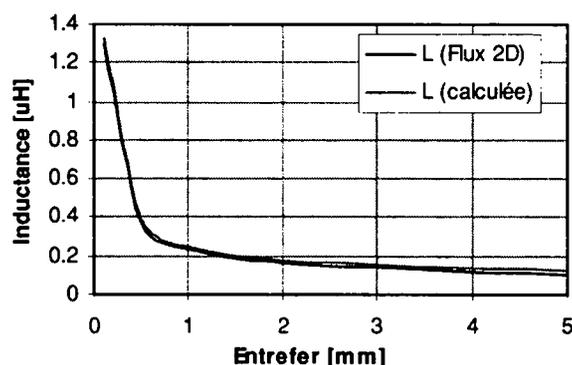


Fig. 4.17 Inductance propre simulée et calculée en fonction de l'entrefer

On remarque sur le graphe de la figure 4.17 que les deux courbes sont apparemment très semblables. On remarque une divergence plus importante lorsque l'entrefer est important. De ce fait, il est préférable d'observer la courbe de l'erreur relative entre le calcul et la simulation en fonction de l'entrefer (Fig. 4.18).

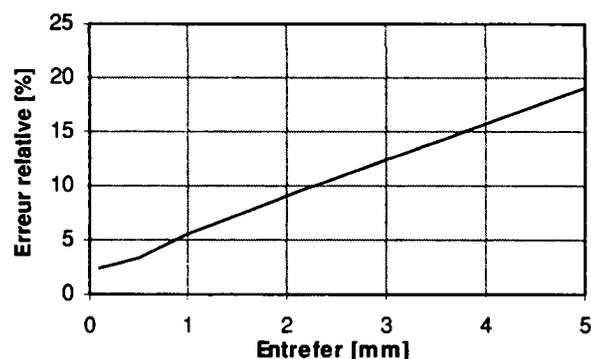


Fig. 4.18 Erreur relative de l'inductance calculée en fonction de l'entrefer

On remarque alors que l'erreur relative est tout à fait acceptable (<5%) pour des entrefers inférieurs à 1mm. Pour des valeurs d'entrefers supérieures, l'erreur relative devient plus conséquente et le modèle proposé n'est donc plus conseillé.

La valeur limite de 1mm pour l'entrefer obtenue dans ce cas ne peut pas être généralisée. En effet il faut mettre cette grandeur en relation à d'autres paramètres tels que la largeur de la paroi (ou dent) de la structure ou la largeur d'encoche. Toutefois, on peut émettre le principe selon lequel l'entrefer ne doit pas dépasser le tiers de la largeur de dent pour que l'erreur commise sur l'inductance propre demeure raisonnable, soit inférieure à 5%.

En ce qui concerne l'inductance mutuelle (Figure 4.19), on observe un comportement similaire. En effet l'erreur relative croît en fonction de l'entrefer.

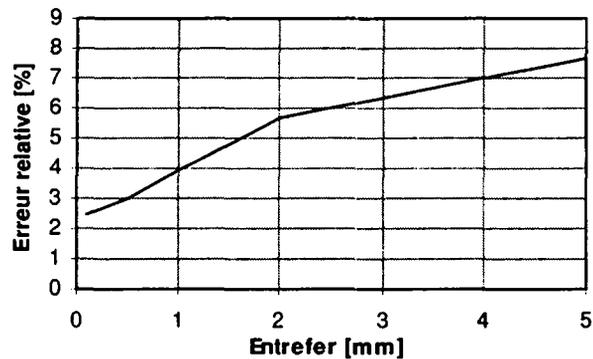


Fig. 4.19 Erreur relative de l'inductance mutuelle calculée en fonction de l'entrefer

L'erreur relative obtenue dans le cas de la comparaison entre l'inductance mutuelle calculée et l'inductance mutuelle simulée par le programme de calcul par élément finis (flux2D) est moins importante que pour le cas précédent traitant de l'erreur relative sur l'inductance propre calculée. On peut ainsi être satisfait de la modélisation des inductances propres et mutuelles présentée dans ce chapitre et autoriser son utilisation pour le dimensionnement de transformateur tournant à structure en ferrite.

On trouve dans les annexes au chapitre 4 les mêmes comparaisons faites pour la structure de type U. Les résultats obtenus sont aussi très satisfaisants.

4.5.4 Discussion

Les modèles de calcul proposés pour déterminer les inductances propres et mutuelle liées aux structures de type E et U reflètent bien la réalité lorsque l'entrefer est de petite taille par rapport à la structure, notamment par rapport à l'épaisseur des parois ou de la dent. Dans ce cas, l'erreur attendue sur un résultat (calcul d'inductances) n'excède pas 5%.

On admet ainsi une limitation de l'utilisation de cette modélisation lorsque l'entrefer devient important. Dans ce cas les chemins empruntés par le flux changent de manière majeure et le modèle choisi devient inadapté. Cependant, on admet que cette modélisation des inductances propres et mutuelles est adaptée dans le cadre de ce travail puisque les transformateurs de puissance sont rarement pourvus d'entrefer important.

La comparaison faite entre les valeurs calculées, simulées et mesurées dans un cas a montré une bonne correspondance entre chacune de ces valeurs et permet de considérer les méthodes de calcul proposées pour la détermination d'inductances propres et mutuelles comme suffisamment précises dans le cadre de dimensionnement de transformateurs de puissance à structure en ferrite.

4.6 Modélisation des pertes fer

4.6.1 Introduction

La présence d'un flux alternatif dans un milieu ferromagnétique génère des pertes et par conséquent un échauffement. Ces pertes proviennent en réalité de deux phénomènes bien connus:

- Le phénomène d'hystérésis.
- Les courants induits appelés plus communément courants de Foucault.

Les pertes par hystérèse découlent de la variation cyclique du champs magnétique dans un matériau dont la caractéristique typique est présentée à la figure 4.20.

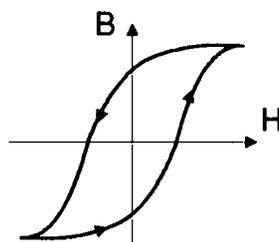


Fig. 4.20 Caractéristique B-H typique d'un matériau ferromagnétique

L'énergie spécifique w_{hyst} dissipée lors d'un tel comportement de l'induction et du champ magnétique dans le matériau est liée directement à la surface du cycle d'hystérésis. Cette énergie s'entend par unité de volume V et pour chaque cycle de fonctionnement.

$$w_{\text{hyst}} = \iint H \cdot dB \, dV \quad [J/m^3] \quad (4.39)$$

Les pertes par courants de Foucault sont associées à la résistivité des matériaux ferromagnétique qui n'est pas infinie. De ce fait, la présence d'un vecteur d'induction magnétique dans le matériau implique la génération de courants induits, responsables des pertes produites au sein du matériau. Dans la pratique et afin de minimiser les pertes par courant de Foucault, on fabrique des matériaux présentant une résistivité aussi grande que possible. On utilise aussi, lorsque cela est possible, des structures à base de tôles empilées et isolées électriquement entre elles. On empêche alors partiellement la circulation des courants induits dans le matériau. On constate donc la dépendance entre les pertes par courants de Foucault et la forme du matériau conduisant le flux magnétique. En ce qui concerne les ferrites, on limite les pertes par courants de Foucault en optimisant la résistivité du matériau. Ces pertes sont d'ailleurs en général bien inférieures aux pertes par hystérèse.

Lors de l'utilisation de ferrites pour des applications de puissance, il est nécessaire de fixer la température de fonctionnement au dessous de la température que peut supporter le matériau. Les pertes spécifiques, pour une fréquence et une induction déterminées, présentent en général un minimum dans la plage de température allant de zéro à 150 degrés (voir la figure 4.22). En travaillant à cette température, les pertes sont minimisées. Parfois, la taille du dispositif est un facteur plus important et le rendement n'est plus le paramètre à optimiser. On travaille alors à des températures plus élevées. Dans ces deux cas, l'échauffement des corps en ferrite et des bobinages doit être calculé et seule la connaissance des pertes dans le système analysé permet cette évaluation.

4.6.2 Modélisation des pertes par hystérèse dans les ferrites

De par la complexité du comportement de la ferrite en fonction des différents paramètres en jeu (fréquence, induction, température, type de ferrites) et la non linéarité des propriétés physiques des ferrites en fonction de ces mêmes paramètres, il est préférable de modéliser les pertes par hystérèse en se basant sur les mesures effectués par les fabricants de ferrites. Pour réaliser ces mesures, des structures de petites tailles en forme de tores sont généralement utilisées. Dans ce cas la surface traversée par le flux est faible, ce qui rend négligeables les pertes par courants de Foucault. Par contre, les pertes résiduelles sont comprises dans les pertes ainsi mesurées.

La référence [6] propose une méthode de calcul des pertes par hystérèse. Cette méthode, présentée par un fabricant de ferrites, est basée sur l'équation de Steinmetz [7] qui traduit les pertes dans la ferrite en fonction de la fréquence et du niveau d'induction (4.40).

$$P_h = C_m f^x B^y \quad (4.40)$$

Les différents paramètres apparaissant dans la formule de Steinmetz sont:

- P_h : les pertes par hystérèse [W/m³]
- C_m, x, y : coefficients de Steinmetz [-]
- B : induction de crête [T]
- f : fréquence [Hz]

La dépendance de la température est introduite ensuite sous la forme d'une fonction du second ordre (4.41). Cette fonction apparaît comme le quotient des pertes à une température donnée T par les pertes à la température de référence de 100°C. Elle vaut 1 pour une température de 100°C.

$$\frac{P_h(T)}{P_h(T=100^\circ\text{C})} = C(T) = ct_2 \cdot T^2 + ct_1 \cdot T + ct \quad (4.41)$$

Finalement la relation (4.42) traduit de manière générale les pertes par hystérèse [6].

$$P_h(T) = C_m \cdot f^x \cdot B^y \cdot (ct_2 \cdot T^2 + ct_1 \cdot T + ct) \quad (4.42)$$

La détermination des différents coefficients apparaissant à la relation (4.42) implique la connaissance, par le biais de mesures, du comportement du matériau en fonction de la température, du niveau d'induction et de la fréquence. Par des artifices numériques et statistiques, il devient alors possible d'adapter au mieux ces coefficients aux différentes courbes de comportement de la ferrite examinée. On trouve dans les annexes au chapitre 4 une liste de matériaux pour lesquels les coefficients ont été adaptés. Certains de ces coefficients sont fournis par les fabricants (3C85 et 3F3 de Philips) et d'autres ont été calculés selon des courbes se trouvant dans les catalogues de ferrites (N67 et N87 de Siemens). La méthode de calcul et d'adaptation des paramètres à ces courbes est décrite dans la même annexe.

Cette modélisation tirée de la référence [6] permet d'obtenir une bonne appréciation des pertes par hystérèse et résiduelles dans la ferrite. L'erreur commise n'excède pas 20 %, dans le cas le plus défavorable. Lorsque l'on procède selon la méthode décrite dans les annexes au chapitre 4, les résultats sont aussi très satisfaisants comme en témoignent les graphes des figures 4.21 et 4.22 qui concernent une ferrite de type N67 de Siemens.

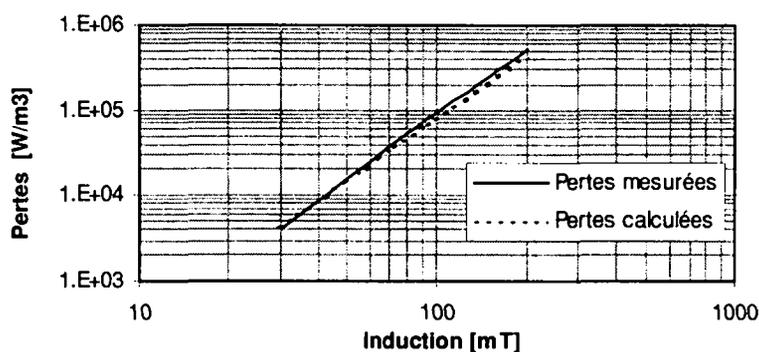


Fig. 4.21 Pertes spécifiques par hystérèse à 100kHz et 100°C en fonction de l'induction

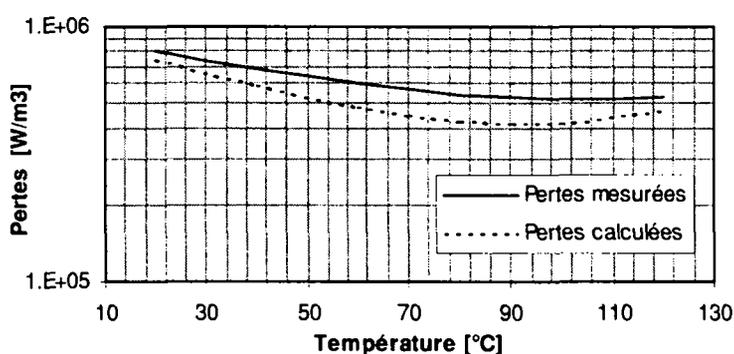


Fig. 4.22 Pertes spécifiques par hystérèse à 100kHz en fonction de la température et pour un niveau d'induction de 100mT

On remarque en effet la bonne correspondance entre la courbe mesurée par le fabricant de ferrite et la courbe calculée. Les différences maximales observées sont de l'ordre de 20 à 25% dans les cas les plus défavorables. L'importance des erreurs observées est due à la largeur de la plage de fréquences, de niveau d'induction et de température couverte par la modélisation. Une amélioration très intéressante de la précision de calcul est envisageable si l'on restreint la plage de fréquences considérée. Dans ce cas une précision de calcul inférieure à 10% devient tout à fait réaliste. Lors d'un dimensionnement, il est donc préférable, dans la mesure du possible, de fixer la fréquence de fonctionnement du transformateur afin de limiter la plage de fréquences et de calculer avec une bonne précision les pertes par hystérèse.

4.6.3 Modélisation des pertes par courants de Foucault dans les ferrites

4.6.3.1 Introduction et approche simplifiée

La présence d'un flux magnétique alternatif dans un circuit magnétique génère des courants induits dans la surface perpendiculaire aux lignes de flux. Ces courants induits, appelés courants de Foucault circulent mieux lorsque la résistivité du matériau est faible et lorsque la section disponible est importante. Bien que la grandeur de la surface soit un paramètre important, la forme de cette surface reste le paramètre déterminant dans l'appréciation des pertes. En effet une section longue et étroite (tôle) est préférable à une section identique de forme circulaire. On admet ainsi (références [3] et [6]) que les pertes par courant de Foucault varient selon l'induction et la fréquence au carré et qu'elle sont inversement proportionnelles à la résistivité du matériau. Selon ces mêmes sources, la section traversée par le flux est

représentée par une grandeur caractéristique d qui peut être, selon le cas, le diamètre (cylindre) ou l'épaisseur (barreau ou tôle). Les pertes par courants de Foucault (4.43) sont alors calculées en émettant les hypothèses suivantes :

- L'induction magnétique dans la surface considérée est uniformément distribuée.
- La fréquence est suffisamment faible pour que l'amplitude du champ magnétique généré par les courants de Foucault soit négligeable par rapport au champ principal circulant dans la structure.
- La résistivité ρ est une constante.

$$P_F = \frac{(\pi B f d)^2}{\rho \beta} \quad (4.43)$$

Les variables apparaissant à la relation (4.43) sont définies de la manière suivante:

- ρ : résistivité du matériau, [Ωm]
- f : fréquence de fonctionnement, [Hz]
- B : champ d'induction magnétique de crête, [T]
- d : grandeur géométrique qualifiant la surface traversée par le flux, [m]
- β : paramètre de correction de forme, [-]
- P_F : pertes spécifiques par courants de Foucault. [W/m³]

Lorsque le flux traverse une section circulaire ou carrée, le paramètre d est égal au diamètre de cette section, respectivement à la longueur du côté du carré et β vaut 16 [3]. Pour une section rectangulaire d'épaisseur d , β vaut 6. On constate ainsi, qu'à surface identique, une tôle soumise à un champ alternatif présente moins de pertes par courants de Foucault qu'un cylindre ou qu'un barreau carré.

Pour les structures présentés (type E et type U) telles qu'elles ont été décrites au début de ce chapitre, on utilise le terme d comme étant l'épaisseur des parois de la structure considérée. Lorsqu'on est confronté à une structure dont l'épaisseur des parois varie beaucoup, on est contraint de calculer les pertes par courant de Foucault en fractionnant la structure en plusieurs parties.

4.6.3.2 Cas réel

Le calcul des pertes par courant de Foucault établi à la formule (4.43) demeure correct dans des conditions bien précises et selon les hypothèses qui ont été posées précédemment. Cependant, lorsque ces conditions ne sont plus remplies, il est nécessaire d'adapter le calcul des pertes en fonction de différents paramètres tels que la fréquence, la température, les dimensions du corps en ferrite et la nature même du matériau. Ces paramètres agissent en principe sur la valeur de la résistivité du matériau qui peut fortement varier et par conséquent influencer considérablement le calcul des pertes par courants de Foucault. Pour cette raison, il est important d'étudier le comportement de la résistivité du matériau en fonction de la température et de la fréquence.

4.6.3.3 Comportement de la résistivité en fonction de la température

La résistivité du matériau (ferrite) est un paramètre variant fortement en fonction d'éléments tels que la température ou la fréquence. Il est cependant bien difficile de mettre en équation le comportement de la résistivité en fonction de ces deux paramètres car il varie fortement d'une ferrite à une autre. On admet toutefois dans la littérature [3] que la résistivité en régime continu varie en fonction de la température selon la relation (4.44) .

$$\rho_{DC} = \rho_{\infty} \cdot \exp\left(\frac{E_p}{k \cdot T}\right) \quad (4.44)$$

Les grandeurs introduites dans cette relation (4.44) sont définies de la manière suivante :

- ρ_{∞} : résistivité pour une température infinie,
- E_p : énergie d'activation (électron-volt ou Joule)
- k : constante de Boltzmann,
- T : température en Kelvin.

Cette relation s'applique dans tous les cas lorsque la fréquence est faible et proche de zéro. Certaines ferrites présentent des caractéristiques telles que l'effet de la fréquence sur la résistivité demeure faible pour des plages allant de 0 à quelques centaines de kiloHertz. D'autres présentent un comportement très différent dans le sens où, à basse fréquence déjà, on observe une variation importante de la résistivité.

4.6.3.4 Comportement de la résistivité en fonction de la fréquence

De par son procédé de fabrication, la ferrite se compose d'un assemblage de grains présentant de bonnes caractéristiques magnétiques et électriques. Ces grains, d'une dimension de l'ordre de 20 μm , sont isolés les uns des autres par une fine couche constituée généralement de produits tels que le silicium ou l'oxyde de calcium. Ces produits sont ajoutés pour améliorer le processus de fabrication et les propriétés du matériau. Ils ne présentent pas de caractéristique magnétique particulière ($\mu_r = 1$).

Globalement, on peut considérer un morceau de ferrite comme la mise en série d'un matériau représentant les grains et d'un autre représentant les fines couches séparant les grains. En admettant que la longueur de l'élément représentant les grains est unitaire, on appelle α l'épaisseur du matériau représentant les couches fines située entre les grains. Ces deux matériaux présentent les caractéristiques d'un matériau diélectrique et peuvent être considérés selon le modèle électrique équivalent de la figure 4.23.

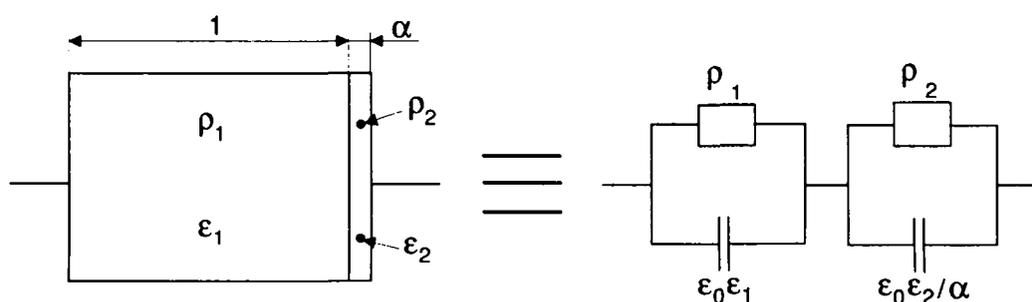


Fig. 4.23 Modèle électrique équivalent de la ferrite

Les propriétés électriques des grains (ρ_1, ϵ_1) et des couches minces séparant les grains (ρ_2, ϵ_2) présentent un comportement variant fortement en fonction de la fréquence. En relation avec la figure 4.23, on a constaté pour les ferrites les propriétés suivantes :

$$1) \alpha \ll 1 \qquad 2) \epsilon_1 \approx \epsilon_2 \qquad 3) \alpha \rho_2 \gg \rho_1$$

Ces propriétés intrinsèques de la ferrite permettent de mettre en évidence son comportement en fonction de la fréquence (4.45).

$$\left. \begin{array}{l} \text{lorsque } f \rightarrow 0 \\ \rho \rightarrow \alpha \cdot \rho_2 \\ \epsilon \rightarrow \frac{\epsilon_2}{\alpha} \\ \\ \text{lorsque } f \rightarrow \infty \\ \rho \rightarrow \rho_1 \\ \epsilon \rightarrow \epsilon_1 \end{array} \right\} \quad (4.45)$$

On constate ainsi que la résistivité à basse fréquence correspond à celle du matériau isolant les grains car sa valeur est beaucoup plus grande que celle des grains. A haute fréquence, l'impédance de l'isolant tend vers zéro (l'impédance de la capacité devient nulle) et la résistivité totale du matériau correspond alors à celle des grains. Elle devient ainsi beaucoup plus faible. Typiquement, une ferrite à base de manganèse et de zinc présente une résistivité variant de $1 \Omega\text{m}$ ($f=0$) à $0.001 \Omega\text{m}$ ($f=\infty$). Les ferrites constituées de nickel et de zinc ont une résistivité beaucoup plus élevée, variant entre $100000 \Omega\text{m}$ ($f=0$) et $30 \Omega\text{m}$ ($f=\infty$).

Bien que le modèle présenté à la figure 4.23 procure une bonne image du comportement des ferrites (la résistivité diminue avec l'augmentation de la fréquence), il ne correspond pas de manière précise au comportement réel de chaque ferrite. On peut ajouter que ce modèle doit être considéré à une température déterminée. Si la température change, il est nécessaire de reconsidérer tous les paramètres du modèle ($\rho_1, \rho_2, \epsilon_1, \epsilon_2$).

Finalement, il est intéressant d'observer que les mesures réalisées par les fabricants montrent une sensibilité moindre de la résistivité en fonction de la fréquence lorsque la température s'élève.

4.6.3.5 Résonance de dimension

Le calcul des pertes par courants de Foucault établi à la relation (4.43) admet certaines hypothèses dont la distribution uniforme du flux dans toute la surface considérée et traversée par ce flux. Or, à haute fréquence, cette hypothèse peut ne plus être vérifiée. En effet, lorsque la perméabilité et la constante diélectrique relative du matériau sont élevées, il apparaît des ondes magnétiques stationnaires, phénomène appelé « résonance de dimension ». Ce phénomène apparaît lorsque la grandeur caractéristique de la surface considérée pour le calcul des pertes par courants de Foucault (équation (4.43) variable appelée d) dépasse la moitié de la longueur d'onde (4.46). Il engendre une annulation du flux et la chute de la perméabilité relative à zéro.

$$\lambda = \frac{1}{f \cdot \sqrt{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (4.46)$$

Les différentes variables intervenant dans cette relation (4.46) sont :

- λ : longueur d'onde,
- μ_0 : perméabilité du vide,
- μ_e : perméabilité effective du matériau,
- ϵ_0 : constante diélectrique du vide,
- ϵ : constante diélectrique relative du matériau.

En considérant des valeurs typiques ($\epsilon = 10^5$, $\mu_e = 10^3$) pour une ferrite à base de manganèse et de zinc et une fréquence de 1MHz, on trouve une longueur d'onde de 30mm. On admet ainsi que si l'une des sections de la structure en ferrite présente un diamètre supérieur à 15mm, une résonance de dimension peut apparaître. Il est possible de repousser les limites de ce phénomène en introduisant un entrefer dans la structure. La perméabilité effective du système diminue fortement dans ce cas et permet de travailler avec des structures de plus grandes tailles même à des fréquences élevées.

De par la nature des applications visées par ce travail de thèse, on n'a pas à ce soucier de ce phénomène. En effet les fréquences envisagées restent limitées à quelques centaines de kiloHertz et chaque transformateur de puissance réalisé (transmission de puissance à un éléments tournant) est pourvu d'un entrefer. On admet ainsi que le phénomène de résonance de dimension n'intervient pas dans le calcul et le dimensionnement de transformateurs de puissance rotatifs.

4.6.3.6 Synthèse

Les différentes considérations introduites aux points précédents montrent la complexité de modélisation de la résistivité de la ferrite en fonctions des différents paramètres impliqués qui sont la température et la fréquence. Il est intéressant, dans une perspective de simplification, d'observer le comportement de la résistivité de certains matériaux susceptibles d'être utilisés dans des applications de puissance telles qu'on les entend dans ce travail. On se réfère alors au tableau 4.4 tiré de la référence [6] qui nous présente différentes valeurs de résistivité en fonction de la température et de la fréquence.

	Matériaux	Température [°C]	Fréquence [kHz]		
			10	100	1000
Résistivité [Ωm]	Philips 3C85	25	1.6	1.2	0.4
	Philips 3C85	100	0.4	0.4	0.2
	Philips 3F3	25	2.1	1.7	0.7
	Philips 3F3	100	0.5	0.4	0.3

Tableau 4.4 Résistivité mesurée de différents matériaux

Ce tableau de mesure de la résistivité de certains matériaux destinés aux applications de puissance met en évidence trois aspects du comportement de la résistivité en fonction de la température et de la fréquence :

- Le rôle de la fréquence est peu marqué jusqu'à 100kHz.
- La fréquence a peu d'effet lorsque le matériau est chaud (100°C).
- La température modifie considérablement la valeur de la résistivité et est un paramètre dont l'influence sur la résistivité est supérieure à celle de la fréquence.

Il convient alors, pour se rendre compte de l'importance des pertes par courants de Foucault (4.43) par rapport aux autres pertes (pertes par hystérésis, résiduelles, relation (4.42)), de calculer ces différentes pertes pour un élément en ferrite cylindrique d'un volume de 1cm³ soumis à différentes intensités de champs magnétiques et pour différentes fréquences. Ces différents calculs entrepris pour le matériau 3F3 de Philips nous amènent au tableau 4.5.

Induction de crête [mT]	Fréquence [kHz]	Pertes par hystérésis et résiduelles [mW]	Pertes par courants de Foucault [mW]	Pourcentage des pertes par courants de Foucault [%]
50	10	1.08	0.04	3.5
	100	43.3	4.9	10.1
	1000	2800	656	18.9
100	10	6.16	0.15	4.1
	100	245	19.7	7.4
	1000	13323	2625	16.4
200	10	34.8	0.63	1.77
	100	1386	79	5.3
	1000	63375	10501	14.2

Tableau 4.5 : Tableau comparatif des pertes dans un élément en ferrite en fonction de l'induction et de la fréquence

Le matériau considéré (3F3) est un matériau typique d'une application de puissance. On constate à l'issue de cet exemple de calcul que les pertes par courants de Foucault ne représentent qu'une faible partie des pertes totales dans le fer (au maximum 18.9%). De plus, l'élément de ferrite considéré est un cylindre (hauteur 10mm, volume 1cm³) et cette forme, à volume équivalent, implique un maximum de pertes par courants de Foucault. Le cas choisi doit ainsi être considéré comme un cas extrême.

On constate aussi que la proportion de pertes par courants de Foucault par rapport aux pertes fer totales augmente avec la fréquence. Il faut noter aussi, que le pourcentage des pertes par courants de Foucault par rapport aux pertes totales du transformateur (pertes Joule, pertes résiduelles, pertes par hystérésis, pertes par courant de Foucault) devient encore plus faible.

Toutes ces constatations et observations permettent de proposer deux possibilités pour le calcul des pertes fer du transformateur de puissance à structure en ferrite. La première consiste à admettre que les pertes par courants de Foucault représentent un pourcentage fixe des pertes par hystérésis (10% par exemple). L'autre alternative, plus précise, consiste à opter pour un modèle tenant compte de l'effet de la température (4.44) et de la fréquence.

La solution la plus appropriée dans notre cas semble être la seconde alternative. En effet le calcul précis des pertes demeure un élément essentiel et nécessaire pour calculer de manière précise l'échauffement du système.

4.6.3.7 Solution proposée

La résistivité diminuant avec l'augmentation de la fréquence, on multiplie l'équation permettant le calcul de la résistivité en fonction de la température par un facteur dépendant de la fréquence. Pour les matériaux adaptés aux applications de puissance (3F3, 3C85, N67..) et selon les résultats du tableau 4.4, on admet une variation linéaire de la résistivité. Cette variation est de 70% entre 10kHz et 1MHz (valeur basée sur le comportement de la ferrite 3F3 à 25°C). La valeur de la résistivité à 10 kHz correspond en principe à la valeur en régime continu. On obtient ainsi la relation (4.47).

$$\rho_{DC} = \rho_{\infty} \cdot \exp\left(\frac{E_p}{k \cdot T}\right) \cdot \left(1 - 0.7 \cdot \frac{f - 10000}{10^6 - 10000}\right) \quad (4.47)$$

En considérant la similitude de comportement des ferrites de puissance et la faible proportion de pertes par courants de Foucault par rapport aux pertes totales dans le transformateur, il est suffisant de modéliser les pertes par courants de Foucault en utilisant les caractéristiques d'un matériau représentatif de ce type de ferrites (3F3).

Ainsi, pour déterminer les autres paramètres de la relation (4.47), on considère tout d'abord la résistivité donnée dans les caractéristiques du matériau (données du fabricant). Cette valeur, correspondant à une température de 25°C et un régime de fonctionnement continu, permet l'obtention d'une première équation à deux inconnues. Pour obtenir une seconde équation, on admet une diminution d'un facteur 4 entre la résistivité à 25 et à 100°C. Ce facteur 4 représente le comportement typique d'une ferrite utilisée dans les applications de puissance (voir le Tableau 4.4). Ces considérations nous amènent à résoudre un système de deux équations à deux inconnues.

$$\left. \begin{aligned} \rho_{DC} &= \rho_{\infty} \cdot \exp\left(\frac{E_p}{k} \cdot \frac{1}{273K + 25K}\right) \\ \frac{\rho_{DC}}{4} &= \rho_{\infty} \cdot \exp\left(\frac{E_p}{k} \cdot \frac{1}{273K + 100K}\right) \end{aligned} \right\} \quad (4.48)$$

La résolution de ce système d'équation procure le résultat suivant :

$$\rho_{\infty} = \frac{\rho_{DC}}{986.8} \quad \frac{E_p}{k} = 2054.5$$

On obtient finalement la relation (4.49) qui exprime la résistivité du matériau en fonction de la fréquence, de la température et de la résistivité du matériau donnée par les fabricants (à 25°C et en régime continu).

$$\rho = \frac{\rho_{DC}}{986.8} \cdot \exp\left(\frac{2054.5}{T}\right) \cdot \left(1 - 0.7 \cdot \frac{f - 10000}{990000}\right) \quad (4.49)$$

Cette dernière relation permet de définir une résistivité proche de la réalité pour une plage de fréquences allant de 0 à quelques centaines de kiloHertz. Cette relation traduisant la résistivité en fonction de la température et de la fréquence doit ainsi être introduite dans la relation (4.42), ce qui permet le calcul des pertes par courants de Foucault.

4.6.4 Conclusions

Cette section du chapitre 4 a permis de mettre en évidence la complexité des phénomènes liés aux pertes dans les ferrites. Ces pertes, identifiées sous les noms de pertes par hystérèse, par courants de Foucault et pertes résiduelles, s'expriment difficilement sous la forme d'équations mathématiques exactes et généralisables. Pour palier à ces problèmes, une approche expérimentale s'est révélée beaucoup plus adéquate.

On se base ainsi sur des relations physiques connues telles que la relation de Steinmetz [7] et on adapte les coefficients propres à chaque matériau, déterminés par le biais de mesures. Ces mesures sont réalisées par les fabricants de ferrites et figurent en principe dans les feuilles techniques de chaque type de matériau, en particulier pour les ferrites destinées aux applications de puissance.

Les méthodes de modélisations proposées pour le calculs des différentes pertes fer ne prétendent pas à la perfection et impliquent souvent des erreurs de calculs importantes. En effet, lorsque la modélisation porte sur une vaste plage de fréquences, de température et de niveau d'induction, la précision attendue n'est pas très bonne et des erreurs de l'ordre de 20% à 30% sont tout à fait concevables. Lorsque la plage de fonctionnement est réduite (fréquence), on peut espérer des résultats bien plus encourageants et des erreurs inférieures à 10%. Pour cette raison et dans la mesure du possible, il est utile de modéliser les pertes d'un matériau pour la fréquence à laquelle il est utilisé.

4.7 Etude thermique du transformateur

4.7.1 Introduction

La modélisation thermique du transformateur de puissance permet la connaissance de l'échauffement des différentes parties du système. Cette connaissance est importante afin d'optimiser les performances du système lors du dimensionnement, de limiter la température de ses composants et d'éviter une destruction du dispositif. Lors de l'utilisation de ferrites dans les applications de puissance, il est particulièrement intéressant de dimensionner le système pour une température déterminée car les ferrites destinées aux applications de puissance présentent en général un optimum de température (figure 4.24) pour lequel les pertes fer sont minimales.

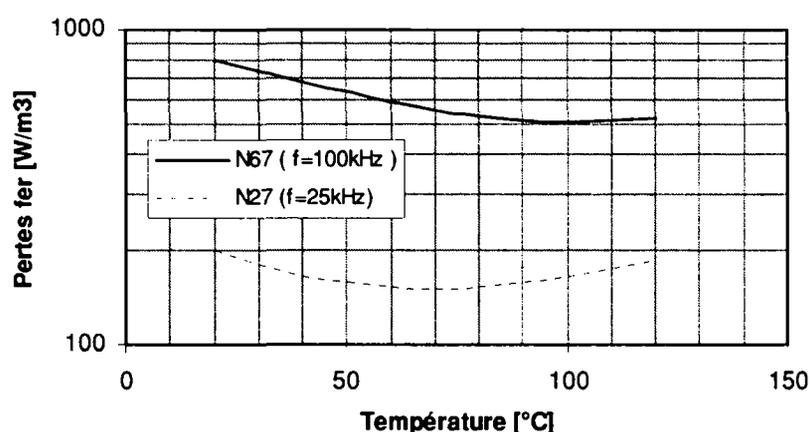


Fig. 4.24 Pertes fer spécifiques de deux types de ferrites pour une induction de 200mT

Les sources d'échauffement dans le cas d'un transformateur de puissance (structure en ferrite) apparaissent au niveau des fils de cuivre constituant les bobinages et de la ferrite dont est constituée la structure. Les causes de ces échauffements sont les pertes Joule (bobinages) et les pertes fer (structure en ferrite).

L'apparition d'une source de chaleur au sein d'un dispositif se traduit en premier lieu par un comportement transitoire exponentiel de la température. La température se stabilise ensuite à une valeur constante si aucune variation n'intervient dans le système. Ce comportement transitoire n'est pas réellement intéressant pour le dimensionnement de transformateurs de puissance. Par contre, la température des différents éléments du système (fils et ferrite) lors de conditions de fonctionnement nominal se révèle être une donnée primordiale. Dans cette perspective, il est utile d'aborder les points suivants :

- Les différents phénomènes liés à la transmission et à la circulation de la chaleur .
- L'établissement d'un modèle thermique du transformateur, incluant les différentes sources et résistances thermiques.
- La méthode de résolution du modèle thermique, comparable à un circuit électrique.

Le développement de ces trois points permettra le calcul de l'échauffement des différentes parties du transformateur tournant à structure en fer. Seul la modélisation thermique du transformateur de type E est présentée dans ce chapitre. L'autre variante (type U) est décrite plus succinctement dans les annexes du chapitre 4.

4.7.2 La circulation de la chaleur

4.7.2.1 Introduction

La transmission de chaleur au sein de la matière s'effectue par un transfert d'énergie cinétique entre molécules chaudes et froides. La molécule chaude, d'énergie cinétique plus élevée, transmet aux molécules voisines, plus froides, une partie de son énergie. Ce principe intervient dans deux phénomènes de transmission de la chaleur qui sont la conduction et la convection.

Le rayonnement est le troisième mode de propagation de la chaleur. Il s'agit d'un phénomène de propagation électromagnétique à spectre continu émis dans toutes les directions [8].

4.7.2.2 La conduction

La conduction est le phénomène qualifiant les transferts de chaleur au sein d'un solide ou d'un fluide au repos. Elle est basée sur la loi de conduction de la chaleur élaborée par Fourier (4.50).

$$P_{cond}(t) = \underbrace{\lambda A \cdot \frac{\Delta T}{\Delta x}}_{\text{Régime permanent}} + \underbrace{C_{th} \cdot \frac{\partial T}{\partial t}}_{\text{Régime transitoire}} \quad (4.50)$$

On définit alors les grandeurs suivantes :

- P_{cond} : puissance calorifique transmise au solide [W]
- λ : conductibilité du matériau $\left[\frac{W}{m \cdot K} \right]$
- A : section traversée par le flux de chaleur [m²]
- ΔT : $(T_1 - T_2)$, différence de température entre les deux points extrêmes du solide considéré [K]
- Δx : distance entre deux points extrêmes du solide considéré [m]
- $\frac{\partial T}{\partial t}$: variation de température dans le temps, au centre du solide [K]
- C_{th} : capacité thermique du solide $\left[\frac{J}{K} \right]$

La capacité thermique représente l'énergie que peut emmagasiner un matériau lors d'une élévation unitaire de température. Elle se calcule selon l'équation (4.51).

$$C_{th} = c\rho V \quad (4.51)$$

Les paramètres intervenants dans cette dernière équation sont :

- c : chaleur massique du matériau $\left[\frac{J}{kg \cdot K} \right]$
- ρ : masse volumique du solide $\left[\frac{kg}{m^3} \right]$
- V : volume du solide [m³]

Comme le précise la relation (4.50), l'équation de conduction de la chaleur selon Fourier présente deux termes distincts, représentatifs du comportement transitoire et permanent. Pour le calcul d'échauffement tel qu'il est envisagé dans ce travail (la température du transformateur en mode nominal), seul le régime permanent est utile. On aboutit ainsi à une équation simplifiée de la conduction de la chaleur .

$$P_{cond} = \lambda A \cdot \frac{\Delta T}{\Delta x} \quad (4.52)$$

Pour représenter la conduction en régime permanent définie par (4.52), on peut se référer à la figure 4.25. Celle-ci montre un flux de chaleur unidirectionnel traversant la surface A d'un élément solide de longueur Δx .

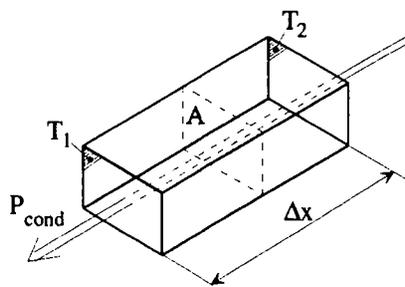


Fig. 4.25 Flux de chaleur unidirectionnel au travers d'un élément solide

Le passage du flux de chaleur occasionne dans ce cas une variation de température ($\Delta t = T_1 - T_2$) entre les deux faces externes du solide.

4.7.2.3 La convection

La convection caractérise le transfert de chaleur entre un élément solide et un fluide (gaz ou liquide). Les molécules du fluide attenantes à la surface du solide reçoivent ou donnent (selon le flux d'énergie) une certaine quantité de chaleur. Cette modification de leur énergie cinétique provoque un mouvement au sein du fluide. Ce genre de convection est qualifiée de convection « naturelle ». Lorsque le fluide est animé par une vitesse extérieure (ventilateur, pompe, etc), on la qualifie alors de convection forcée. La convection s'exprime de manière générale par la relation (4.53).

$$P_{conv} = \underbrace{\alpha A \Delta t}_{\text{Régime permanent}} + \underbrace{C_{th} \cdot \frac{\partial T}{\partial t}}_{\text{Régime transitoire}} \quad (4.53)$$

Dans cette relation apparaissent les paramètres suivants :

- P_{conv} : puissance calorifique transmise entre la surface du solide et le liquide [W]
- α : coefficient de convection $\left[\frac{W}{m^2 \cdot K} \right]$
- A : surface limite entre le milieu solide et le fluide [m²]
- ΔT : différence de température entre la surface et le fluide [K]

De manière identique au cas de la conduction thermique, on considère uniquement le régime permanent. De ce fait, l'équation de convection se simplifie agréablement (4.54).

$$P_{conv} = \alpha A \Delta t \quad (4.54)$$

La convection (figure 4.26) est plus ou moins performante selon la valeur du paramètre α . La surface d'échange thermique à disposition et le type de fluide influence aussi fortement le caractère de la transmission de chaleur par convection.

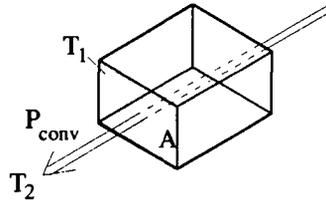


Fig. 4.26 Représentation de la convection entre un solide et un gaz

La forme de la surface, la qualité de la surface et le type de ventilation ou de refroidissement peuvent faire varier le coefficient de transfert de chaleur α . On admet cependant dans ce travail que le type de fluide en présence est de l'air et que seule la vitesse de ventilation naturelle de l'air intervient dans le calcul du paramètre α . Dans ces conditions et selon les références [9] et [10], on peut admettre la relation (4.55) comme une bonne estimation globale du coefficient de transfert de chaleur.

$$\alpha = 12 + 6 \cdot v^{0.8} \quad (4.55)$$

Dans ce cas la variable v correspond à la vitesse de ventilation de l'air en mètre par seconde. Cette formulation du coefficient de transfert de chaleur tient compte à la fois du phénomène de convection et de rayonnement lorsque le phénomène de rayonnement est peu marqué (faible écart de température).

4.7.2.4 Le rayonnement

Le rayonnement thermique s'évalue selon l'équation de Stefan-Boltzman (4.56). Il se caractérise par un déplacement de l'énergie sans support matériel. En effet on se trouve dans ce cas en présence d'un phénomène de rayonnement électromagnétique à spectre continu [8]. Un corps subissant un tel rayonnement s'échauffe. Il se refroidit lorsqu'il est la source du rayonnement.

L'effet du rayonnement est cependant peu marqué lorsque le corps chaud possède une température peu élevée par rapport à l'air ambiant.

$$P_{rayo} = \sigma A \varepsilon \cdot (T^4 - T_{ambiant}^4) \quad (4.56)$$

Comme le montre la relation (4.56), la puissance de rayonnement devient très vite importante lorsque la température du corps considéré est élevée par rapport à la température ambiante. En effet elle varie selon un terme à la puissance quatre. Les paramètres de cette équation sont :

- P_{rayo} : puissance calorifique dissipée [W]
- σ : constante de Stefan-Boltzman ($5.766 \cdot 10^{-8}$) $\left[\frac{W}{m^2 \cdot K^4} \right]$

- ε : émissivité de la surface (0 à 1 selon le matériau et l'état de surface) [-]
- T : température du corps chaud [K]

Dans notre genre d'application, on peut s'attendre à des températures de fonctionnement de la ferrite de l'ordre de 100°C au maximum. On peut considérer cette température extrême comme relativement faible par rapport à la température ambiante de telle sorte que les échanges de chaleur entre le transformateur et l'air peuvent être modélisés par un phénomène de convection uniquement, traduit par la relation (4.54). Cette relation tient compte aussi du phénomène de rayonnement lorsque celui-ci est peu important (4.55).

4.7.2.5 Résumé

On distingue trois modes de transmission de la chaleur : la conduction, la convection et le rayonnement. Lorsque l'élévation de température des surfaces externes du dispositif par rapport à l'air ambiant n'est pas très importante, on peut admettre qu'une modélisation incluant uniquement les phénomènes de conduction et de convection est suffisante. Pour cette raison, le choix d'un coefficient de convection s'est porté sur une expression (4.55) incluant le phénomène de rayonnement.

On est confronté, lors d'une étude thermique d'un système, à différents régimes de fonctionnement : le régime transitoire, stationnaire ou permanent. Dans le cas d'un dimensionnement de transformateur de puissance, seul le comportement dans les conditions de fonctionnement nominales du système est significatif. On se trouve ainsi typiquement dans un régime thermique permanent. Cet aspect nous permet de simplifier sensiblement la modélisation thermique et de ne pas considérer les phénomènes transitoires.

4.7.3 Bases de la modélisation thermique

4.7.3.1 La résistance thermique

En régime permanent, le transfert de chaleur par convection ou par conduction peut s'écrire sous une forme plus générale.

$$\dot{Q} = \frac{1}{R_{th}} \cdot \Delta T \quad (4.57)$$

Le terme R_{th} , appelé résistance thermique, qualifie la facilité avec laquelle la chaleur peut traverser un élément. Dans le cas où un élément est soumis à une source de chaleur \dot{Q} , il apparaît aux extrémités de l'élément considéré une différence de température ΔT . Comme le présente le tableau 4.6, le calcul de la résistance thermique est lié au type de transfert thermique considéré.

	Conduction	Convection
R_{th}	$\frac{l}{\lambda A}$	$\frac{1}{\alpha A}$

Tableau 4.6 Expression des résistances thermiques

Le terme l apparaissant dans le calcul de la résistance thermique de conduction représente la longueur de l'élément considéré. A titre d'information, le tableau 4.6 nous renseigne sur la valeur de la conductivité thermique de certains matériaux courants.

Matière	ferrite	cuivre	aluminium	laiton	acier	eau	air	isolant de bobinage
Conductivité thermique λ $\left[\frac{W}{mK} \right]$	4	384	204	113	55	0.64	0.025	0.5

Tableau 4.7 : Conductivité thermique de certains matériaux usuels

4.7.3.2 Cellule thermique élémentaire

Lors de l'établissement d'un modèle thermique, on divise le système à analyser en plusieurs parties appelées cellules. La cellule peut être un élément totalement passif (résistances thermiques pures) ou un élément mixte pouvant associer une source de chaleur \dot{Q} et des résistances thermiques. En régime transitoire, on attribue une capacité thermique C à la cellule.

La taille des cellules lors de la modélisation détermine la précision du modèle. En effet, plus le nombre de cellules est élevé et plus la précision de calcul est grande. Cependant l'augmentation des cellules aboutit à une certaine complexité du calcul. Il s'agit donc de trouver un optimum permettant d'obtenir une précision satisfaisante tout en garantissant un calcul agréable.

Le modèle thermique ainsi formé peut être représenté, par analogie, sous la forme d'un réseau électrique. Pour mettre en évidence ce principe de modélisation, la figure 4.27 présente un barreau métallique découpé en quatre cellules.

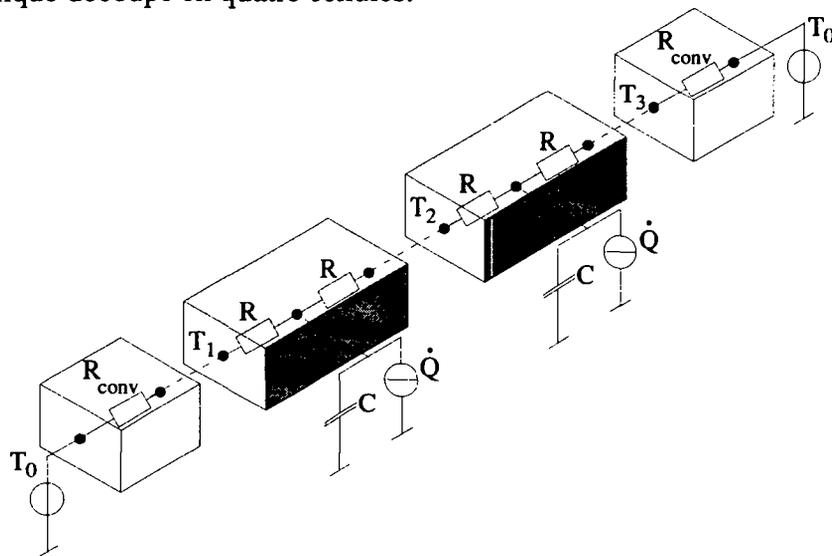


Fig. 4.27 Modélisation thermique cellulaire d'un barreau.

On distingue à la figure 4.27 les deux cellules représentant le barreau. Chacune de ces cellules a sa propre capacité thermique C et ses pertes fer \dot{Q} . Deux cellules, disposées à chaque extrémité du barreau, modélisent la convection vers l'air ambiant (T_0) et sont constituées d'une résistance thermique de convection (R_{conv}). La simplification du modèle présenté à la

figure 4.27, en considérant le régime permanent uniquement, permet d'aboutir à une représentation électrique beaucoup plus simple, apparaissant à la figure 4.28.

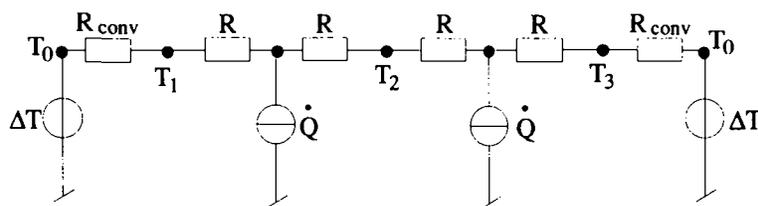


Fig. 4.28 Modèle électrique équivalent simplifié

Par analogie (4.58), la puissance calorifique \dot{Q} devient un courant électrique i , la résistance thermique R_{th} une résistance électrique R_{el} , la différence de température ΔT une différence de potentiel électrique Δu .

$$\dot{Q} = \frac{1}{R_{th}} \cdot \Delta T \quad \hat{=} \quad i = \frac{1}{R_{el}} \cdot \Delta u \quad (4.58)$$

La résolution du modèle électrique ainsi obtenu doit être entreprise par des méthodes et des théorèmes utilisés lors de la résolution de circuits électriques. Cette résolution permet de calculer les températures à différents endroits de la structure considérée (T_1 , T_2 et T_3 à la figure 4.28).

4.7.4 Modélisation thermique du transformateur de type E

4.7.4.1 Considérations générales

Il n'est pas possible d'aborder de manière précise la modélisation thermique d'un système dont la configuration finale n'est pas connue a priori. En effet, notre système se compose de deux bobinages et d'une structure en ferrite. Le support assurant à la fois la tenue des pièces et la rotation du système, et les matériaux qui le constituent, restent inconnus et peuvent dépendre de chaque application. Dans ces conditions, il est préférable de considérer pour la modélisation un système composé uniquement de la structure en ferrite et des bobinages, disposés dans l'air ambiant. Cette méthode tend à surestimer l'échauffement par rapport à une réalisation réelle. Cet inconvénient n'en est pas vraiment un puisque cette manière de procéder permet de tenir compte d'un certain facteur de sécurité thermique lors du dimensionnement.

Le transformateur de type E présente une symétrie par rapport à l'entrefer et par rapport à son axe de rotation (figure 4.4). Ces deux particularités géométriques permettent de considérer de manière distincte les parties primaire et secondaire du transformateur et d'adopter une modélisation du système dans deux dimensions seulement (plan). En effet, la répartition supposée homogène des pertes fer et Joule dans la structure circulaire du transformateur permet d'admettre qu'aucun flux de chaleur ne s'établit dans un mouvement de rotation autour de l'axe du transformateur. Les flux de chaleur prennent soit une direction donnée par l'axe de rotation du transformateur ou une direction radiale à ce même axe.

Ces mêmes considérations sont applicables à la structure de type U.

4.7.4.2 Résistance thermique élémentaire

Le morcellement du transformateur rotatif en vue d'une modélisation thermique nous confronte au calcul de résistances thermiques de deux types, définis selon la direction du flux de chaleur φ_{th} au sein de l'élément 4.29:

- le flux de chaleur est orienté selon l'axe de rotation du transformateur (flux axial);
- le flux de chaleur est perpendiculaire à l'axe de rotation du transformateur (flux radial).

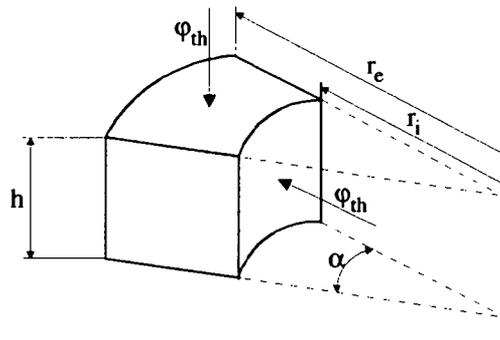


Fig. 4.29 Définition des flux de chaleur dans un secteur de transformateur

Selon la nature de l'élément considéré (défini par les variables géométriques r_e , r_i , h , et α de la figure 4.29 et la valeur de la conductibilité thermique λ) et la direction du flux de chaleur, on obtient deux méthodes de calcul de la résistance thermique R_{th} :

$$\begin{aligned}
 a) \quad R_{th} &= \frac{h}{\pi \lambda \cdot (r_e^2 - r_i^2)} && (\text{flux axial}) \\
 b) \quad R_{th} &= \frac{[\ln(r_e) - \ln(r_i)]}{2\pi \lambda h} && (\text{flux radial})
 \end{aligned}
 \tag{4.59}$$

4.7.4.3 Modélisation thermique du bobinage

Le bobinage du transformateur est un anneau de section rectangulaire composé d'un assemblage de matériaux tels que le cuivre et certains isolants électriques et thermiques. De par la géométrie circulaire du bobinage, la chaleur ne peut s'en échapper ou y venir que par une conduction transversale (perpendiculaire aux conducteurs). On considère ensuite le bobinage comme un matériaux composite dont le coefficient de conduction se détermine selon la relation (4.60).

$$\lambda_{bobine} = \frac{\lambda_{Cu} \cdot \lambda_{isolant_bobine}}{[1 - k_{Cu}] \cdot \lambda_{Cu} + k_{Cu} \cdot \lambda_{isolant_bobine}}
 \tag{4.60}$$

Les paramètres intervenant dans le calcul du coefficient de conduction thermique du bobinage sont :

- λ_{Cu} : le coefficient de conduction du cuivre;
- k_{Cu} : le coefficient de remplissage du cuivre;
- $\lambda_{isolant_bobine}$: le coefficient de conduction de l'isolant de la bobine.

La valeur du coefficient de conduction thermique du bobinage ainsi obtenue se situe au alentours de 1 ([9] et [10]). Il peut varier quelque peu selon le coefficient de remplissage et le type d'isolant électrique utilisé.

4.7.4.4 Hypothèses de modélisation

La modélisation thermique du transformateur rotatif de puissance doit être entreprise sur la base de certaines hypothèses qui doivent permettre la simplification du problème à résoudre. Il faut toutefois que ces hypothèses gardent un côté réaliste afin de ne pas aboutir à des résultats erronés ou trop peu précis. Dans cet esprit, les hypothèses suivantes sont à considérer :

- Les flux de chaleur sont supposés uniquement radiaux et axiaux par rapport à l'axe de rotation du transformateur.
- Les pertes fer sont supposées être réparties uniformément dans tout le volume de ferrite constituant le transformateur. Elles sont insérées au centre de chaque cellule élémentaire du modèle thermique en fonction de leur volume de fer respectif. Ces cellules sont au nombre de cinq.
- Les pertes Joule relatives aux enroulements primaire et secondaire sont réparties de manière uniforme dans leur bobinage respectif. Pour la modélisation thermique, on admet que ces pertes sont représentées par une source ponctuelle située au centre du bobinage. Le bobinage correspond à une seule cellule thermique. La chaleur peut s'évacuer du bobinage dans l'air au niveau de l'entrefer ou dans le corps de ferrite entourant le bobinage. Le flux de chaleur allant du bobinage à la ferrite (ou le contraire) ne peut emprunter qu'un seul chemin thermique, soit une direction axiale par rapport à l'axe de rotation (voir figure 4.30). Cette hypothèse simplifie énormément la résolution électrique du problème. Cependant, le calcul de la résistance thermique liant la ferrite au bobinage tient compte de la géométrie réelle du système, soit toute la surface liant le bobinage à la structure en ferrite.
- On ne considère pas les capacités thermiques puisque seul le régime stationnaire est utile dans notre application.
- Le système n'est pas ventilé.
- De par la dimension réduite de l'entrefer, la température de l'air au niveau de l'entrefer est nettement supérieure à l'air ambiant (T_0 à la figure 4.30). Le refroidissement du système par convection avec l'air de l'entrefer est donc faible. Pour tenir compte de ce comportement, on augmente (facteur 10) les résistances thermiques liant le bobinage et la ferrite à l'air situé dans l'entrefer (R_{c1} , R_{c9} et R_{c10} à la figure 4.30).

4.7.4.5 Circuit thermique et électrique

Le circuit thermique réunit les différents éléments intervenant dans le comportement thermique du système. Une représentation superposée de l'élément physique et des symboles thermiques (figure 4.30) permet de mieux comprendre les phénomènes et les hypothèses faites au point précédent.

Dans le modèle adopté, le corps en ferrite a été morcelé en cinq cellules thermiques élémentaires. Le bobinage constitue une seule cellule thermique. Les cellules représentant la ferrite et le bobinage sont liées à l'air ambiant par des résistances thermiques de convection. Chacune des résistances thermiques intervenant à la figure 4.30 dépend des grandeurs géométriques du système considéré. La méthode de calcul et la valeur de chacune de ces résistances sont définies dans les annexes du chapitre 4.

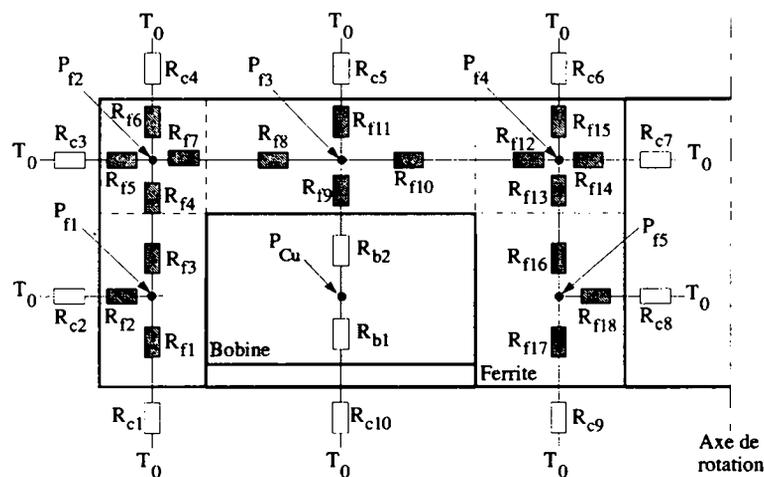


Fig. 4.30 Coupe partielle du transformateur tournant et son modèle thermique

Les différents éléments apparaissant à la figure 4.30 sont définis de la manière suivante :

- T_0 : température ambiante ;
- $P_{f(i)}$: pertes fer dans la cellule d'indice i ;
- P_{cu} : pertes Joule dans l'enroulement ;
- $R_{f(i)}$: résistance thermique de conduction dans la ferrite d'indice i ;
- $R_{b(i)}$: résistance thermique de conduction dans le bobinage d'indice i ;
- $R_{c(i)}$: résistance thermique de convection d'indice i .

La transposition du modèle thermique en représentation électrique permet d'aboutir, après un regroupement de certaines résistances mises en série, au circuit électrique présenté à la figure 4.31.

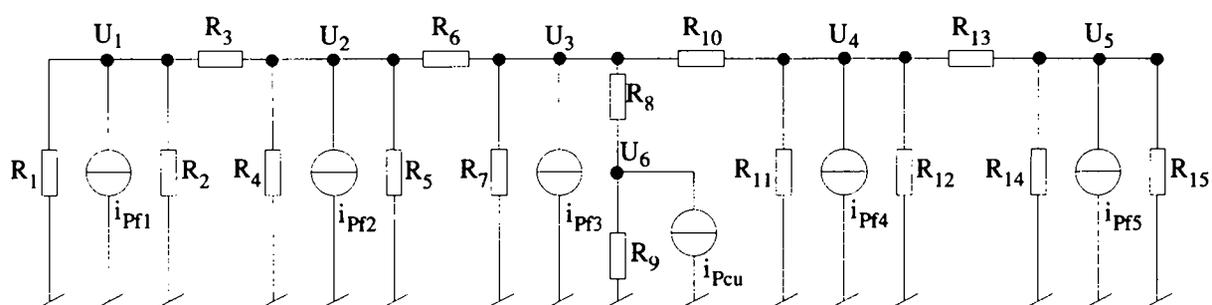


Fig. 4.31 Circuit électrique équivalent

Les tensions U_1 à U_6 correspondent aux températures des différents points d'application des sources de chaleur du système. La connaissance de ces grandeurs permet le calcul de l'échauffement en ces différents point par rapport à la température ambiante (masse du circuit électrique).

4.7.4.6 Résolution du circuit électrique

La résolution du circuit électrique présenté à la figure 4.31 peut s'effectuer selon différentes méthodes. La méthode choisie se base sur le principe de superposition, qui consiste à calculer les courants électriques dans le circuit en considérant une seule source de courant à la fois (les autres étant remplacées par un circuit ouvert). Cette démarche est entreprise de manière répétitive pour chaque source de courant. La somme de tous les courants partiels de chaque branche du circuit électrique ainsi trouvée permet de connaître le courant total associé à chaque branche du circuit électrique. Les développements de la méthode de résolution choisie, bien qu'étant un peu laborieuse, ne présente pas de réelle difficulté et n'est pas d'un grand intérêt dans le cadre de ce travail. Pour ces raisons, la résolution est présentée dans les annexes du chapitre 4.

4.7.5 Validation du modèle thermique

La validation du modèle thermique est présentée sous la forme d'une comparaison entre les résultats donnés par un logiciel de calcul développé pour le dimensionnement de transformateur tournant et les mesures thermiques réalisées dans ce cas. Cette comparaison porte sur une petit transformateur de puissance dimensionné selon le cahier des charges suivant :

- Tension primaire VAC : 50 V
- Charge au secondaire : 10 Ω
- Puissance maximale : 200 W

Pour satisfaire aux spécifications du cahier des charges, le programme de calcul propose une structure en pot de type P26/16 au sein duquel sont bobinées cinq spires primaires et secondaires. Après réalisation de cet élément de test, différentes mesures ont été faites, dont notamment une courbe mesurée de la température du pot (surface) en fonction de la puissance fournie en sortie du transformateur. Cette mesure a ensuite été confrontée (figure 4.32) aux

résultats obtenus par le biais du programme de calcul thermique du transformateur, basé sur le modèle thermique défini aux alinéas précédents.

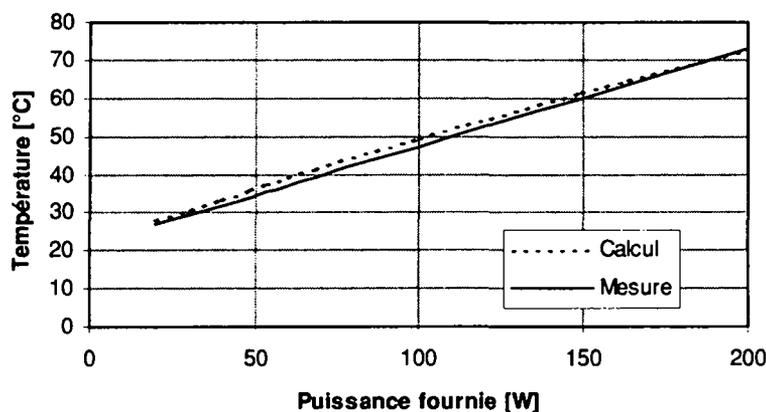


Fig. 4.32 Evolution de la température en fonction de la puissance fournie

Les résultats de la comparaison présentés à la figure 4.32 sont réjouissants puisque, dans la plage de fonctionnement mesurée, l'erreur entre la mesure et le calcul n'excède pas 5%.

Cette première mesure, qui révèle un bon comportement du modèle thermique proposé, a permis sa validation. Toutefois, pour confirmer de manière plus exhaustive la précision de cette modélisation, d'autres exemples seront considérés dans le chapitre concernant le dimensionnement de transformateur tournant en ferrite (chapitre 5).

4.7.6 Modélisation thermique du transformateur de type U

La modélisation thermique du transformateur tournant de type U s'avère être similaire à celle du transformateur de type E. Pour cette raison, les développements propres à la structure en U ne sont présentés que succinctement dans les annexes du chapitre 4.

4.7.7 Résumé et conclusions

Le dimensionnement d'un transformateur tournant à structure en ferrite requiert la connaissance de méthodes de calcul basées sur des lois physiques ou des modèles empiriques réalistes, permettant l'estimation de paramètres importants tels que les inductances propres des enroulements du transformateur, les inductances mutuelles, les pertes fer et Joule et l'échauffement des différents éléments constitutifs du système.

On a ainsi été amené dans ce chapitre à présenter quelques notions élémentaires concernant les matériaux appelés "ferrites". A cette première étape a succédé la description d'une méthode de calcul des inductances propres et mutuelles liées aux deux enroulements du système, basée sur une modélisation par fragmentation de la structure en ferrite. Par différentes comparaisons, basées notamment sur certains résultats obtenus par un programme de calcul par éléments finis (flux2D), une validation des différents modèles proposés a été entreprise avec succès, à savoir avec des erreurs de calcul tout à fait tolérables dans le cadre du dimensionnement de transformateur de puissance.

Il était nécessaire ensuite de s'inquiéter de l'échauffement que pouvait subir le transformateur lors de son fonctionnement. Pour répondre à cette attente, les différentes pertes intervenant dans l'échauffement du système ont été répertoriées et analysées, ce qui a permis de proposer une méthode simplifiée et suffisamment précise de calcul des pertes fer. Les différentes sources de chaleur étant définies, un modèle thermique a été proposé en émettant certaines hypothèses simplificatrices. Les résultats ainsi obtenus, comparés au comportement réel d'un transformateur réalisé et testé, se sont révélés suffisamment précis pour que le modèle thermique soit adopté pour le calcul de l'échauffement de tels systèmes.

En conclusion, on peut admettre que les différentes modélisations entreprises au cours de ce chapitre ont donné des résultats satisfaisants et applicables dans un processus de dimensionnement de transformateur tournant à structure de type « E » ou « U » en ferrite. Il sera cependant nécessaire, dans un souci de précision, de veiller à utiliser les matériaux les mieux adaptés aux fréquences de travail choisies et de ne pas travailler au-delà de 1 MHz. Dans ce cas des imprécisions, en particulier dans le calcul des pertes fer (pertes par courants de Foucault), sont à prévoir.

CHAPITRE 5

DIMENSIONNEMENT DE TRANSFORMATEURS ROTATIFS DE PUISSANCE

5.1 Présentation

Le contenu de ce chapitre, portant sur le dimensionnement de transformateurs de puissance, développe de manière systématique différentes méthodes de calcul ou d'aide au dimensionnement relatives aux variantes de transformateurs abordées précédemment dans ce travail. Les cas suivants sont traités :

- le transformateur de type E à structure en ferrite standard ou non.
- le transformateur de type U à structure en ferrite non standard.
- le transformateur de puissance dans l'air.

Le dimensionnement de tels éléments de transmission de puissance en régime sinusoïdal est difficilement généralisable et varie selon le type de transformateur envisagé. Le dimensionnement se doit d'être associé à un élément essentiel qui est le cahier des charges du système à concevoir. Le processus de dimensionnement proposé pour chaque type de transformateur conduit l'utilisateur du logiciel devant le choix de plusieurs solutions. A ce moment-là, l'option du meilleur rendement, de la plus petite taille, de la température minimale de fer ou encore de la plus faible variation de tension secondaire (entre tension secondaire nominale et tension secondaire à vide) lui permettront de porter son choix sur la solution lui paraissant la mieux adaptée.

La différence évidente entre le dimensionnement d'un transformateur de puissance à structure en ferrite et le dimensionnement d'un transformateur dans l'air nous incite à séparer ce chapitre en deux parties distinctes.

Les appréciations, définitions, résultats et conclusions issues de ce chapitre portent de manière générale sur le cas du transformateur en régime sinusoïdal. Ce cas de figure n'est bien entendu pas représentatif de tous les types de convertisseurs susceptibles d'alimenter un transformateur de puissance, mais il caractérise les convertisseurs à résonance qui représentent un intérêt certain dans la plage de puissance couverte par ce travail, à savoir de quelques Watt à quelques kiloWatt.

5.2 Dimensionnement de transformateurs de puissance a structure en ferrite

5.2.1 Introduction et sensibilisation aux problèmes

La transmission de puissance à un élément rotatif implique différentes contraintes qui sont bien souvent liées à l'aspect mécanique du système. Hormis la présence indispensable de l'entrefer pour garantir l'absence de frottement entre les deux structures lors de la rotation, la structure doit être pourvue dans certain cas d'un trou de passage central plus ou moins important. D'autres conditions concernant notamment l'encombrement du système peuvent être particulièrement sévères et imposer la réalisation d'une structure en ferrite selon des dimensions ne correspondant pas à des éléments courants du marché. Il est donc parfois nécessaire d'avoir recours à la fabrication spécifique d'une structure en ferrite. Cette possibilité ne pose pas de problèmes majeurs, à l'exception du coût unitaire qu'elle engendre lorsque la production n'est pas celle d'une grande série. On tentera ainsi avant tout d'utiliser les éléments standard du marché, en particulier pour la production de petites séries.

5.2.2 Accordage du transformateur

Le transformateur, vu de l'enroulement primaire, peut être modélisé par une impédance équivalente composée d'un terme résistif et d'un terme inductif.



Fig. 5.1 Représentation simplifiée du transformateur

Pour obtenir un système résonnant, on peut disposer un condensateur en parallèle ou en série avec le primaire du transformateur. Dans le cas présenté à la figure 5.1, on détermine la capacité parallèle de résonance selon la relation (5.1).

$$C_{rés} = \frac{X_{eq}}{\omega \cdot (R_{eq}^2 + X_{eq}^2)} \quad (5.1)$$

Les développements relatifs au calcul des deux grandeurs R_{eq} et X_{eq} caractérisant l'impédance vue du primaire du transformateur figurent dans les annexes de ce chapitre. Le calcul, tout comme l'expérimentation pratique, montrent que la capacité d'accordage du système dépend du transformateur mais aussi, et de manière importante, de la charge appliquée au transformateur. Pour illustrer ce phénomène, on a calculé l'impédance vue du primaire et la capacité d'accordage en admettant les grandeurs suivantes:

- $L_{11} = L_{22} = 100 \mu\text{H}$, $R_1 = R_2 = 0.01 \Omega$, $L_{12} = 90 \mu\text{H}$, Fréquence = 100kHz

Ainsi la figure 5.2 montre l'évolution des termes de l'impédance vue du primaire et la capacité d'accordage idéale en fonction de la charge résistive appliquée au secondaire .

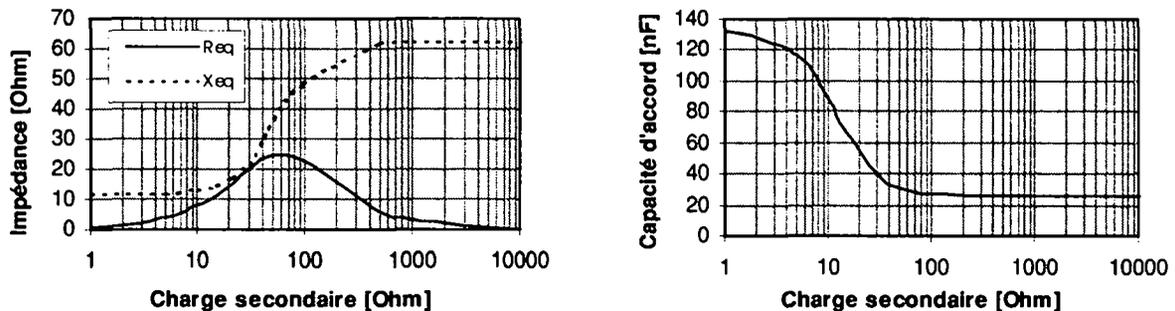


Fig. 5.2 Comportement des termes de l'impédance vue du primaire et de la capacité d'accordage en fonction de la charge

Les courbes obtenues mettent en évidence la sensibilité importante du système aux variations de la charge secondaire, puisque la capacité d'accordage varie d'un facteur 5 entre le court-circuit et la charge infinie. Cet effet est cependant moins marqué lorsque le facteur de couplage du transformateur est moins bon.

La variation de la charge implique aussi une modification importante de la résistance vue du primaire. Cet effet modifie l'allure des signaux puisque le système oscillant est amorti en fonction de la valeur de cette résistance.

Ces quelques explications et observations mettent en évidence le problème de la gestion et de la commande de l'onduleur alimentant le transformateur. Celui-ci doit faire preuve d'une capacité d'adaptation afin de supporter les variations de la charge du transformateur.

5.2.3 Optimisation du transfert de puissance

L'insertion de capacités dans le dispositif de transfert d'énergie amène une amélioration très intéressante des performances du système. On admet ainsi [14] que cet ajout permet la diminution des pertes Joule dans les bobinages et des pertes dans le convertisseur. Le gain le plus impressionnant réside dans la puissance transmise qui peut augmenter considérablement en fonction du cas. La disposition des capacités dans le système peut s'effectuer en parallèle ou en série avec le secondaire. On peut même dans certain cas associer les deux possibilités.

Dans le cadre de ce travail, la configuration de la figure 5.3 est généralement adoptée. Elle s'inspire du modèle équivalent du transformateur défini dans l'introduction de ce travail (chapitre 1).

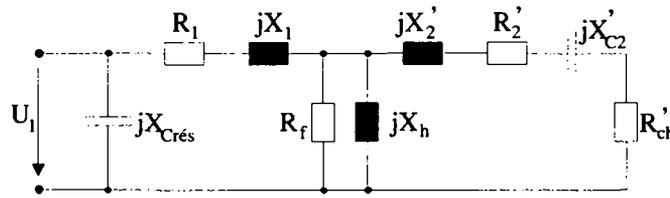


Fig. 5.3 Modèle électrique équivalent du transformateur muni d'une capacité d'accordage et d'optimisation du transfert de puissance

L'ajout en série d'une capacité secondaire (X_{C2}) doit être dissocié de la capacité mise généralement en parallèle de l'enroulement primaire ($X_{Crés}$) et servant à entretenir la résonance du système alimenté par un convertisseur. La détermination de la capacité d'optimisation du transfert de puissance placée en série avec le secondaire dépend de l'impédance vue du secondaire du transformateur. Plus précisément, comme on peut l'observer dans le schéma de la figure 5.4, cette capacité doit permettre de compenser la partie réactive de l'impédance du transformateur vue de la charge (Z_{out}).

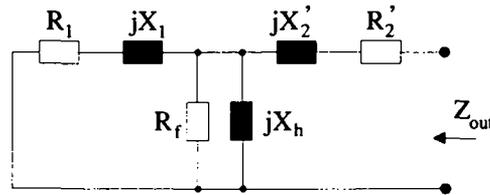


Fig. 5.4 Impédance du transformateur vue de la charge

Le développement de l'impédance vue de la charge permet d'aboutir à la relation suivante :

$$Z_{out} = jX'_{\sigma 2} + R_2' + \frac{\left(\frac{jX_h R_f^2 + R_f X_h^2}{R_f^2 + X_h^2} \right) \cdot (R_1 + jX_{\sigma 1})}{\frac{jX_h R_f^2 + R_f X_h^2}{R_f^2 + X_h^2} + R_1 + jX_{\sigma 1}} = R_{eq} + jX_{eq} \quad (5.2)$$

La capacité d'optimisation du transfert de puissance C_2 s'obtient ainsi par la relation (5.3).

$$C_2 = \frac{\ddot{u}}{\omega \cdot X_{eq}} \quad \text{avec} \quad \ddot{u} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (5.3)$$

Dans le cas d'une optimisation de la puissance transmise par une capacité C_1 disposée en parallèle avec l'enroulement secondaire, on obtient:

$$C_1 = \frac{\ddot{u}X_{eq}}{\omega (X_{eq}^2 + R_{eq}^2)} \quad (5.4)$$

Dans ces deux cas de figure, la grandeur ω correspond à la pulsation électrique et la grandeur \ddot{u} au rapport de transformation du transformateur élevé au carré. Les détails de développement liés aux relations (5.3) et (5.4), permettant l'implémentation dans le logiciel de calcul de cette méthode d'optimisation du transfert de puissance, figurent dans les annexes de ce chapitre. L'intérêt de cette méthode apparaît très nettement à la figure 5.5 qui présente la puissance transmise en fonction de la capacité secondaire (mise en série) pour différents facteur de couplage k_c (1, 0.95, 0.9, 0.8) et selon les conditions du tableau 5.1.

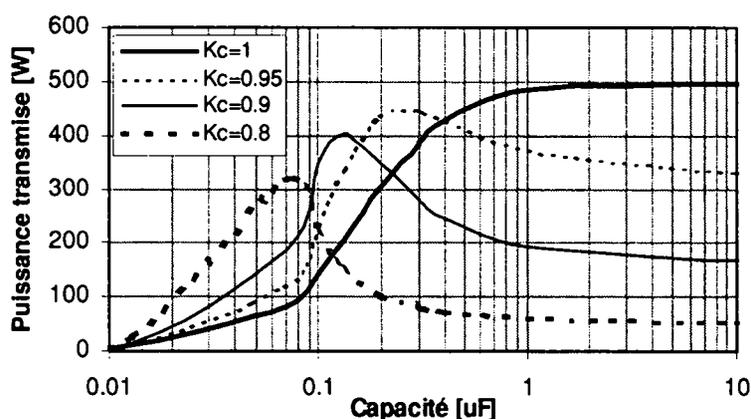


Fig. 5.5 Evolution de la puissance secondaire en fonction de la capacité d'optimisation série, pour différents facteurs de couplage k_c

L_{11}, L_{22}	R_1, R_2	Charge[Ω]	N_1, N_2	\hat{U}_1	Fréquence
1 μ H	0.01 Ω	10 Ω	10	100V	100kHz

Tableau 5.1 Conditions de calcul des différents cas observés

Un examen des courbes obtenues nous amène aux considérations suivantes :

- l'absence de capacité d'optimisation du transfert de puissance se traduit sur le graphe par une valeur de la capacité de 10 μ F, ce qui donne pour la fréquence utilisée une impédance proche de zéro.
- pour les cas où le couplage est bon ($k_c > 0.9$), on peut s'affranchir d'une capacité d'optimisation;
- lorsque le facteur de couplage est inférieur à 0.9, il est préférable d'utiliser le procédé d'optimisation de puissance transmise en ajoutant une capacité en série avec le secondaire (ou autre méthode). Le gain obtenu est alors sensible et il l'est d'autant plus que le facteur de couplage est mauvais.

Au vu de l'intérêt apporté par l'optimisation du transfert de puissance, cette méthode est adoptée dans le processus de dimensionnement présentée dans la suite de ce chapitre. L'utilisateur du programme de dimensionnement a néanmoins le choix d'utiliser ou non cet artifice.

5.2.4 Considérations liées à la charge du système

Le modèle utilisé pour les calculs du système de transmission de puissance tient compte de signaux sinusoïdaux et d'une charge résistive (voir figure 5.3). Cependant, et dans la plupart des applications, le système possède une charge composée d'un redresseur, d'un condensateur de lissage et d'une charge quelconque. On aboutit ainsi au schéma simplifié suivant :

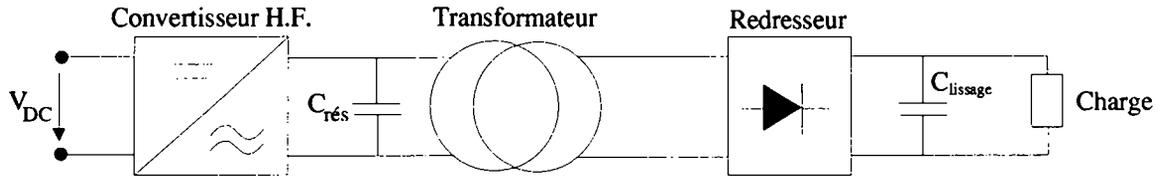


Fig. 5.6 Schéma simplifié du dispositif de transmission de puissance

L'insertion du redresseur et du condensateur de lissage provoque la disparition des signaux sinusoïdaux au niveau du secondaire en raison de la conduction limitée des diodes du redresseur. En effet, celles-ci conduisent uniquement lorsque la tension à l'entrée du redresseur est supérieure à la tension continue aux bornes de la charge et de la capacité de lissage. En se basant sur des développements issus de la référence[11], on admet que la valeur efficace du courant traversant les diodes (I_2) du redresseur et le secondaire du transformateur peut s'exprimer en fonction du courant continu I_{DC} dans la charge et de l'angle de conduction des diodes δ .

$$I_2 = 3 \cdot I_{DC} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{15\delta}} \quad (5.5)$$

Le système peut, selon la même référence, être modélisé par une source de tension et sa résistance interne aux bornes desquels le redresseur et la charge sont branchés, sous la forme d'une source de tension moyenne.

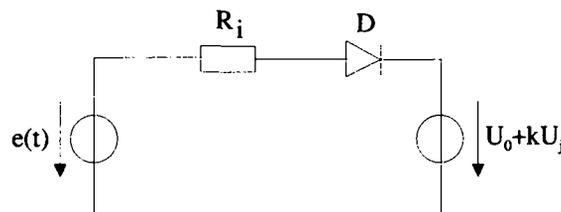


Fig. 5.7 Modèle électrique simplifié du transformateur et du redresseur

La source de tension placée à la sortie représente la tension moyenne continue U_0 dans la charge à laquelle s'ajoute la chute de tension de seuil des diodes du redresseur U_j . Le paramètre k indique le nombre de diodes en conduction simultanément.

La source $e(t)$ représente la source primaire rapportée au secondaire pour un système à vide. La résistance R_i correspond à la résistance interne de la source $e(t)$ et englobe les résistances de bobinage du système et les résistances de conduction des diodes. Pour un tel modèle, on peut écrire les relations suivantes :

$$\frac{\sin(\delta) - \delta \cos(\delta)}{\cos(\delta)} - \frac{I_0 \cdot \pi \cdot R_i}{k(U_0 + k \cdot U_j)} = 0 \quad (5.6)$$

$$U_0 + kU_j = |e(t)| \cdot \cos(\delta) \quad (5.7)$$

Il est donc évident que le dimensionnement en régime sinusoïdal proposé doit être adapté au cas de la transmission de puissance avec redresseur en sortie de dispositif.

Cependant, il n'est pas possible a priori de connaître les valeurs de l'angle de conduction des diodes et la résistance interne de la source dont la valeur varie en fonction de la charge (non linéaire). Sur la base de plusieurs exemples réalisés, on admet les principes suivants lors du dimensionnement en régime sinusoïdal:

- La tension de sortie (valeur de crête) en régime sinusoïdal est supposée valoir 120% de la tension continue désirée. L'angle de conduction des diodes est supposé prendre la valeur de 60° . Ceci, en relation avec l'équation (5.5), permet de fixer le courant secondaire à la valeur efficace suivante :

$$I_2 = 1.34 \cdot I_{DC} \quad (5.8)$$

- La puissance désirée en régime sinusoïdal peut alors se calculer de la manière suivante :

$$P_2 = \frac{1.2 \cdot U_0}{\sqrt{2}} \cdot 1.34 \cdot I_{DC} \cong 1.15 \cdot U_0 \cdot I_{DC} = k_p \cdot U_0 \cdot I_{DC} \quad (5.9)$$

Si un premier dimensionnement s'avère incorrect, à savoir une tension continue trop élevée ou trop faible, une adaptation du facteur de correction de puissance k_p ainsi qu'un nouveau dimensionnement doivent être entrepris. La validation d'un cas calculé peut se faire dans un premier temps par simulation au moyen d'un logiciel adapté (Pspice). Si la simulation donne les résultats escomptés, une réalisation peut être entreprise.

5.2.5 Analyse de paramètres liés aux structures de ferrite standard

5.2.5.1 Introduction

L'étude de certains paramètres tels que l'entrefer et de leur influence sur le comportement du transformateur revêt une importance cruciale dans le choix du processus de dimensionnement du transformateur. En effet, une telle étude permet de mettre en évidence certains comportements intéressants et d'en tirer des conclusions utiles, susceptibles à la fois de mettre en œuvre un algorithme de dimensionnement performant et d'introduire des simplifications réduisant la durée du processus.

Les considérations liées à la variation des différents paramètres observés dans les paragraphes suivants vont concerner essentiellement la puissance transmise, le couplage et le rendement

5.2.5.2 Considérations liées à l'entrefer

Dans le cadre du transformateur de puissance en régime sinusoïdal et lorsque la structure en ferrite est déterminée (élément standard du marché), la présence d'un entrefer apparaît d'emblée comme un paramètre perturbateur. En effet, l'ajout d'un entrefer diminue la perméance propre du circuit primaire et secondaire alors que les perméances de fuite d'encoches restent identiques (les fuites d'encoches ne dépendent pas de l'entrefer dans le

modèle adopté). Le couplage est par conséquent moins bon et la puissance transmise diminue si les autres paramètres du système restent identiques : nombre de spires, tension primaire, charge.

Un autre aspect négatif doit être soulevé. L'augmentation de la taille de l'entrefer, à tension primaire imposée, cause une augmentation du courant primaire et cet effet provoque des pertes Joule supplémentaires au niveau du bobinage primaire.

L'entrefer offre néanmoins l'avantage de diminuer l'induction magnétique dans le fer et par conséquent les pertes fer. Cet effet positif permet de trouver un compromis entre pertes fer et pertes Joule de manière à minimiser les pertes et à optimiser le rendement. On observe ce comportement dans l'exemple de la figure 5.8. On y présente la courbe du rendement et de la tension secondaire du transformateur en fonction de l'entrefer dans les conditions suivantes :

- $\hat{U}_1=100V$
- $P_2=1000W$
- $N_1=6$
- $N_2=7$
- Structure P42/25
- Matériau N67

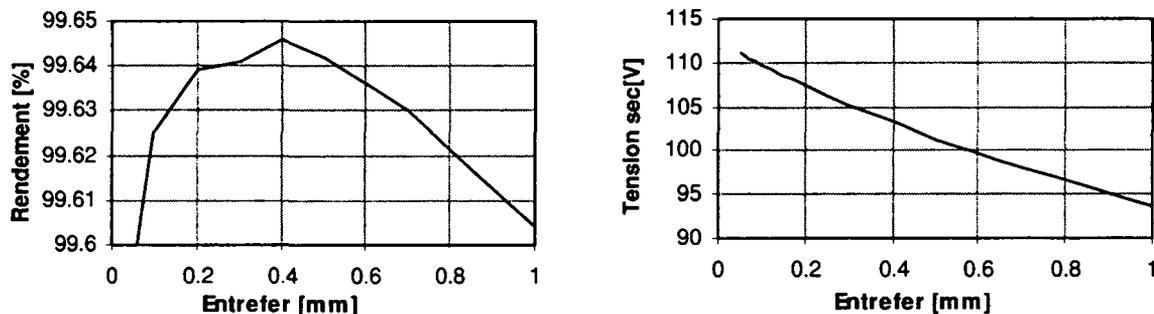


Fig. 5.8 Effet de l'entrefer sur différents paramètres

Ces résultats ont été obtenus en optimisant le transfert de puissance au moyen d'une capacité secondaire ajoutée en série. La taille des fils est telle que les encoches destinées aux bobinages sont pleines.

En observant la tension obtenue en fonction de l'entrefer, on observe une dégradation nette de celle-ci lorsque l'entrefer augmente. On doit ce comportement essentiellement au facteur de couplage qui diminue.

En d'autres circonstances (taille de structures et puissances différentes), il se peut que l'entrefer optimal conduisant au meilleur rendement soit plus faible ou plus grand. Cependant, le choix de l'entrefer repose aussi sur l'aspect mécanique du problème posé, à savoir la précision qu'il est possible d'obtenir lors d'une réalisation concrète d'un tel système. En effet les structures en ferrite présentent des tolérances dimensionnelles importantes et cet inconvénient impose parfois un entrefer supérieur à l'optimum trouvé.

Ces observations permettent de statuer sur le principe du choix de l'entrefer. En effet l'aspect mécanique de la réalisation doit avoir la priorité afin de garantir la rotation de système. L'utilisateur du programme fixe ainsi, dans un premier temps, un entrefer dont la taille représente la valeur minimale que le système mécanique peut tolérer. Il détermine ensuite, par plusieurs dimensionnements successifs, si la valeur minimale choisie pour l'entrefer correspond à l'optimum de rendement ou si un entrefer plus important apporte de meilleurs résultats.

L'optimum de rendement n'est pas un critère de choix absolu. En effet, il est possible qu'une solution soit plus appréciée par l'utilisateur en raison d'une tension à vide plus faible ou parce que la tension nominale est mieux adaptée à ses désirs.

5.2.5.3 Considérations liées aux bobinages

L'utilisation de structures standard pour la réalisation d'un transformateur impose la taille de l'encoche disponible pour insérer le bobinage. Le remplissage total de l'encoche procure des pertes Joule minimales ainsi qu'un bon facteur de couplage puisque la perméance de fuite d'encoches devient minimale dans ce cas. Cette perméance est définie dans les annexes du chapitre 4. Elle dépend de la géométrie de l'encoche et du bobinage. Sa valeur décroît lorsque le taux de remplissage de l'encoche diminue. La géométrie des encoches pour les structures de type standard a une forme très proche de celle d'un carré.

Le logiciel de dimensionnement impose ainsi un remplissage total de l'encoche dans chaque cas analysé.

5.2.5.4 Résumé et discussion

La brève analyse de comportement du transformateur à structure standard en fonction de l'entrefer et du remplissage de l'espace disponible pour le bobinage a permis de prendre certaines décisions quant au déroulement du processus de dimensionnement:

- L'entrefer doit être fixé de manière prioritaire en fonction des caractéristiques mécaniques du système et des tolérances dimensionnelles qui lui sont liées. Ce premier pas permet la détermination d'un entrefer minimal par l'utilisateur du logiciel de dimensionnement. La comparaison entre les résultats issus d'un premier dimensionnement à entrefer minimal et les différents résultats obtenus avec des entrefers supérieurs permet de faire un choix définitif de celui-ci en fonction du rendement ou d'un autre paramètre déterminant.
- Il est important de remplir au maximum l'encoche disponible afin de diminuer les fuites d'encoches. On adapte ainsi la taille du fil de manière à remplir complètement l'encoche.

Ces deux principes sont adoptés lors du processus de dimensionnement de structure de type E standard.

5.2.6 Analyse de paramètres liés aux structures de ferrite non standard

5.2.6.1 Introduction

L'utilisation de structures non standard implique le choix lors du dimensionnement de toutes les grandeurs géométriques du système, plus spécialement la définition des grandeurs qui sont imposées lorsqu'une structure standard est utilisée. Dans ce sens on peut citer :

- le rayon d'alésage du trou central de la structure;
- la géométrie de l'encoche définie par le rapport entre la largeur et la hauteur du bobinage;
- la surface de fer traversée par le flux magnétique.

Pour choisir ces paramètres géométriques, il faut entreprendre une étude de l'impact de ces différentes grandeurs sur le système de transmission de puissance. Cette étude permet de faire le choix de ces paramètres et de rendre le processus de dimensionnement très similaire à celui proposé pour les ferrites standard.

5.2.6.2 Considérations liées à la géométrie des bobinages

Le bobinage prend place au sein de la structure en ferrite dans une encoche dont les dimensions (section) sont à déterminer. On définit ainsi le coefficient k_b représentant le rapport entre la largeur et la hauteur de la section du bobinage et de l'encoche.

$$k_b = \frac{\text{largeur du bobinage}}{\text{hauteur du bobinage}} \quad (5.10)$$

Ce rapport k_b , appelé coefficient géométrique du bobinage, joue un rôle important dans le comportement du transfert de puissance. Pour observer ses effets, différents calculs ont été entrepris et ont permis de mettre en évidence des caractéristiques très intéressantes au niveau du rendement, de la puissance transférée et encore du volume du transmetteur rotatif. Lors de ces différents calculs, les données suivantes ont été imposées :

- Tension primaire : 200V
- Surface du fer : 2cm²
- Surface du bobinage : 2cm²
- Fréquence : 100kHz
- Rayon interne : 10mm
- Température ambiante : 20°C
- Résistance de charge : 10 Ω
- Structure : type E
- Nombre de spires : 8
primaire et secondaire

Dans tous les cas considérés, la géométrie de l'encoche a été modifiée en gardant sa surface initiale constante (2cm²). Ces variations de forme du bobinage ont modifié sensiblement les différents paramètres exprimés aux figures 5.9 et 5.10.

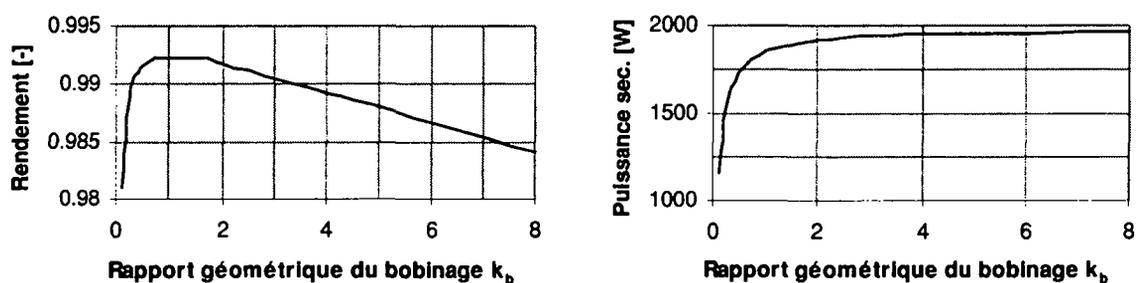


Fig. 5.9 Evolution du rendement et de la puissance transmise en fonction de k_b

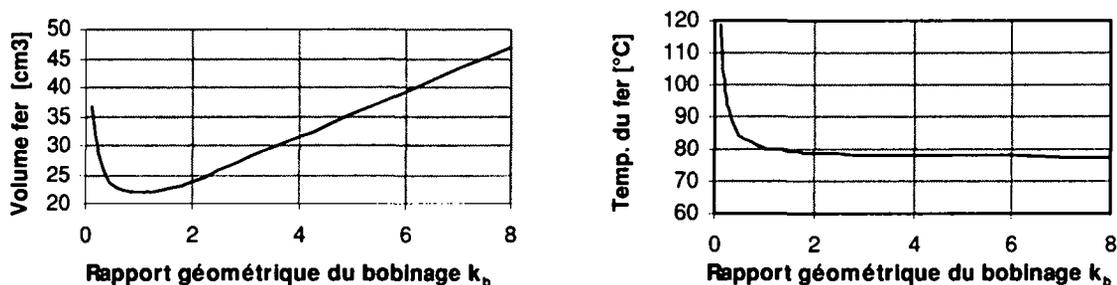


Fig. 5.10 Volume du fer et sa température en fonction du rapport k_b

Les résultats obtenus montrent que la puissance transmise est nettement supérieure lorsque le rapport géométrique du bobinage est important (bobinage plat). Cet effet est dû à la diminution des fuites d'encoches lorsque le bobinage devient plat. D'autre part le rendement et le volume de fer (qui est en fait une image du volume total du dispositif) présentent tous deux un optimum pour une valeur du rapport géométrique de bobinage proche de 1.

La température augmente fortement lorsque le rapport géométrique devient faible en raison d'une légère augmentation du niveau d'induction dans le fer, qui, s'ajoutant à l'augmentation de volume, se traduit par des pertes supplémentaires.

Pour adopter un compromis entre la puissance transmise, le rendement, le volume du fer et la température, une fonction correspondant au produit de la puissance transmise par le rendement, divisée par le volume de fer et la température, a été calculée et exprimée en [p.u.] à la figure 5.11 .

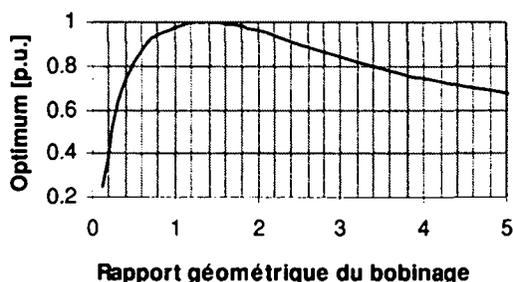


Fig. 5.11 Optimum du rapport géométrique du bobinage

On observe sur la courbe de la figure précédente un optimum situé aux alentours de 1.25 pour le coefficient géométrique du bobinage. Cette valeur est adoptée comme définition par défaut de la géométrie du bobinage dans le programme de dimensionnement. On remarque que le rapport géométrique du bobinage trouvé est très proche de celui adopté par les fabricants de ferrites lors de l'exécution de leurs structures de type E ou « pot ».

5.2.6.3 Considérations liées à l'entrefer

La détermination de l'entrefer s'accomplit de manière identique à celle préconisée pour le cas de structures standard. L'utilisateur détermine un entrefer minimal en fonction des caractéristiques mécaniques du système et l'adapte si nécessaire en fonction d'essais de dimensionnement réalisés pour des entrefers plus grands.

5.2.6.4 Considérations liées à la densité de courant

La densité de courant est un paramètre qui doit être considéré avec beaucoup de précaution. En effet l'échauffement d'un bobinage dépend de nombreux facteurs tels que le type de fils utilisé, la présence ou non de résine de remplissage, l'échauffement à respecter et l'environnement de la bobine (bobine dans l'air ou intégrée à un dispositif particuliers). Il est ainsi difficile d'imposer une densité de courant a priori. Pour toutes ces raisons, il paraît plus judicieux que l'utilisateur du programme ait la possibilité de fixer la densité de courant maximale dans son système.

Lorsque le système fonctionne à une température ambiante faible (20 à 40°C), tout en admettant un échauffement jusqu'aux limites des matériaux (typiquement 100°C pour les ferrites et 120°C pour les fils), on admet que la densité de courant peut se situer aux alentours de 4 A/mm². Lorsque l'échauffement du fer et des conducteurs doit être faible, l'utilisateur doit tabler sur une densité de courant réduite.

Dans tous les cas, l'utilisateur est amené à fournir au logiciel ses exigences concernant le problème thermique, à savoir la température ambiante, les valeurs maximales de la densité de courant, de la température du fer et du bobinage. Le programme de dimensionnement propose ensuite des solutions uniquement si elles s'inscrivent dans les limites thermiques fixées.

5.2.6.5 Considérations liées à la géométrie de la structure

Le choix d'une structure non standard est principalement justifié lorsque le système doit être pourvu d'un axe traversant de diamètre supérieur au trou de passage existant sur les ferrites standard et lorsque l'espace destiné au système est très particulier et ne correspond pas à la géométrie d'une ferrite standard.

L'utilisateur est ainsi amené à fixer une valeur minimale pour le rayon interne de la structure et un rayon maximal (r_{\min} et r_{\max} à la figure 5.12) définissant l'espace à disposition pour la réalisation du transformateur. On peut se demander alors s'il est préférable de choisir une solution privilégiant une position interne, médiane ou externe de la structure par rapport à cet espace disponible (voir figure 5.12).

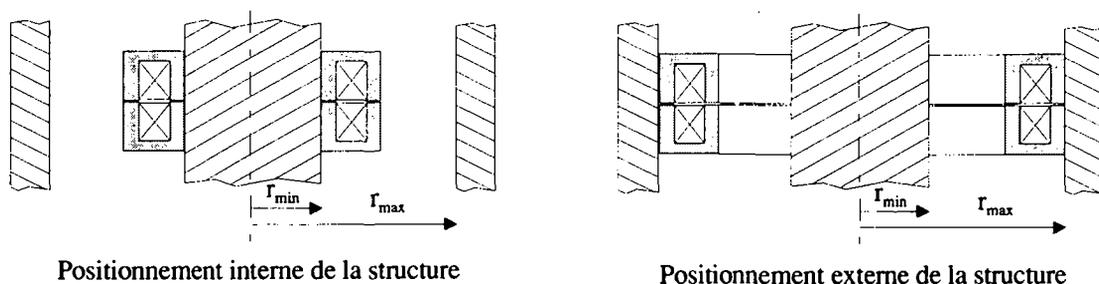


Fig. 5.12 Possibilité d'implantation du transformateur dans un espace disponible

Pour répondre à cette question, une étude systématique des différents cas possible a été entreprise. Ce travail se base sur le cahier des charges suivant :

- r_{\min} : 5mm
- r_{\max} : 40mm
- Puissance : 1000W
- Tension primaire : 200V
- Tension secondaire : 200-220V
- Entrefer : 0.3mm
- Matériel : N67
- Densité de courant : 5 A/mm²
- Fréquence : 100kHz
- Temp. ambiante : 40°C
- Temp. du fer maximale : 100°C
- Temp. du cuivre max. : 120°C

Les grandeurs variables sont alors le rayon interne de la structure, la surface de fer et les nombres de spires. La modification de ces paramètres implique, à densité de courant imposée, la variation des dimensions de la structure et la modification des caractéristiques du transformateur (rendement, température, volume, etc).

Typiquement, à rayon interne et surface de fer fixés, la variation des nombres de spires primaire et secondaire permet de trouver plusieurs solutions répondant aux exigences du cahier des charges. Ces solutions, présentées à la figure 5.13 dans un cas particulier où la surface du fer est de 150mm² et le rayon du trou central de 5mm, montrent que le rendement évolue en fonction du nombre de spires primaire selon une parabole définissant un optimum ($N_1=17$). Cet optimum est un cas intéressant car il correspond à un compromis entre les pertes fer et les pertes Joule. En effet le niveau d'induction dans le fer s'atténue avec l'augmentation des spires primaire alors que les pertes Joule croissent avec l'augmentation des nombres de spires.

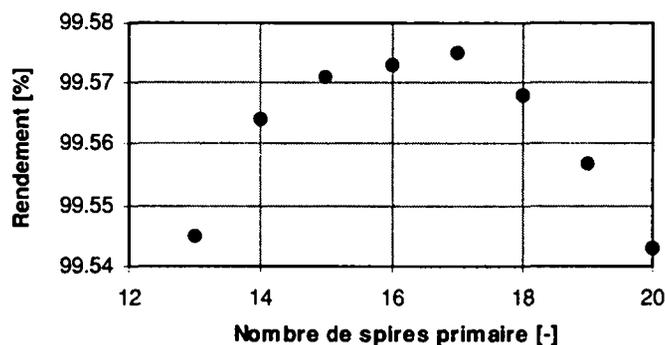


Fig. 5.13 Evolution du rendement en fonction du nombre de spires

En réitérant de manière systématique la même démarche, pour des rayons internes différents (5, 10, 15 et 20mm) et une surface de fer variable, et en retenant à chaque fois la configuration accusant le meilleur rendement, il est possible de tracer des courbes comparatives (figure 5.14) de l'évolution des rendements optimaux en fonction de la surface de fer.

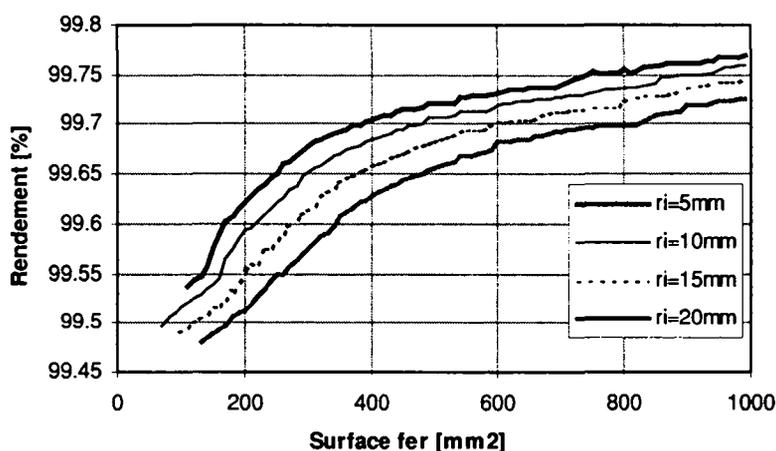


Fig. 5.14 Evolution du rendement en fonction de la surface de fer pour différents rayons du trou central de la structure.

Il apparaît clairement que le rayon interne le plus faible (5mm) offre un meilleur rendement quel que soit la surface de fer considérée. Il devient alors intéressant de comparer les valeurs de certains paramètres comme le rayon externe de la structure (représentatif du volume) ou encore la température du cuivre en fonction du rendement. On obtient ainsi les graphes de la figure 5.15.

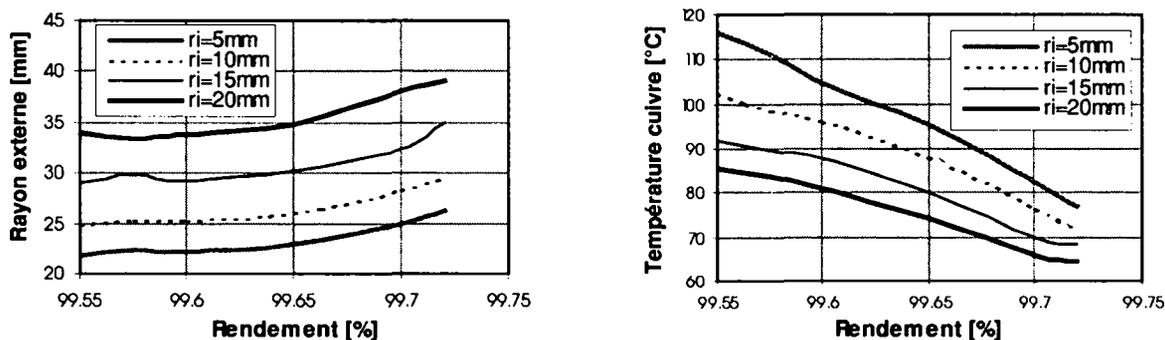


Fig. 5.15 Encombrement et température en fonction du rendement

On s'aperçoit alors que pour un rendement identique, l'encombrement (rayon externe) est plus favorable lorsque le rayon interne est petit. Toujours à rendements identiques, on observe que la température du bobinage est moins élevée lorsque le rayon interne est grand. Ce comportement semble logique car à pertes égales (même rendement), la structure la plus volumineuse offre plus de surface de convection. Cependant, le fait d'obtenir des températures plus faibles à rendements égaux ne constitue pas un argument de choix puisque toutes les solutions ayant servi à l'élaboration des graphes de la figure 5.15 remplissent le cahier des charges qui a été défini.

On peut ainsi admettre que la solution idéale consiste à traiter le problème en fixant le rayon du trou central de la structure à la valeur minimale de la plage disponible. Dans ce cas on garantit un volume minimal du transformateur pour un rendement donnée. Ce choix évite aussi d'avoir des épaisseurs de parois trop faibles. En effet, à surface de fer équivalente, la solution utilisant un faible rayon pour le trou central bénéficie d'une épaisseur de parois plus importante. Elle est donc moins délicate à fabriquer.

On remarque finalement (figure 5.15) que le rendement augmente avec la taille de la structure. On peut alors faire intervenir un autre facteur qui est le prix de fabrication. Il est certain que le prix de fabrication est d'autant plus élevé que la structure est grande. Ce phénomène s'explique par la masse de matière plus importante pour une grosse structure et surtout par les moyens très importants nécessaires au pressage de grosses ferrites. D'un point de vue économique, il semble donc plus intéressant de favoriser une taille plus faible par rapport au rendement.

5.2.6.6 Résumé et discussion

Cette analyse de paramètres tels que l'entrefer, le rapport géométrique du bobinage k_b et la densité de courant a mis en évidence certains comportements typiques du rendement, de la température ou encore du volume du dispositif et permet d'énoncer les considérations suivantes :

- l'entrefer doit être choisi en priorité pour répondre aux caractéristiques mécaniques du système et à ses tolérances dimensionnelles. Cette contrainte fixe un entrefer minimal à respecter. Le choix final de l'entrefer peut être supérieur à cette valeur minimale et est choisi par l'utilisateur après comparaison de plusieurs essais de dimensionnement à entrefer variable;
- le rapport géométrique du bobinage s'avère être optimal de manière générale pour une valeur de 1.25. Il semble plus intéressant d'avoir un coefficient de bobinage supérieur à cette valeur que le contraire;
- la densité de courant peut être fixée aux alentours de 3 à 4 A/mm² dans des conditions normales. Pour des conditions sévères (échauffement très limité), il convient d'abaisser cette valeur;
- il est préférable de fabriquer une structure sur la base d'un rayon interne le plus petit possible;
- l'épaisseur des parois doit être suffisante pour répondre à des critères de solidité, de fabrication et de flux.

Ces considérations et choix permettent de simplifier grandement le processus de dimensionnement et sont applicables aux structures de type E et U. En principe, on privilégie l'utilisation de la structure de type E car elle est plus facile à fabriquer.

5.2.7 Définition du cahier des charges

Le cahier des charges lié au dimensionnement de transformateurs de puissance rotatifs est particulier dans le sens où certains éléments du cahier des charges sont spécifiques (entrefer, ferrites, forme de la structure..). L'utilisateur doit ainsi choisir le type de structures et le matériau les mieux adaptés à son application. Ceux-ci sont définis aux références [4] et [5] et leurs propriétés apparaissent sous la forme de fichiers, présentés dans les annexes de ce chapitre et servant au logiciel de dimensionnement.

Le cahier des charges proprement dit se résume ainsi aux éléments suivants :

- le type de matériau;
- la fréquence de fonctionnement;
- la puissance disponible au secondaire;
- la tension sinusoïdale imposée au primaire;
- la tension sinusoïdale minimale admissible en charge nominale au secondaire;
- la tension sinusoïdale maximale tolérée en charge nominale au secondaire;
- le type de bobinage (fils seul ou remplissage de l'encoche avec une résine);
- la taille de l'entrefer;
- la température ambiante maximale;
- la température maximale tolérée pour le fer;
- la température maximale tolérée pour le bobinage;
- le nombre de tailles de structures à analyser (le logiciel recherche la plus petite taille permettant de remplir le cahier des charges; ensuite il traite les pots en ferrite de tailles supérieures jusqu'au nombre de tailles indiqué).

Les points suivants sont spécifiques au dimensionnement de structures non standard :

- le rayon interne minimal;
- le nombre de tailles pour lesquelles l'évaluation doit être faite (la taille est défini par la surface de fer); la taille minimale ainsi que l'écart de surface entre deux tailles successives sont fixés à 10mm^2 ;
- l'épaisseur minimale des parois;
- le coefficient géométrique du bobinage (par défaut sa valeur est de 1.25; ce paramètre peut être modifié lorsque la place disponible est réduite (voir figure 5.16));
- la densité de courant maximale autorisée.

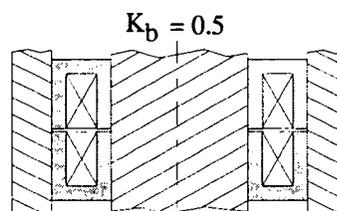


Fig. 5.16 Variante avec rapport géométrique du bobinage k_b adapté

La notion d'encombrement doit être vérifiée par l'utilisateur. Lorsque le dimensionnement d'une structure non standard révèle un diamètre extérieur trop grand ou une hauteur trop importante, il est possible de jouer sur le coefficient de rapport géométrique de bobinage k_b afin de modifier la géométrie.

L'épaisseur des parois est aussi un paramètre important. En effet, sous certaines conditions, le programme peut proposer des structures à parois extrêmement fines (lorsque le rayon central doit être important et la puissance à transmettre est faible). Dans ce genre de situation, il est nécessaire d'imposer une épaisseur de parois minimale.

5.2.8 Méthodes de calcul utilisées lors du dimensionnement

5.2.8.1 Introduction

Les considérations faites aux points précédents de ce chapitre ont mis en évidence certains comportements et aspects du dimensionnement en fonction de la structure choisie. Il est temps maintenant d'aborder de manière plus spécifique certains calculs utilisés lors du dimensionnement. Nous allons ainsi présenter dans un premier temps les algorithmes de calcul applicables à tous les types de structures en ferrite pour terminer par des explications propres à chaque type de transformateurs présenté dans ce travail. Un organigramme mettant en évidence les principes de dimensionnement de chaque structure est proposé.

5.2.8.2 Calcul des performances du transformateur

Le modèle utilisé pour le calcul des grandeurs caractéristiques du transformateur en régime sinusoïdal est celui présenté à la figure 5.3. Ce modèle, incluant la capacité d'accordage primaire et la capacité d'optimisation du transfert de puissance, permet de déterminer les grandeurs suivantes :

- le courant primaire;
- le déphasage entre tension et courant primaire;
- la puissance primaire;
- la tension secondaire;
- le courant secondaire;
- le déphasage entre tension et courant secondaire;
- la puissance secondaire.
- le courant magnétisant

Les détails et développements relatifs au calcul des grandeurs précitées interviennent dans les annexes de ce chapitre.

5.2.8.3 Détermination de la géométrie de la structure

La définition de la géométrie d'une structure en ferrite de type non standard se base sur les éléments suivants :

- le type de structure désiré (E ou U);
- la surface de fer désirée A_e ;
- le rayon du trou central désiré r_i ;
- la surface destinée au bobinage;
- le coefficient géométrique du bobinage k_b .

La connaissance de ces éléments permet de définir les dimensions d'une structure de type E ou U, telles qu'elles sont définies aux figures 4.6 et 9.1.

Pour la structure de type E, on définit tout d'abord la grandeur e_1 qui représente l'épaisseur de la paroi interne de la structure :

$$e_1 = -r_i + \sqrt{r_i^2 + \frac{A_e}{\pi}} \quad (5.11)$$

Pour déterminer l'épaisseur de la parois latérale de la structure e_b , on impose la surface de fer A_e pour le rayon le plus faible de la parois considérée. On obtient alors :

$$e_b = \frac{A_e}{2\pi(r_i + e_1)} \quad (5.12)$$

Il reste finalement à calculer l'épaisseur de la parois externe de la structure e_2 . Cette grandeur ne peut être déterminée sans connaître la nature du bobinage. La surface nécessaire pour le bobinage ainsi que le coefficient géométrique k_b permettent de donner des dimensions (largeur l_b et hauteur h_b de la bobine) à la section du bobinage. Ces grandeurs étant connues, on s'achemine vers la grandeur recherchée :

$$e_2 = -(r_i + e_1 + l_b) + \sqrt{(r_i + e_1 + l_b)^2 + \frac{A_e}{\pi}} \quad (5.13)$$

La connaissance des trois grandeurs calculées précédemment permet de définir entièrement la géométrie de la structure de type E.

Lorsque l'on considère la structure de type U, la démarche est similaire et les grandeurs à calculer sont identiques en ce qui concerne e_1 et e_b . La détermination de la grandeur e_2 nécessite la connaissance des bobines et de ses dimensions. On suppose aussi que les surfaces des bobinages primaires et secondaires sont identiques. On obtient alors la formule suivante :

$$e_2 = -(r_i + p_1 + l_e + h_{b2}) + \sqrt{(r_i + p_1 + l_e + h_{b2})^2 + \frac{A_e}{\pi}} \quad (5.14)$$

5.2.8.4 Détermination du champs magnétique et de l'induction

La détermination de l'induction et du champ magnétique passe par la connaissance de la caractéristique B-H du matériau considéré. La modélisation mathématique de cette courbe peut s'obtenir en usant d'une méthode intéressante citée à la référence[12]. Cette méthode, basée sur la connaissance de trois points de la courbe B-H, permet une représentation précise, sans discontinuité et simple de la caractéristique magnétique d'un matériau.

On constate en observant la figure 5.17 que la température modifie sensiblement la caractéristique B-H d'un matériau.

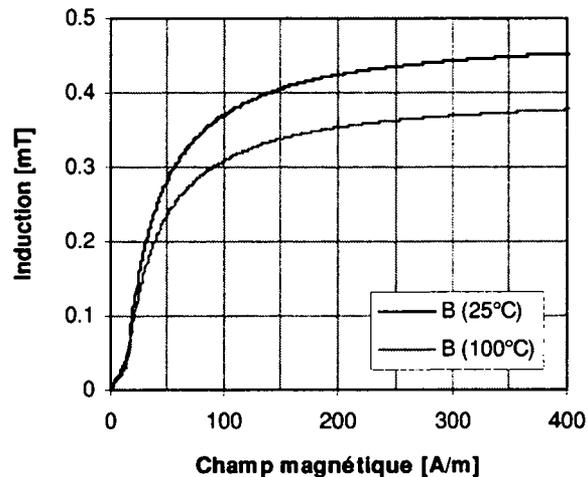


Fig. 5.17 Courbe B-H du matériau N67 pour deux températures

Pour tenir compte de cet effet et améliorer la méthode précitée, on introduit une adaptation des trois points représentatifs de la courbe B-H au moyen de la relation suivante :

$$B_x(T) = B_x \cdot \left[1 - k_T \frac{T - 25}{75} \right] \quad (5.15)$$

Les points définissant la courbe B-H sont inscrits pour plusieurs matériaux dans un fichier utilisé lors du dimensionnement et se trouvant en annexe de ce chapitre. Ces points (B_x) correspondent à la température de 25°C.

Pour la détermination du coefficient de correction thermique k_T , on compare les deux courbes B-H (à 25 et 100°C) pour une valeur d'induction proche de la saturation.

La caractéristique B-H étant définie, on peut entreprendre le calcul du champ magnétique dans le fer de la structure. On pose alors certaines hypothèses indispensables pour calculer de manière simple une valeur moyenne de l'induction:

- La structure en ferrite possède une surface du fer constante traversée par le flux magnétique. Lorsque ce n'est pas tout à fait le cas (structures standard), on attribue à la structure une surface équivalente A_e établie selon une moyenne de deux surfaces extrêmes de la structure.
- On néglige les flux de fuites dans la structure. On admet ainsi que le niveau du champ magnétique est identique partout dans le fer de la structure. Il en est de même pour la valeur de l'induction.
- La perméabilité relative du matériau est supposée constante en tout point de la structure.

Dans ces conditions, on exprime le flux magnétique φ circulant dans la structure avec la relation (5.16). La surface A_e intervenant dans cette relation étant supposée constante, on peut écrire ce même flux de manière plus simple en fonction du champ magnétique \hat{H} :

$$\varphi = \int_{A_e} \vec{B} \cdot d\vec{A} = \mu_0 \mu_r \hat{H} \cdot A_e \quad (5.16)$$

Un autre moyen de calculer le flux magnétique consiste à l'exprimer en fonction du potentiel qui le crée et de la perméance vue de ce potentiel . Dans notre cas, il s'agit du potentiel lié au courant magnétisant \hat{I}_m du transformateur et au nombre de spires primaire. La perméance considérée (Λ_h) correspond à l'inductance de champ principal du transformateur.

$$\varphi = \theta \cdot \Lambda_h = N \cdot \hat{I}_m \cdot \Lambda_h \quad (5.17)$$

Des équations (5.16) et (5.17), on déduit une relation exprimant la valeur du champ magnétique \hat{H} :

$$\hat{H} = \frac{N \cdot \hat{I}_m \cdot \Lambda_h}{\mu_0 \mu_r A_e} \quad (5.18)$$

5.2.8.5 Détermination des paramètres liés aux bobinages

La surface de cuivre effective d'un bobinage S_{cu} est liée à la surface totale S_b à disposition pour le réaliser par le coefficient de remplissage. Ce dernier peut se décomposer en deux termes, k_b et k_l qui apparaissent dans l'équation (5.19).

$$S_{cu} = k_l \cdot k_b \cdot S_b \quad (5.19)$$

Le coefficient k_l correspond au rapport de la surface de cuivre par rapport à la surface totale des fils tandis que k_b définit la surface des fils (section ronde) par rapport la surface à disposition. On admet alors les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} k_l &= 0,8 \dots 0,95 & : \text{ fils monobrin} & & k_b &= 0,6 \dots 0,7 \\ k_l &= 0,2 \dots 0,4 & : \text{ fils de Litz} & & & \end{aligned} \quad (5.20)$$

La résistance R du bobinage peut s'exprimer alors selon la relation (5.21) où le paramètre $\rho(T)$ traduit la résistivité du cuivre en fonction de la température T , N le nombre de spires de l'enroulement et r_m le rayon moyen du bobinage.

$$R = \rho(T) \cdot N \cdot \frac{2\pi \cdot r_m}{k_l \cdot k_b \cdot S_b} \quad \text{avec} \quad \rho(T) = \rho(20^\circ\text{C}) \cdot [1 + 3,8 \cdot 10^{-3} (T - 20^\circ\text{C})] \quad (5.21)$$

Dans notre genre d'applications la température du bobinage peut, selon les cas, atteindre des valeurs relativement élevées. Il est alors justifié de tenir compte de la variation de la résistivité du cuivre en regard à la température [13]. Finalement, la densité de courant en rapport à un courant de valeur efficace I circulant dans la bobine s'écrit :

$$J = \frac{I \cdot N}{S_{cu}} = \frac{I \cdot N}{k_l \cdot k_b \cdot S_b} \quad (5.22)$$

5.2.8.6 Calcul du point de fonctionnement.

La génération d'un flux magnétique alternatif dans la ferrite provoque un déplacement du point de fonctionnement au cours du temps (hystérèse, voir figure 4.2). On détermine alors l'amplitude de perméabilité (équation 4.3) qui correspond à la perméabilité relative pour l'amplitude maximale du champs magnétique et du champs d'induction magnétique. La valeur de perméabilité ainsi obtenue qualifie le matériau utilisé et sert alors à la détermination des inductances du système.

Le calcul du point de fonctionnement est un processus itératif soumis à un phénomène de convergence selon la démarche décrite à la figure 5.18. qui en présente les étapes essentielles. Il intervient lorsque tous les paramètres du système sont déterminés (structure, nombres de spires, alimentation, ...), à l'exception de la perméabilité du matériau. Pour cette raison, on donne à la perméabilité relative du matériau une valeur de départ égale à la perméabilité initiale du matériau μ_i .

Par le biais d'une formule d'adaptation qui fixe la convergence au moyen du paramètre α (sa valeur a été fixée à 3), on calcule la nouvelle perméabilité relative μ_r qui est appliquée lors de l'itération suivante. L'arrêt des itérations intervient lorsque la différence entre la nouvelle et l'ancienne valeur de la perméabilité relative est inférieure à 1% de la nouvelle perméabilité. Cette démarche s'inscrit dans le processus général de dimensionnement sous le nom de « calcul des caractéristiques du transformateur ». Elle intervient sous ce nom dans l'organigramme global présenté aux figures 5.19 et 5.21.

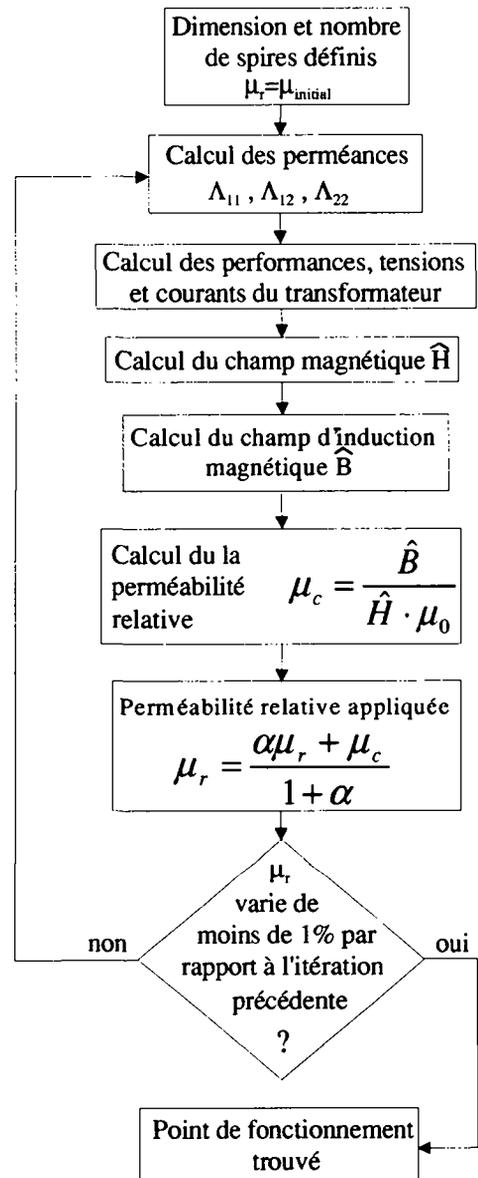


Fig. 5.18 Organigramme de détermination du point de fonctionnement

5.2.8.7 Description du processus de dimensionnement pour transformateurs à structures standard

Au début du dimensionnement, l'utilisateur introduit les données du cahier des charges. Une phase d'initialisation permet ensuite de définir certaines grandeurs qui doivent posséder une valeur plausible afin de débiter les itérations de manière correcte. Typiquement, on commence par la structure la plus petite à disposition et par des nombres de spires unitaires. A cette première démarche succède le processus itératif de dimensionnement. On observe dans l'organigramme de la figure 5.19 que deux boucles s'imbriquent lors du processus. La première fait varier la charge de manière à pouvoir comparer chaque solution sur la base d'une même puissance fournie au secondaire. Dans la seconde boucle, on incrémente les nombres de spires primaire et secondaire en fonction des résultats intermédiaires trouvés (tension secondaire et température). Les critères servant à l'adaptation des nombres de spires primaire et secondaire apparaissent dans la partie de l'organigramme intitulée « test de la solution, enregistrement de la solution, modification des paramètres » décrit en détail à la figure 5.20.

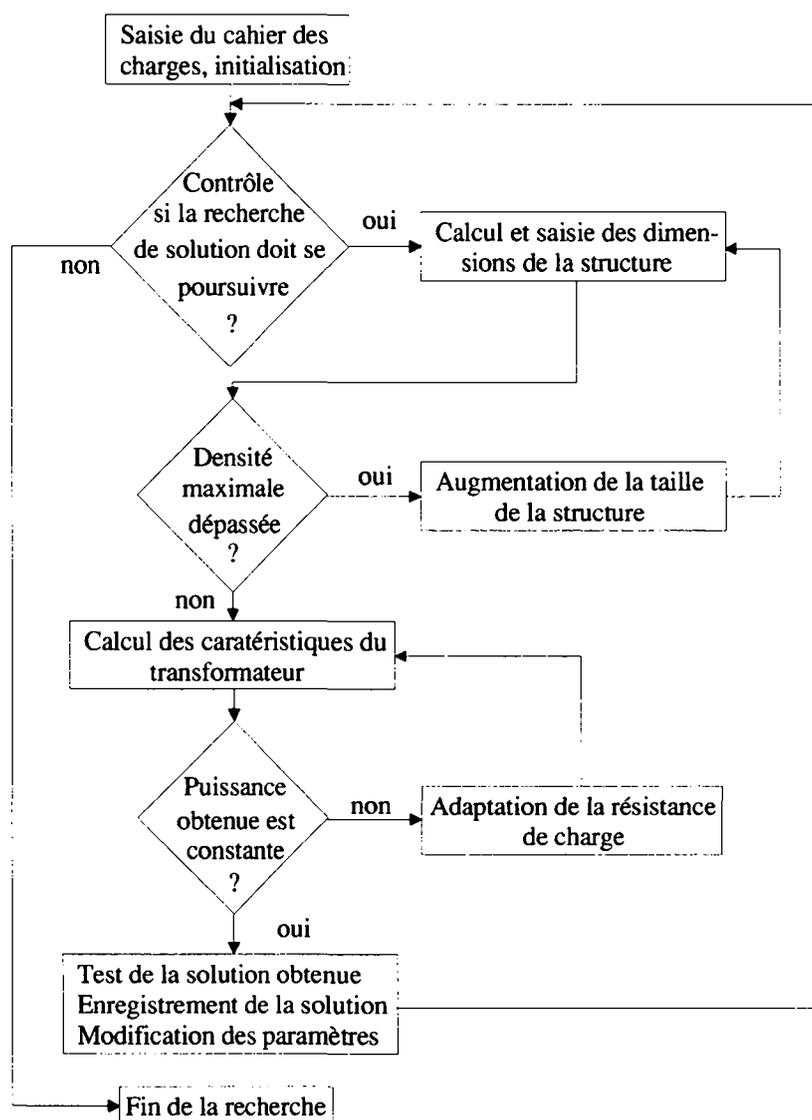


Fig. 5.19 Organigramme général du programme de dimensionnement

La section du fil est adaptée de manière à remplir l'encoche à disposition. Le contrôle de la densité de courant s'effectue sur le bobinage secondaire uniquement et permet de passer à une taille de structure supérieure dès que la densité de courant, calculée pour le courant secondaire correspondant à la puissance nominale demandée, dépasse une valeur fixée à $6\text{A}/\text{mm}^2$.

Dans tous ces cas, les solutions trouvées apparaissent dans le fichier de résultats qui doit être ensuite exploité par l'utilisateur afin de choisir la solution qui lui convient le mieux selon des critères comme le rendement optimal, la taille minimale ou encore l'échauffement minimal.

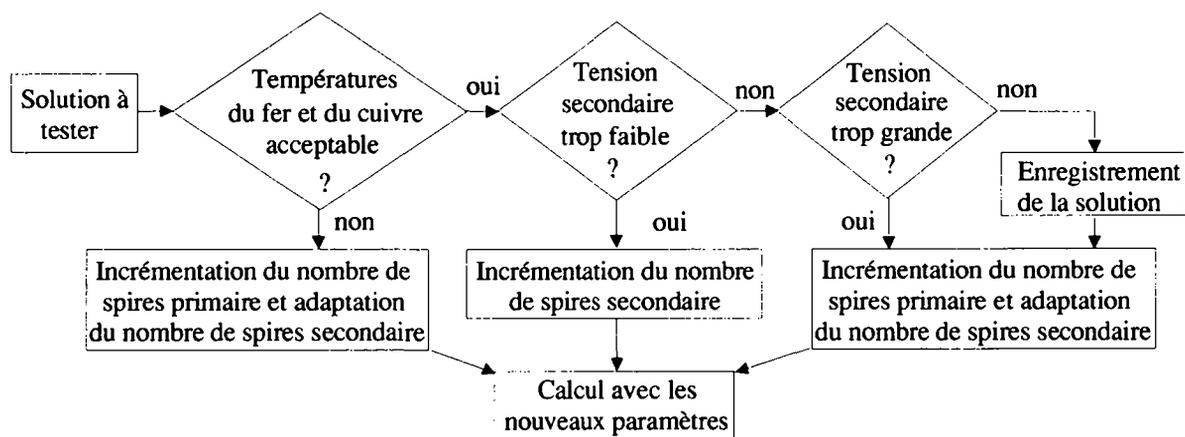


Fig. 5.20 Détail de la partie d'analyse des solutions trouvées

5.2.8.8 Description du processus de dimensionnement pour transformateurs à structures non standard

Le dimensionnement de transformateur de type E et U selon une structure non standard diffère de la solution utilisant des structures standard principalement par le choix des dimensions et de la densité de courant. On obtient ainsi l'organigramme de la figure 5.21.

Le programme débute par la demande à l'utilisateur des différents éléments du cahier des charges. Cette première étape est suivie par le test de poursuite du dimensionnement. Ce test consiste à contrôler si les solutions ont été trouvées pour les différentes tailles de structures demandées. Dans l'affirmative, le logiciel calcule la résistance de charge de manière à ce que la puissance de sortie soit égale à la puissance désirée. La surface du fer, les courants et les nombres de spires étant connus, la géométrie de la structure est déterminée. Il est alors possible de calculer les caractéristiques du transformateur (tensions, courant, induction, pertes...). Le résultat de ces calculs permet le contrôle de la convergence de la puissance et de la densité de courant qui doivent correspondre aux valeurs indiquées par l'utilisateur.

Dès que la convergence est observée, la solution trouvée est analysée afin de contrôler si elle correspond aux critères du cahier des charges (voir organigramme de la figure 5.22). Dans l'affirmative cette solution est enregistrée. Dans chaque cas une décision quant à la suite du déroulement des opérations est prise, ce qui permet la modification des paramètres de calcul (nombres de spires, section de fer, taille) et de continuer si nécessaire la recherche d'autres solutions.

Lorsque la taille de la surface de fer est trop faible (au départ sa valeur est fixée à la taille minimale soit 10mm^2), on aboutit à des situations pour lesquelles le système est saturé. Cette situation produit un courant très élevé au primaire du transformateur et le logiciel accroît la section de cuivre de manière à respecter la densité de courant demandée. Pour imposer une limite à ce phénomène, on évite que la surface du cuivre ne dépasse quatre fois la section de fer. Ainsi, dès que cette limite est atteinte, la surface de fer est augmentée.

Lorsque les températures du fer et du cuivre ne sont pas conformes aux exigences du cahier des charges, on admet que l'induction est trop élevée. Il est donc nécessaire d'augmenter le nombre de spires primaire pour faire diminuer l'induction. Le nombre de spires secondaire est adapté selon le rapport de tension désiré entre le primaire et le secondaire :

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_2}{U_1} \quad (5.23)$$

Lorsque les températures correspondent aux valeurs admises par l'utilisateur, on contrôle la tension secondaire obtenue. Si cette tension est trop faible, on augmente le nombre de spires secondaire uniquement. Si elle entre dans la plage prévue par l'utilisateur du programme, la solution trouvée est enregistrée, le nombre de spires primaire augmenté et le nombre de spires secondaire adapté selon (5.23). Si la tension secondaire est trop élevée, on agit de manière identique.

La procédure de dimensionnement utilisée lorsque une structure de type U est envisagée est similaire à celle qui vient d'être décrite pour la structure de type E.

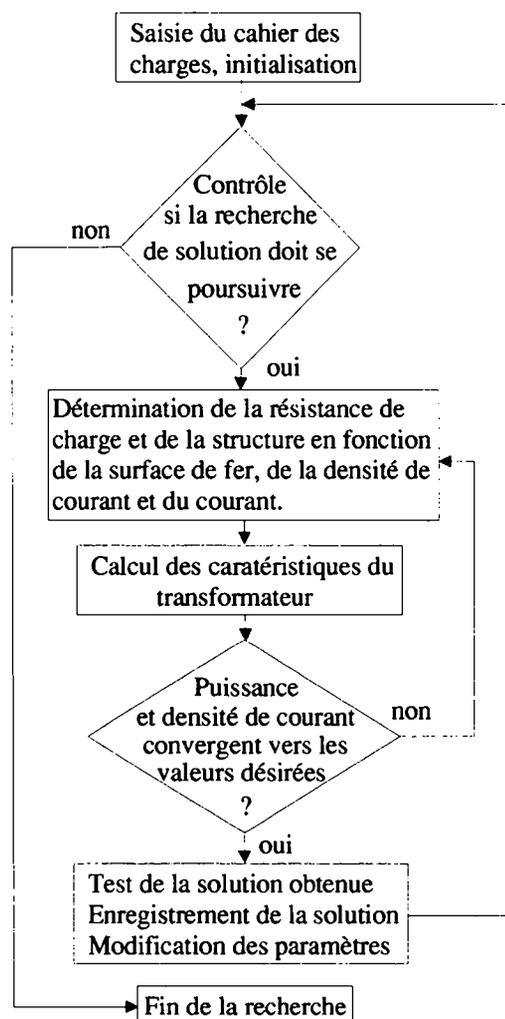


Fig. 5.21 Organigramme pour le dimensionnement de transformateurs à structures non standard

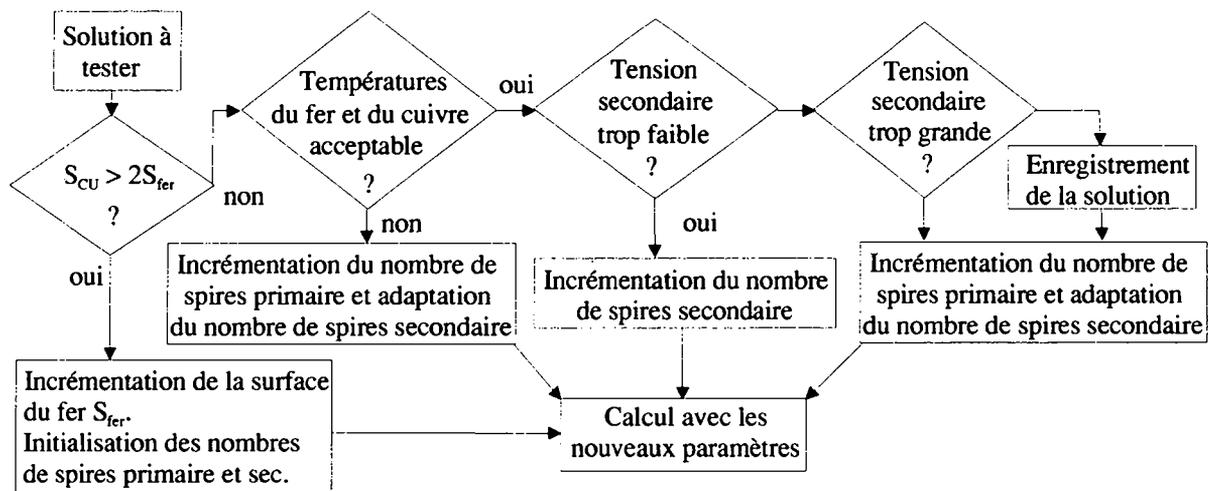


Fig. 5.22 Organigramme décrivant les décisions prises au cours du dimensionnement

5.2.9 Réalisation et tests

5.2.9.1 Introduction

La vérification des modèles et algorithmes de dimensionnement est un point important du travail effectué et passe par une ou plusieurs réalisations concrètes de systèmes de transmission de puissance. Elle permet bien souvent de mettre en évidence certains problèmes liés à la réalisation ou aux hypothèses faites au cours des modélisations du système. On entreprend ainsi dans ce point 5.2.9 un dimensionnement particulier sur la base d'un cahier des charges déterminé. Le dimensionnement se poursuit par une phase de réalisation qui permet de comparer le calcul et les résultats des mesures.

5.2.9.2 Description d'un exemple traité

Dans le cadre d'un transfert d'énergie au plateau tournant d'une machine-outil, on désire substituer les conventionnels collecteurs tournants servant à amener la puissance sur le plateau par un système de transmission de puissance inductif et sans contact. Un environnement essentiellement constitué de pièces métalliques nous pousse à choisir une solution basée sur un transformateur à structure en ferrite. La machine outils est alimentée par un bus de puissance à tension continue de 300V. La puissance embarquée est de 2kW au maximum. On admet l'utilisation d'un onduleur fonctionnant à 100kHz et fournissant au transformateur à dimensionner une tension alternative de 470V (crête). On désire obtenir au secondaire du transformateur une tension comprise entre 300 et 340VAC (crête).

La structure en ferrite doit être choisie sur la base d'éléments standard existants. Un premier essai de dimensionnement montre que la taille doit être au minimum un pot de type 66/56. Ce pot est fabriqué en matériau 3F3 (voir référence[4]). Il supporte une température maximale de 115°C. On admet que la température du bobinage ne doit pas excéder 120°C. La température ambiante n'excède pas 40°C. La taille du pot en ferrite étant relativement grande (Ø de 66mm, hauteur 56mm), Il faut admettre un entrefer minimal de 0.5mm car il est difficile de garantir un entrefer plus faible avec une bonne précision mécanique.

5.2.9.3 Dimensionnement

Lors du dimensionnement, les grandeurs suivantes sont introduites :

- type de matériau : 3F3
- tension primaire (crête) : 470VAC
- tension secondaire minimale (crête) : 280VAC
- tension secondaire maximale (crête) : 320VAC
- puissance secondaire maximale : 2000W
- température ambiante maximale : 40°C
- température maximale du fer : 115°C
- température maximale du cuivre : 120°C
- fréquence de fonctionnement : 100kHz
- taille de l'entrefer : 0.5mm
- nombre de structures à analyser : 1
- optimisation de la puissance avec une capacité série : non

Le logiciel donne alors deux solutions répondant au cahier des charges introduit. Les lignes suivantes présente un extrait des grandeurs calculée pour ces deux solutions :

N1	N2	U1	U2	I1	P2	Tf	Tcu	rend	B	perm1	perm12	perm2	R1	R2	Cp
[]	[]	[V]	[V]	[A]	[W]	[°C]	[°C]	[%]	[mT]	[uH]	[uH]	[uH]	[Ohm]	[Ohm]	[nF]
11	9	470.0	313.5	12.77	2015.2	90.9	117.9	99.473	65	1.130	1.014	1.130	0.0085	0.0060	31.90
12	10	470.0	297.2	13.21	2015.0	78.2	112.0	99.636	59	1.125	1.009	1.125	0.0097	0.0070	33.95

On opte pour la première solution (imprimée en gras) car la tension secondaire obtenue est plus élevée. D'autres essais de dimensionnement avec un entrefer plus grand ont été entrepris. Ils ne présentent malheureusement pas d'intérêts dans ce cas car on observe une température du cuivre trop élevée.

5.2.9.4 Mesures et analyse

Les mesures réalisées ont amené des résultats très intéressants. Elles se basent sur le schéma de principe présenté à la figure 5.23.

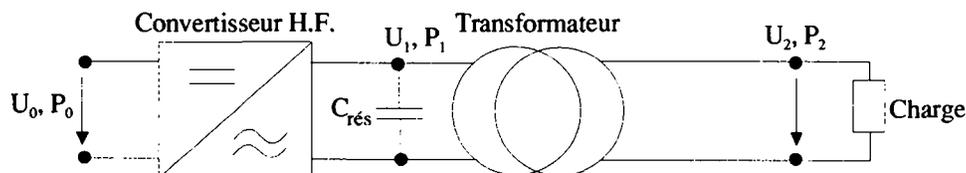


Fig. 5.23 Schéma indiquant les points de mesures

Les paramètres mesurés sont définis dans la liste suivante :

- U_0, I_0, P_0 : Tension, courant et puissance délivrés par la source continue alimentant le système
- $\hat{U}_1, \hat{I}_1, P_1$: Tension, courant et puissance au primaire du transformateur
- $\hat{U}_2, \hat{I}_2, P_2$: Tension, courant et puissance au niveau du secondaire du transformateur
- R_1, R_2 : Résistances des bobinages primaires et secondaires à 25°C
- L_{11}, L_{22}, L_{12} : Inductances propres et mutuelles du transformateur
- T_{cu}, T_{fer} : Températures des bobinages et de la ferrite

Ces différentes grandeurs permettent la détermination de rendements définis selon les équations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} \eta &= \frac{P_2}{P_1} && \text{rendement du transformateur} \\ \eta_1 &= \frac{P_1}{P_0} && \text{rendement du convertisseur} \\ \eta_2 &= \frac{P_2}{P_0} && \text{rendement global du système} \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

On aboutit ainsi à un tableau présentant un échantillon représentatif de ces différentes valeurs mesurées.

	\hat{U}_2 [V]	P_2 [W]	η [%]	R_1 [Ω]	L_{11} [μ H]	L_{12} [μ H]	T_{fer} [°C]	T_{Cu} [°C]
Grandeurs de calcul	313.5	2015	99.47	0.0085	91.5	100.38	90.9	117.9
Grandeurs mesurées	313.2	1980	99.2	0.0093	96.85	107.71	87	114
Erreur relative [%]	0.1	1.7	3.2	9.4	5.8	7.2	4.2	2.5

Tableau 5.2 Comparaison entre valeurs mesurées et calculées

On peut observer la bonne correspondance entre les grandeurs calculées et mesurées. Il faut aussi insister sur la difficulté d'une mesure de puissance en raison de la fréquence élevée. Dans le cas présent, ces mesures de puissance ont été exécutées à l'aide d'un oscilloscope numérique capable de réaliser l'intégrale du produit du courant par la tension. L'énergie ainsi obtenue pendant un intervalle de temps connu permet de calculer une puissance moyenne. Les différences les plus importantes apparaissant au niveau des valeurs d'inductances ont pour cause essentiellement les tolérances concernant la perméabilité du matériau et la taille de l'entrefer.

En observant le système dans sa globalité, on peut calculer les rendements des différents étages en présence selon les équations (5.24). On alors les valeurs de rendements suivantes :

η [%]	η_1 [%]	η_2 [%]
99.2	91.05	90.3

Tableau 5.3 Rendements partiels et globaux du système testé

On remarque que les pertes résident essentiellement dans le convertisseur et que les pertes Joule et fer au sein du transformateur ne représentent qu'une faible partie des pertes totales du système.

Il est intéressant d'observer (figure 5.24) la nature des signaux de tension et de courant dans le transformateur, plus particulièrement les tensions U_1 et U_2 et leur courant respectifs I_1 et I_2 .

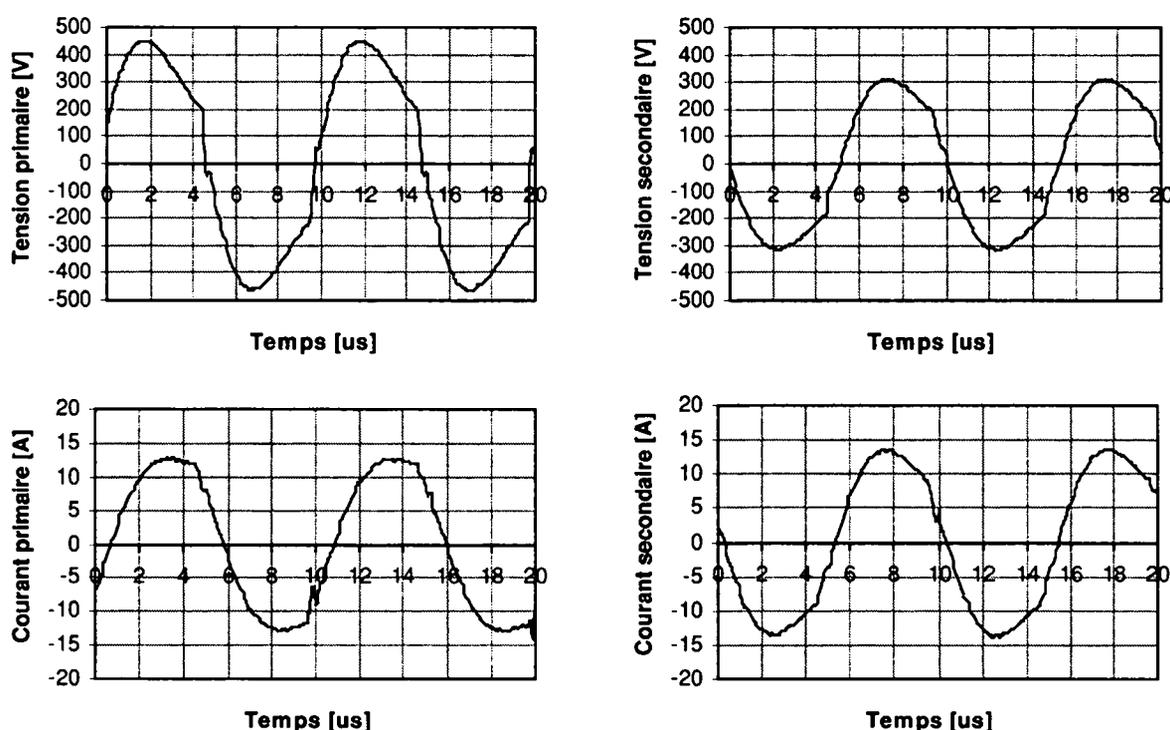


Fig. 5.24 Représentation des tensions et courants mesurés dans le transformateur

On observe sur ces différents graphes les points suivants :

- De manière générale, les comportements observés durant les mesures réalisées ont permis de mettre en exergue une bonne correspondance avec les calculs théoriques utilisés lors du dimensionnement.
- Les courbes observées ne sont pas de parfaites sinusoïdes. Ce comportement est révélateur d'un amortissement relativement important du circuit oscillant formé par le transformateur, sa charge et la capacité d'accordage $C_{rés}$.
- Les signaux secondaires sont quasiment en phase. Il est difficile de trouver des charges de puissance élevée totalement résistives. Lors des essais réalisés, une charge constituée d'ampoules d'éclairage a été utilisée.
- On constate un déphasage d'environ 35° électriques entre le courant et la tension primaire.

5.3 Dimensionnement de transformateurs de puissance sans fer

5.3.1 Introduction

Les outils de calcul d'inductances de bobinages dans l'air développés et présentés au chapitre 3 de ce travail servent de base lors du processus de dimensionnement d'un transformateur sans fer. Les pertes dans le système se résument alors aux seules pertes Joule dans les conducteurs formant les bobinages.

Le dimensionnement consiste donc à trouver la configuration permettant d'obtenir la puissance désirée (à tension secondaire et primaire définie) avec un rendement optimum, un échauffement contrôlé et une géométrie adaptée à l'application considérée. Pour atteindre cet objectif, on observe tout d'abord, par le biais d'une étude de comportement, différents paramètres importants. Une analyse des différents cas observés permet ensuite de dégager certaines règles de conduite qui seront mises en œuvre dans le logiciel de dimensionnement ou appliquées par l'utilisateur du programme lors de l'établissement du cahier des charges.

5.3.2 Etude de comportements

5.3.2.1 Géométries considérées

Les géométries abordées dans ce travail sont au nombre de deux. Elles sont axisymétriques par rapport à un axe de rotation commun aux deux enroulements du transformateur (voir la figure 5.26). On leur donne les noms suivants :

- Le transformateur à bobines juxtaposées.
- Le transformateur à bobines superposées.

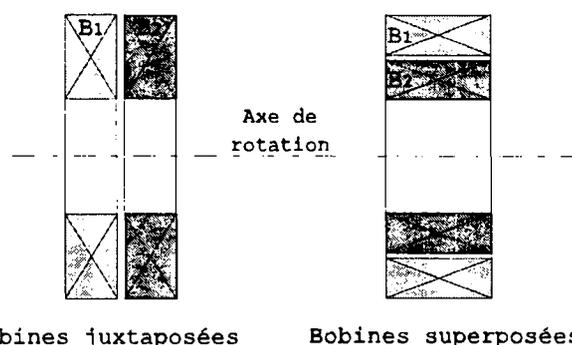


Fig. 5.26 Variantes de transformateurs sans fer

D'autres variantes sont envisageables pour réaliser un transformateur. Cependant les deux options retenues offrent une géométrie compacte, un facteur de couplage performant et un fonctionnement invariant en fonction de la position angulaire d'un enroulement par rapport à l'autre (rotation).

5.3.2.2 Considérations liées à l'inductance propre du transformateur

Il est intéressant et utile de se rendre compte de l'effet de la variation des valeurs d'inductances propres du transformateur sur quelques paramètres du système de transmission de puissance. Pour réaliser cette expérience, on agit uniquement sur les nombres de spires primaire et secondaire afin de modifier les inductances propres du système. On considère ainsi un transformateur pour lequel les hypothèses suivantes sont admises :

- Les inductances primaire et secondaire sont identiques.
- Le facteur de couplage vaut 0,9 et reste constant.
- La résistance de charge vaut 10Ω .
- La section de cuivre du fil choisi reste identique, tout comme la longueur d'une spire. La résistance de bobinage est ainsi proportionnelle au nombre de spires.
- Le système est alimenté par une source de tension alternative de 100V crête de fréquence fixée à 100kHz.

Pour réaliser les calculs, on fixe la valeur de l'inductance propre (nombre de spires vaut 1) et la résistance d'une spire. On incrémente ensuite le nombre de spires et on calcule pour chaque cas la puissance transmise, le rendement et le courant primaire. La figure 5.27 présente les résultats obtenus en fonction de la valeur de l'inductance propre.

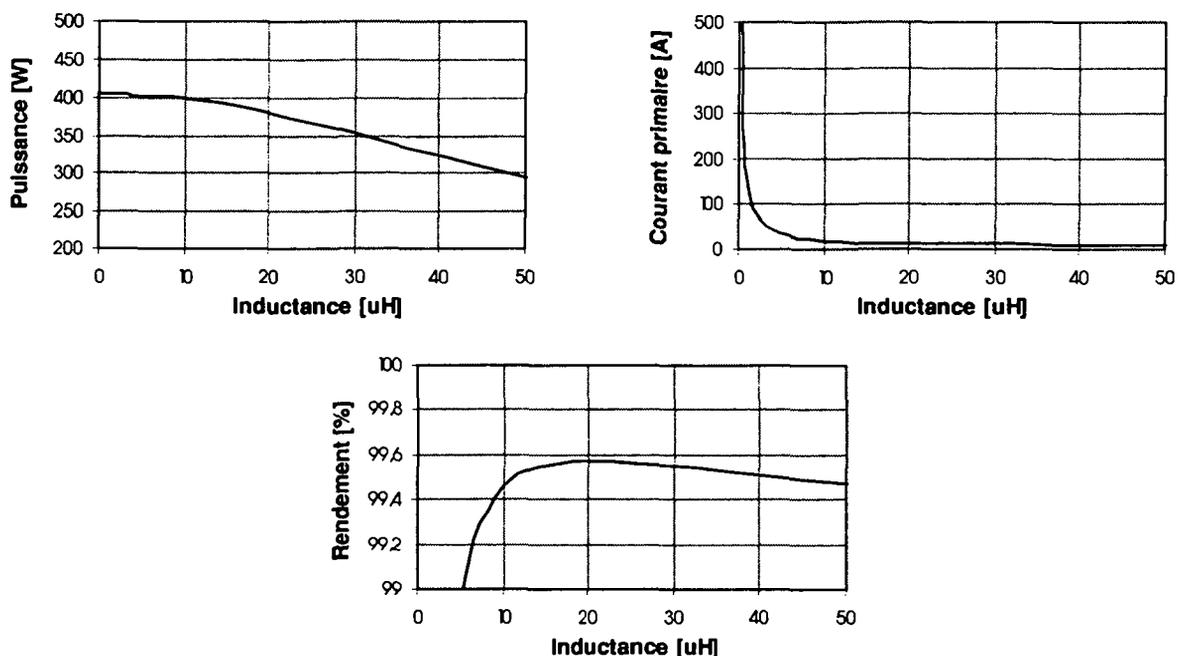


Fig. 5.27 Evolution de la puissance transmise, du courant primaire et du rendement dans un cas particulier en fonction de l'inductance primaire du transformateur

On observe tout d'abord que la puissance transmise diminue avec l'augmentation de l'inductance. Ce phénomène paraît normal puisque l'augmentation du caractère inductif du système augmente l'impédance vue de la source.

On remarque aussi qu'une faible valeur d'inductance conduit à un fort courant primaire en rapport au courant secondaire, malgré un rapport de transformation unitaire. Ce cas de figure n'est pas intéressant puisque le rendement s'effondre. En réalité on peut contrer ce

phénomène par l'augmentation de la section du fil primaire. Cependant, cette augmentation doit rester raisonnable.

Lorsque l'inductance est grande (nombre de spires élevé), la résistance des fils devient importante (proportionnelle au nombre de spires) et le rendement diminue. On observe ainsi, au niveau du rendement, un comportement présentant un optimum situé entre ces deux extrêmes. Cet optimum, valant $20\mu\text{H}$ pour le cas présenté, correspond à un niveau de pertes minimal du système. La puissance transmise pour cette valeur d'inductance accuse alors une perte de 5% par rapport au maximum de puissance transmise ($\sim 400\text{W}$) observé sur le graphe de la figure 5.27.

Il est évident que la valeur de l'inductance conduisant à l'optimum de rendement change surtout en fonction de la fréquence et de la tension d'alimentation. D'autres paramètres tels que le facteur de couplage ou la résistance interviennent aussi et jouent un rôle dans le comportement du système.

L'exemple traité précédemment revêt bien évidemment un caractère qualitatif en raison des hypothèses faites, mais il traduit toutefois un comportement que l'on peut qualifier de général. Cette première étape de l'étude de comportement du transformateur dans l'air nous amène ainsi aux conclusions suivantes :

- On admet que le courant primaire ne doit pas excéder d'un facteur 4 le courant secondaire rapporté au primaire. Cette condition permet de fixer une valeur d'inductance minimale L_{\min} selon la relation (5.25). Cette valeur sert de base de départ des itérations entreprises dans le programme de dimensionnement.

$$L_{\min} = \frac{U_1^2}{8\omega P_2} \quad (5.25)$$

Les grandeurs utilisées dans cette dernière équation sont la tension appliquée au primaire U_1 , la puissance désirée au niveau du secondaire P_2 et la pulsation électrique ω .

- La solution idéale correspond à un optimum de rendement. Toutefois, la solution choisie doit aussi garantir les exigences du cahier des charges, à savoir la puissance à transmettre, le niveau de tension désiré et le respect des dimensions autorisées.
- L'utilisation d'un condensateur d'optimisation du transfert de puissance mis en série avec l'enroulement secondaire ne change pas le comportement global. La courbe de rendement présente aussi un optimum. La puissance transmise par contre reste presque constante en fonction de l'inductance primaire.

5.3.2.3 Considérations liées à la densité de courant

Un bobinage dans l'air peut supporter une densité de courant relativement élevée. Cependant, la réalisation des supports de bobinages et du dispositif rotatif au moyen de matériaux amagnétiques et de résistivité électrique élevée (évite les problèmes dus aux pertes par courants de Foucault), implique souvent un mauvais transfert thermique vers l'air ambiant. La densité de courant doit donc être déterminée en fonction de la géométrie du dispositif et des propriétés thermiques des matériaux utilisés. Comme a priori ces paramètres sont inconnus, le logiciel ne propose pas de calcul thermique. Il est préférable que l'utilisateur spécifie une valeur de densité de courant appropriée à son application et la valeur de température qu'il ne doit pas dépasser. La réalisation d'un prototype et la mesure des températures des bobinages permettra l'adaptation de la densité de courant si cela s'avère nécessaire.

5.3.2.4 Considérations liées à l'arrangement des spires

L'arrangement des spires se fait au sein d'une géométrie rectangulaire. Il existe cependant plusieurs manières de disposer un nombre de spires déterminé pour réaliser un transformateur. Dans ce sens, on détermine un coefficient de géométrie du bobinage nommé k_b défini par la figure 5.28 comme le rapport entre la largeur et la hauteur d'un bobinage. Cette même figure présente aussi la variable e définissant l'espace entre bobines.

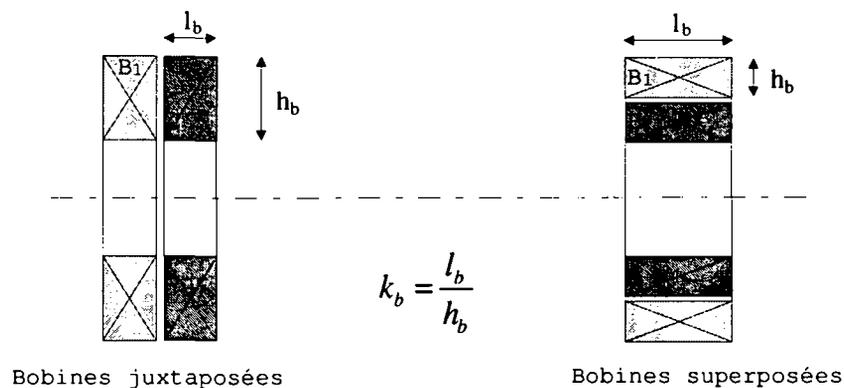


Fig. 5.28 Définition du coefficient de géométrie du bobinage

Pour comparer les différentes possibilités de choix de k_b , un calcul du facteur de couplage a été entrepris pour un nombre de spires primaire et secondaire égal à 12, offrant 8 possibilités d'arrangements pour le bobinage. Le calcul a été fait pour les deux types de transformateur proposé, à savoir le transformateur à bobinages superposés et le transformateur à bobinages juxtaposés. Lors des calculs, le rayon moyen du bobinage a été fixé à 20mm de manière à obtenir des valeurs d'inductances très proches dans chaque cas calculé. Les résultats obtenus sont traduits à la figure 5.29.

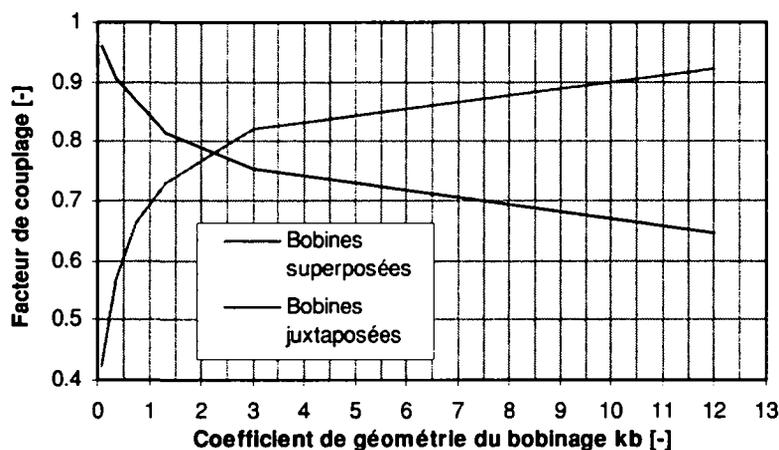


Fig. 5.29 Evolution du facteur de couplage en fonction de k_b

La figure précédente nous présente des résultats très intéressants. On remarque en effet que la solution utilisant deux bobines juxtaposées présente un meilleur couplage que l'autre alternative, sauf pour des valeurs de k_b supérieures à 2.2. Ce comportement est très instructif lorsqu'on compare les deux courbes obtenues pour une valeur de k_b unitaire. Dans ce cas, on observe que le transformateur à bobinage juxtaposée présente un facteur de couplage de 20%

plus élevé que pour l'autre variante. Les valeurs présentées à la figure 5.29 ne sont bien évidemment valables que pour le cas considéré, mais il s'avère que ce comportement peut être admis pour d'autres dimensions, d'autres nombres de spires et d'autres diamètres de fils.

On constate ainsi que l'aspect géométrique du problème revêt une grande importance. En effet, lorsque l'espace disponible pour la réalisation (voir figure 5.32) se révèle plutôt plat, on privilégie la solution du transformateur à bobinages superposés. Par contre, lorsque cet espace prend une forme étroite et haute, la solution juxtaposée est la meilleur. Dans les cas où l'espace à disposition n'est pas limité, une étude des deux variantes s'impose.

5.3.2.5 Considérations liées au diamètre du dispositif

Dans l'exemple traité au paragraphe 5.3.2.2, on fait état d'un optimum de rendement du transformateur pour une valeur déterminée de l'inductance primaire du transformateur valant $20\mu\text{H}$. Or pour obtenir cette valeur d'inductance, on peut agir sur deux paramètres dépendants qui sont le nombre de spires et le diamètre moyen du bobinage.

Il s'agit donc de déterminer quel est le diamètre moyen conduisant à des performances optimales du transformateur. On admet alors les conditions suivantes :

- L'inductance propre L_{11} , égale à L_{22} , vaut $20\mu\text{H}$ pour tous les cas calculés.
- Le transformateur est composé de deux bobinages juxtaposés dont le coefficient de bobinage k_b est très petit de manière à obtenir une seule rangée de spire pour chaque bobine du transformateur.
- L'espace entre les deux bobines est de 0.5mm .
- Les spires sont constituées d'un fil de 2mm de diamètre.
- L'alimentation et la charge sont celles de l'exemple du point 5.3.2.2.

Dans les conditions précitées, le nombre de spires peut varier de 1 à 24. A chaque nombre de spires considéré correspond un diamètre moyen de bobinage réalisant une valeur d'inductance de $20\mu\text{H}$. Le calcul des performances du transformateur dans ces différents cas permet de tracer des courbes du rendement et de la puissance transmise en fonction du diamètre moyen du bobinage (figure 5.30).

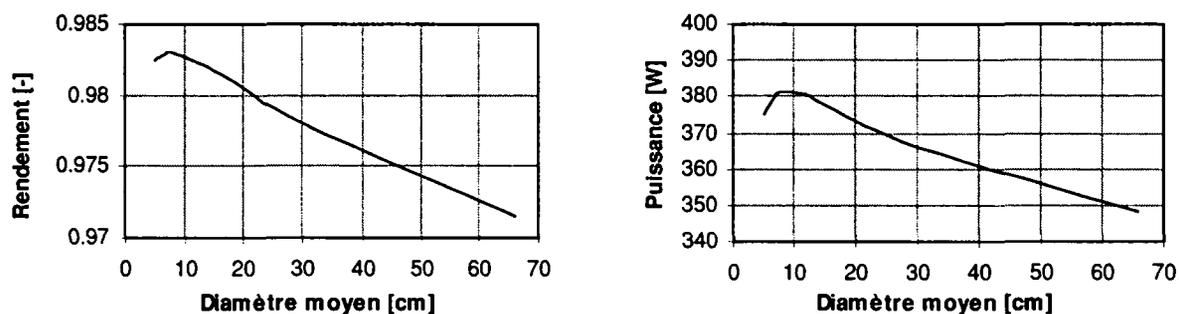


Fig. 5.30 Rendement et puissance transmise en fonction du diamètre moyen du bobinage

Les deux graphes de la figure 5.30 montre un optimum des performances pour un diamètre moyen du bobinage de 7.8cm . Ce cas particulier correspond aussi à une résistance minimale des deux bobinages. Il apparaît dès lors clairement qu'il existe, pour une valeur d'inductance fixée, un compromis entre diamètre et nombre de spires permettant d'atteindre le cas idéal.

Cependant, les impératifs liés au problème d'encombrement interviennent évidemment de manière prioritaire. Ainsi, si le transformateur est optimal pour un rayon minimal des spires de 20mm et que l'application autorise un rayon de 40mm, il est nécessaire de choisir un transformateur moins performant (rendement, couplage, échauffement...) mais qui répond au cahier des charges imposé.

5.3.2.6 Interactions avec l'environnement

Le transformateur sans fer tel qu'il a été décrit jusqu'ici est un transformateur idéal dans le sens où aucun objet métallique ou ferromagnétique ne se trouve dans son environnement. Or bien souvent ce n'est pas le cas. La présence d'objets métalliques modifie le comportement du transformateur et occasionne des pertes par courants de Foucault qui peuvent être importantes. La meilleure solution consiste alors à opter pour un transformateur à structure en ferrite. Lorsque la solution du transformateur sans fer est malgré tout retenue, il faut éviter de placer des objets métalliques à proximité des bobinages du transformateur. Une distance minimale à respecter égale au rayon du dispositif peut être admise. Dans tous les cas, l'approche expérimentale permet de s'assurer du bon fonctionnement du transfert d'énergie en présence d'objets métalliques. Le recours à un logiciel de simulation par éléments finis peut être une autre solution.

Il faut aussi admettre que le transformateur dans l'air est un élément perturbateur au sens des normes d'émissions électromagnétiques. En effet le caractère non dirigé des lignes de champ dans l'air par rapport à l'utilisation d'une structure en fer qui canalise le flux magnétique doit nous faire préférer l'alternative du transformateur à structure en ferrite. Il est cependant possible d'atténuer ce phénomène de pollution électromagnétique par des éléments de blindage conçus de manière adéquate.

5.3.2.7 Résumé et discussion

Les paragraphes précédents ont mis en évidence certaines constantes dans le comportement du transformateur dans l'air en fonction de paramètres tels que le rendement ou le facteur de couplage. Les points suivants sont ainsi à retenir :

- l'utilisation de la variante de transformateur à bobinages juxtaposés est à privilégier lorsque le gabarit proposé (voir figure 5.32) est plus haut que large;
- la réalisation d'un transformateur de type « superposé » est plus compliquée en raison de la difficulté de bobinage et de montage de l'enroulement externe dans son support;
- lorsque le transformateur doit être construit dans un volume délimité par deux rayons de grandeurs proches ($r_{\max} - r_{\min}$ est faible, voir définition à la figure 5.32), on doit adopter de préférence un transformateur à bobinages superposés avec un coefficient de géométrie de bobinage supérieur à 1;
- dans tous les cas et surtout lorsqu'aucune limitation sévère n'est émise au sujet de l'encombrement, il est préférable de procéder à un dimensionnement pour les deux types de transformateurs proposés afin de faire le choix le plus adéquat.

L'analyse de comportements entreprise a permis de souligner les principes suivants :

- A chaque application correspond une valeur d'inductance réalisant les performances optimales du transformateur. Cette valeur d'inductance dépend essentiellement de la tension d'alimentation, de la fréquence et de la puissance transmise. Les courbes de la figure 5.27 illustre ce phénomène.
- Lorsque le choix des dimensions du transformateur est ouvert à toutes les possibilités, on observe qu'il est préférable de diminuer le diamètre du dispositif et d'augmenter le nombre de spires que de réaliser un transformateur avec un faibles nombre de spires et un diamètre du dispositif très grand. Ce comportement apparaît à la figure 5.30.

Ces quelques observations ont permis d'élaborer le processus utilisé par le logiciel de calcul et de dimensionnement. Il est présenté au point 5.3.4.5 de ce chapitre.

5.3.3 Cahier des charges

Le cahier des charges défini pour le dimensionnement d'un transformateur sans fer doit comprendre les éléments suivants, qui constituent les données du logiciel:

- la fréquence de fonctionnement et la tension sinusoïdale imposée au primaire ;
- la puissance désirée au secondaire ;
- la tension sinusoïdale minimale admissible en charge nominale au secondaire ;
- la définition des fils utilisés (diamètres externes et surfaces effectives de cuivre) ;
- la température supposée des bobinages ;
- les dimensions maximales définissant l'espace disponible pour les deux bobines ;
- le choix du type de transformateur (bobines superposées ou juxtaposées) ;
- l'utilisation ou non d'une capacité d'optimisation de la puissance transmise.

5.3.4 Méthodes de calcul utilisées lors du dimensionnement

5.3.4.1 introduction

Les méthodes de calcul propres au dimensionnement d'un transformateur dans l'air concernent essentiellement les inductances propres et mutuelles. Le calcul de ces grandeurs a été décrit en détail au chapitre 3. En ce qui concerne le calcul des performances d'un transformateur dans l'air (tensions, courants, rendement, etc), on adopte les même procédures que celles décrites au paragraphe 5.2.8.2. En effet le modèle électrique équivalent du transformateur à structure fer reste valable pour un transformateur sans fer en donnant à la résistance modélisant les pertes fer une valeur infinie.

Cette partie du chapitre 5 aborde plus précisément la manière de déterminer la taille des fils, de calculer les résistances et de définir dans l'espace les deux bobines d'un transformateur. Elle présente bien évidemment la méthode proposée pour dimensionner un transformateur dans l'air.

5.3.4.2 Détermination de la taille des fils.

Le calcul des inductances propres et mutuelles d'un transformateur sans fer repose sur la connaissance de l'emplacement exact de chaque spire du système. Le programme exige ainsi la connaissance du diamètre externe des fils constituant les bobinages et de la surface réelle de cuivre afin de pouvoir calculer la résistance de chaque enroulement.

La détermination du fil de l'enroulement secondaire ne pose pas de problèmes car la puissance à transmettre P_2 et le courant désiré dans la charge I_2 sont connus. La surface de cuivre conduisant à une densité de courant J donnée se calcule alors de la manière suivante :

$$S_{cu} = \frac{\hat{I}_2}{\sqrt{2} \cdot J} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_2}{\hat{U}_2 \cdot J} \quad (5.26)$$

Dans le cas du fil primaire, on ne connaît pas a priori le courant qui circule dans l'enroulement. L'expérience montre que, pour obtenir un cas favorable, ce courant varie dans une plage de 1 à 4 fois le courant secondaire rapporté. On procède alors par étapes successives en exécutant un dimensionnement du transformateur pour différentes tailles de fils primaire choisies de manière à couvrir la plage idéale de courant primaire précitée.

5.3.4.3 Détermination de la résistance des fils

La résistance de chaque enroulement est déterminée par la relation générale suivante :

$$R = \frac{\rho(T) \cdot l_{fil}}{S_{cu}} \quad (5.27)$$

Pour obtenir la résistivité du cuivre $\rho(T)$, on applique la relation (5.21). Comme on ne connaît pas la température du cuivre a priori, l'utilisateur doit l'estimer en fonction de la densité de courant choisie et de l'environnement de l'enroulement. La longueur du fil l_{fil} se calcule en sommant les longueurs de chaque spire de la bobine. La surface effective du fil de cuivre S_{cu} est définie par l'utilisateur lorsqu'il a fait le choix du fil.

5.3.4.4 Détermination des inductances

Les inductances propres et mutuelles se déterminent selon le développement établi au chapitre 3. Leurs calculs impliquent la connaissance de la position spatiale de chaque spire du transformateur. Le bobinage est défini alors par les éléments suivants :

- le rayon minimal $r_{\min 1,2}$ (fig.5.31);
- le coefficient géométrique du bobinage k_b ;
- les nombres de spires;
- l'espace entre bobines e ;
- les diamètres des fils.

Les paramètres $N_{x1,2}$ et $N_{y1,2}$ de la figure 5.31 représentent le nombre de colonnes et de rangées du bobinage et sont déduits du nombre de spires et du coefficient géométrique du bobinage désiré k_b . Cette figure présente deux exemples pour lesquels la disposition des spires est optimale lorsque les nombres de spires ne permettent pas de réaliser un bobinage de forme rectangulaire.

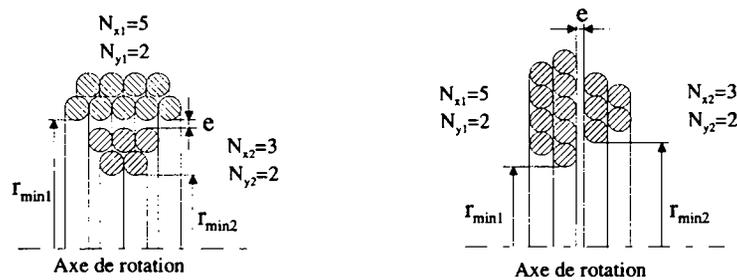


Fig. 5.31 Vue en coupe de deux types de transformateur sans fer

Dans les deux cas, lorsqu'une rangée n'est pas complète, les spires de la dernière rangée sont centrées afin d'optimiser le couplage. La connaissance de ces différents paramètres géométriques permet de calculer la position de chaque spire du transformateur et de calculer les inductances propres et mutuelles.

5.3.4.5 Description du processus de dimensionnement pour transformateurs sans fer

La base du dimensionnement du transformateur sans fer repose sur l'aspect géométrique du problème. En effet l'utilisateur définit le gabarit dans lequel le transformateur doit s'inscrire. Ce gabarit est défini par trois dimensions qui sont le rayon minimal r_{\min} , le rayon maximal r_{\max} et la largeur maximale l_{\max} qui sont présentées à la figure 5.32.

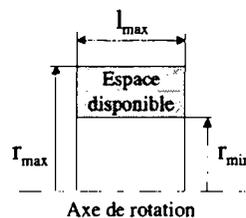


Fig. 5.32 Définition de l'espace d'accueil du transformateur

L'utilisateur choisit d'emblée les fils utilisés selon les critères établis au point 5.3.4.2 et le type de transformateur (juxtaposé ou superposé). Le programme fixe ensuite le coefficient géométrique du bobinage k_b et le rayon minimal (r_{\min}) à leur valeur minimale. Il incrémente ensuite le nombre de spires primaire à partir d'une valeur initiale et adapte le nombre de spires secondaire. La solution procurant le meilleur rendement est retenue. Cette démarche est reprise pour une autre valeur du coefficient géométrique du bobinage ou pour un autre rayon interne. Ce choix intervient dans l'organigramme de la figure 5.33 sous la rubrique "Modification des paramètres géométriques". On modifie alors de manière prioritaire le coefficient géométrique du bobinage k_b jusqu'à la valeur unitaire. Dès que cette valeur est atteinte, le paramètre k_b est initialisé à une valeur nulle et le rayon interne des bobinages est augmenté. On répète cette procédure jusqu'à ce que le rayon minimal du dispositif atteigne le rayon maximal possible pour le système. On admet une adaptation du rayon interne du dispositif par un pas équivalent au dixième de la plage possible $((r_{\max} - r_{\min})/10)$.

Ce processus décrit à la figure 5.33 est applicable aussi bien au transformateur sans fer de type juxtaposé qu'au type superposé.

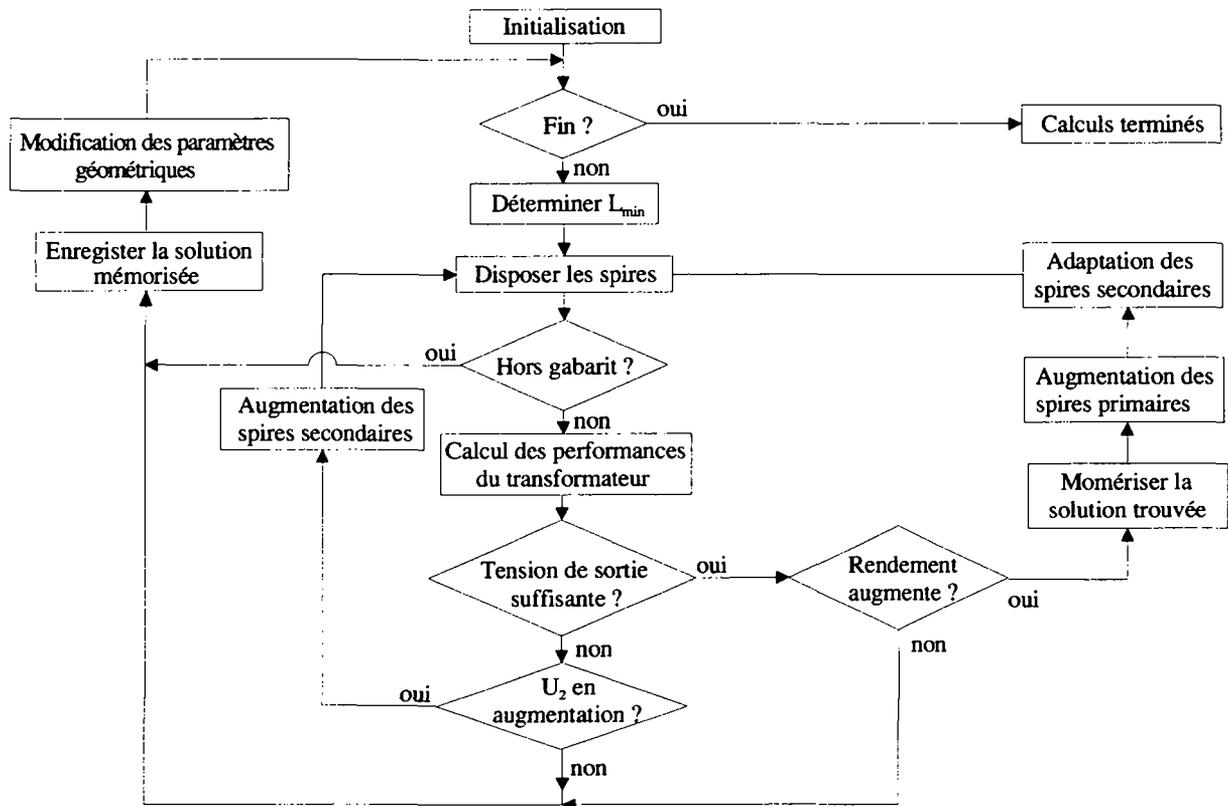


Fig. 5.33 Organigramme du processus de dimensionnement d'un transformateur sans fer

Le logiciel fournit ainsi, pour les fils primaire et secondaire choisis, des solutions répondants au cahier des charges mais offrant des performances différentes. Cette procédure de dimensionnement peut se répéter avec des fils primaire de différentes tailles choisis par l'utilisateur. Une comparaison de ces différentes solutions retenues par le logiciel permet finalement à l'utilisateur de choisir le cas le mieux adapté à son application.

5.3.5 Réalisation et tests

5.3.5.1 Exemple traité

On désire transmettre une puissance de 100W à un dispositif rotatif sous une tension de 100V de crête. On sait qu'aucune pièce métallique ou ferromagnétique ne se trouve à proximité immédiate. Au niveau de l'encombrement, l'application impose un gabarit (figure 5.32) défini de la manière suivante :

- le rayon minimum r_{\min} pour les bobinages est de 40mm;
- le rayon maximum r_{\max} ne doit pas excéder 60mm;
- la largeur du dispositif l_{\max} doit être inférieure à 10mm;
- l'espace compris entre chaque bobine doit être de 0.5mm au minimum.

Pour éviter les bruit audibles de commutation du convertisseur la fréquence de travail est fixée à 100kHz. La tension d'alimentation à disposition est de 100V de crête.

5.3.5.2 Dimensionnement

L'aspect plutôt étroit du dispositif ($l_{\max}=10\text{mm}$) justifie l'utilisation d'un transformateur de type juxtaposé. La densité de courant secondaire est fixée à 4A/mm^2 . Cette valeur impose la surface de cuivre du fil secondaire suivante :

$$S_{cu} = \frac{\hat{I}_2}{\sqrt{2} \cdot J_2} = \frac{2 \cdot P_2}{\sqrt{2} \cdot \hat{U}_2 \cdot J_2} = \frac{200}{\sqrt{2} \cdot 100 \cdot 4 \cdot 10^6} \hat{=} 0.354 \text{mm}^2 \quad (5.28)$$

Pour s'affranchir de l'effet pelliculaire [1], on choisit un fil multibrins (Litz) fourni par un fabricant de fil électrique [15]. Les caractéristiques du fil choisi sont :

- diamètre du fil : 1mm
- diamètre des brins : 71 μm
- surface de cuivre : 0.404mm²
- nombre de brins : 100

On admet ensuite, pour un premier essai de dimensionnement, que le courant primaire est deux fois supérieur au courant secondaire rapporté :

$$\hat{I}_1 = 2 \cdot \hat{I}_2 \cdot \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = 2 \cdot \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \cdot \underbrace{\frac{2 \cdot P_2}{\hat{U}_2}}_{\hat{I}_2} = 2 \cdot \frac{2P_2}{\hat{U}_1} = 4 \text{ A} \quad (5.29)$$

Le fil requis dans ce cas selon (5.28) et une densité de courant identique (4A/mm^2) doit avoir une surface de cuivre effective de 0.7mm^2 .

Le choix se porte sur un fil de section effective de 0.808mm^2 dont le diamètre externe est de 1.395mm . Selon la densité fixée (4A/mm^2), on admet que la température du cuivre sera proche de 100°C .

A la demande du programme de dimensionnement, les grandeurs suivantes sont introduites :

- transformateur : type juxtaposé
- \hat{U}_1 : 100V
- P_2 : 100W
- \hat{U}_2 : 100V
- fréquence : 100kHz
- r_{\min} : 40mm
- r_{\max} : 60mm
- diamètre du fil primaire : 1,395mm
- surface effective du fil : 0.808mm²
- diamètre du fil secondaire : 1mm
- surface effective du fil : 0.404mm²
- espace entre bobines : 0.5mm
- température estimée du cuivre : 100°C
- optimisation de transfert de puissance : non

On procède ensuite au même dimensionnement avec un fil primaire de diamètre plus important (1.55mm de diamètre et 1mm² de surface effective de cuivre). On obtient alors un meilleur rendement. On adopte ainsi ce choix du fil primaire. Le choix définitif de la version de transformateur réalisée découle de la solution présentant le meilleur rendement pour les types de fils testés et figure dans le fichier de résultats présenté en annexe de ce chapitre.

Les caractéristiques principales de ce transformateur sont :

- nombre de spires primaire : 18
- nombre de spires secondaire : 21
- rendement : 0.9817
- résistance primaire (100°C) : 0.1314
- résistance secondaire (100°C): 0.3793

La figure 5.34 présente, en grandeur réelle, la géométrie de la solution trouvée par rapport aux limites du gabarit déterminées lors de l'élaboration du cahier des charges.

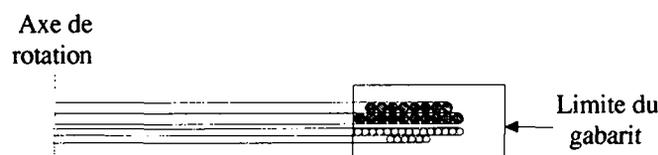


Fig. 5.34 Représentation du transformateur réalisé

5.3.5.3 Mesures et analyse

Les mesures réalisées ont amené les résultats du tableau 5.2. Les grandeurs figurants dans ce tableau ont été définies au paragraphe 5.2.9.4.

	U ₂ [V]	P ₂ [W]	η [%]	R ₁ [Ω]	R ₂ [Ω]	L ₁₁ [μH]	L ₂₂ [μH]	L ₁₂ [μH]
Grandeurs de calcul	100.8	101.6	98.17	0.131	0.379	50.72	73.18	53.93
Grandeurs mesurées	97	97.1	98.27	0.139	0.402	50.26	72.3	51.43
Erreur relative [%]	3.7	4.4	1	5.7	6	0.9	0.16	4.6

Tableau 5.4 Comparaison des grandeurs mesurées et calculées

En observant ce tableau, on constate une bonne correspondance générale entre les valeurs mesurées et les grandeurs calculées. On constate une erreur de 5 à 6% pour les valeurs de résistance. On peut mettre cette erreur sur le compte de la connectique et des tolérances des fils. En effet la référence [15] donne des tolérances de presque 10% sur la résistance de leurs fils de Litz.

Pour se rendre compte de l'apport possible représenté par l'ajout d'une condensateur en série avec le bobinage secondaire, l'expérience a été menée. Dans ce cas la valeur de la capacité ajoutée s'est élevée à 87nF. On a alors observé un gain intéressant puisque la puissance transmise est passée de 97W à 116W, soit un gain de 20%.

5.4 Conclusions

Les développements de ce chapitre ont permis d'élaborer des techniques de calcul de transformateurs rotatifs de puissance en régime sinusoïdal et de les appliquer par le biais d'un logiciel de dimensionnement. Ces techniques de calculs (calcul des résistances, de l'induction, des inductances, etc..) ont permis d'analyser le comportement des différents types de transformateurs et d'aboutir à des processus de dimensionnement performants.

Il faut néanmoins souligner le problème majeur lié à la réalisation d'un transformateur à structure ferrite dans une géométrie autre qu'une structure standard. En effet le coût engendré par la fabrication d'un prototype ou d'une petite série est important.

Les logiciels réalisés ne proposent pas la solution idéale mais bien souvent une multitude d'exécutions répondant au cahier des charges. Parmi toutes ces solutions, l'utilisateur doit faire un choix. Cette approche permet de mieux visualiser les possibilités offertes et de faire un choix approprié à chaque application.

Le choix d'une solution avec fer ou sans fer pour un transformateur de puissance rotatif dépend beaucoup de l'application. On préfère néanmoins la solution utilisant une structure en ferrite en raison des avantages suivants :

le couplage est meilleur;
le transformateur est plus compact;
les perturbations émises sont moindres car le flux est mieux canalisé.

On peut aussi citer quelques avantages liés au transformateur sans fer :

- réalisation facile;
- pas de pertes fer.

Les deux alternatives traitées (avec ou sans fer) ont abouti à des résultats concluants dans le sens où elles ont permis de dimensionner deux exemples donnant entière satisfaction après réalisation.

CHAPITRE 6

TRANSMISSION D'INFORMATION PAR INDUCTION

6.1 Introduction

La transmission d'information à un système rotatif sans contact peut s'envisager sur la base de plusieurs principes. Le tableau suivant les énumère et permet d'en apprécier les particularités:

Type de technologies	Débit d'information, largeur de bande	Sensibilité à la transmission de puissance associée	Complexité coût	Autorise les basses fréquences	Encombrement
Transmission hertzienne	très bon	faible	grand	non	faible
Transmission par couplage capacitif	moyen	faible	moyen	non	moyen
Transmission optique	très bon	nulle	moyen	oui	moyen
Transmission par induction	bon	faible à grande selon la configuration	faible	non	faible

Tableau 6.1 Comparaison des diverses transmissions envisageables

Bien que chacune de ces méthodes soit intéressante, on propose dans ce travail l'étude de la transmission d'information par couplage magnétique entre deux enroulements. On est alors en présence d'un transformateur pourvu ou non d'un noyau ferromagnétique.

L'insertion de transformateurs dans une ligne de transmission d'information est une pratique courante dont le but est généralement l'apport d'une isolation galvanique entre les différents interlocuteurs et le canal de transmission. Parfois, on utilise aussi le transformateur pour l'adaptation des impédances d'un système.

Pour notre part, il est utilisé en premier lieu pour s'affranchir d'un dispositif à contact (collecteurs, bagues..) et doit impérativement être muni d'un entrefer pour permettre les mouvements de rotation de la partie fixe (primaire) par rapport à la partie mobile (secondaire). Dans tous les cas, il est nécessaire d'utiliser des signaux adaptés au comportement typique du transformateur, à savoir celui d'un filtre passe-bande.

Dans un souci de transmission d'information et de puissance à un système rotatif, on peut considérer deux méthodes très différentes:

- les deux transmissions interfèrent entre-elles en raison d'un noyau ferromagnétique commun et ou d'un couplage magnétique significatif;
- les deux systèmes sont totalement découplés entre-eux.

La seconde alternative, apparaît d'emblée comme la solution la plus simple puisqu'aucune des deux transmissions n'influence l'autre. Elle sera abordée dans ce chapitre. L'autre variante implique une approche différente et fait l'objet du prochain chapitre.

6.2 Types de transmission d'information

6.2.1 Introduction

Le terme "communication" signifie le transfert d'information d'une source à un destinataire par le biais d'un milieu appelé "canal". Le canal peut être une fibre optique, une paire coaxiale, une paire symétrique ou tout autre milieu susceptible de jouer ce rôle. Pour le type de réalisation lié à ce travail, le canal est constitué de deux circuits électriques couplés formant un transformateur. On observe ainsi à la figure 6.1 une représentation d'un système de transmission au sein duquel un transformateur a été ajouté. On y distingue différents éléments tels que le codeur de source dont la fonction est de réduire la redondance de la source et de transmettre un débit de décision minimum. Le codage de canal sert à se protéger des effets des imperfections du canal. Il peut par exemple introduire une redondance pour permettre la détection et la correction d'erreur. Il permet parfois d'éliminer la composante continue du signal en usant d'un mode adapté (p. ex. mode AMI). Dans un tel cas, le transformateur peut être inséré au niveau du canal sans aucun autre artifice.

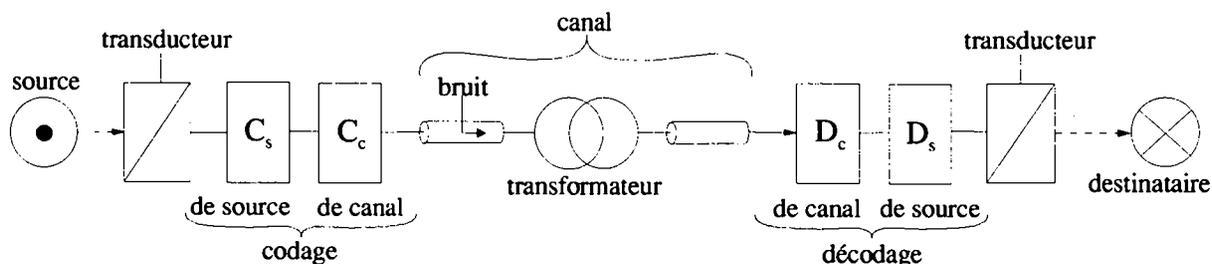


Fig. 6.1 Système de transmission réel avec transformateur au sein du canal

L'ajout du transformateur dans le canal cause dans tous les cas une altération du signal qui doit demeurer compréhensible par le destinataire en fonction du type de transmission utilisée.

6.2.2 Transmission numérique

La transmission numérique sert à transmettre d'un point vers un autre une information composée de caractères discrets formant un alphabet dont le nombre de caractères est fini. Chaque caractère est représenté par des signaux physiques composés d'une suite de moments (signaux élémentaires) de durée t_m pouvant prendre m valeurs distinctes. On définit ainsi les paramètres suivants:

$$\left. \begin{aligned} \dot{D} &= \text{débit de décision (bit/s)} \\ \dot{M} &= 1/t_m = \text{débit de moments (Bd)} \\ \dot{D} &= \dot{M} \cdot \text{lb}(m) \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

Le mode de transmission définit alors la relation entre les m valeurs possibles de chaque moment et le signal physique transmis. Il existe des modes plus ou moins adaptés à la transmission au moyen d'un transformateur. Ceux-ci doivent présenter, d'une manière générale, une densité spectrale de puissance nulle en zéro.

Pour exemple, la figure 6.2 présente trois modes différents qui sont le mode NRZ antipolaire, le mode AMI-NRZ et le mode Bi-phase.

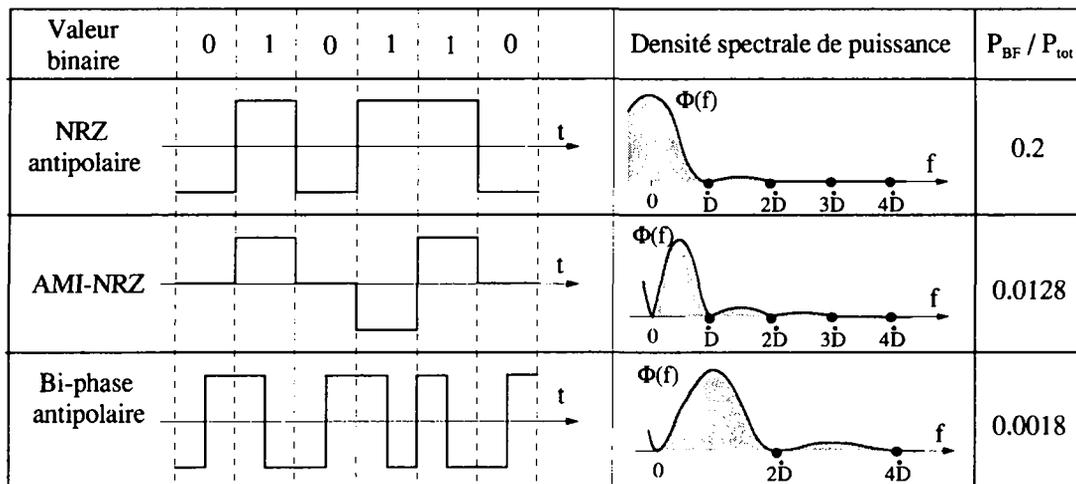


Fig. 6.2 Caractéristiques de certains modes dans le domaine temporel et fréquentiel

On trouve aussi à la figure précédente une grandeur intéressante qui caractérise le pourcentage de la puissance du signal dans les basses fréquences P_{BF} (entre $f=0$ et $f=0,1M$) par rapport à la puissance totale P_{tot} du signal. On remarque ainsi que 20% de la puissance du mode NRZ antipolaire occupe les basses fréquences et la fréquence nulle. Les signaux des autres modes présentés n'ont au contraire qu'un faible pourcentage de puissance aux basses fréquences et leur densité spectrale de puissance est nulle en zéro. Ils sont donc mieux adaptés aux propriétés du transformateur (passe-bande).

Le mode AMI-NRZ a en plus la particularité d'être appelé mode à mémoire. Cette propriété qualifie les modes pour lesquels la représentation de chaque moment dépend du ou des moments précédents. Dans ce cas particulier, la valeur "1" est codée par un signal de polarité inverse par rapport au dernier "1" apparu. Ce genre de mode admet généralement les avantages suivants:

- suppression de la composante continue;
- faible teneur en basses fréquences;
- concentration de la majeure partie de la puissance dans une bande de fréquence limitée;
- bonne teneur en horloge pour faciliter la synchronisation du récepteur.

Les modes qui n'ont pas recours à l'historique de la transmission sont qualifiés de mode amnésique. Ils peuvent néanmoins être adaptés au transfert d'information par transformateur. C'est le cas du mode Bi-phase antipolaire décrit à la figure 6.2 dont la densité spectrale de puissance est nulle en zéro.

6.2.3 Transmission analogique

De manière générale on peut affirmer que les signaux au niveau du canal sont toujours analogiques car leurs paramètres peuvent être l'objet de variations continues. En revanche, l'information qu'ils portent peut être analogique ou numérique selon l'interprétation qu'en fait le récepteur. La transmission est ainsi numérique si le destinataire interprète les signaux selon un alphabet fini (p.ex. $m=2$). Elle est analogique si tous les détails du paramètre convenu (p.ex. l'amplitude d'un signal) sont pris en compte.

La transmission analogique est une solution possible pour la transmission d'information par transformateur. Le signal transmis doit cependant être adapté à sa largeur de bande.

6.2.4 Modulation

On parle de transmission en bande de base lorsque les signaux transmis sont tels qu'ils sortent du transducteur de source. On utilise ce genre de transmission à chaque fois que le canal de transmission disponible s'y prête et qu'une seule communication y est prévue. Cependant, lorsque l'on désire s'adapter aux conditions particulières d'un milieu de transmission ou lorsque le canal de transmission doit servir de support à plusieurs communications (multiplexage), on a recours à la modulation. Le tableau suivant, issu de la référence [23] permet une classification des différentes modulations.

	Information transmise	Forme de la porteuse	Paramètre modulé	Type de modulation
Modulations analogiques	analogique: -parole -musique -vidéo	sinusoïde	amplitude	AM modulation d'amplitude
			fréquence	SSB modulation à bande latérale unique
			phase	FM modulation de fréquence
		impulsions	amplitude	ΦM modulation de phase
			amplitude	PAM modulation d'impulsions en amplitude
			fréquence	PFM modulation d'impulsions en fréquence
			phase	PPM modulation d'impulsions en position
			durée	PDM modulation d'impulsions en durée
Modulations numériques	numérique: -données -textes	sinusoïde	amplitude	ASK modulation d'amplitude discrète
				OOK modulation "tout-ou-rien"
			fréquence	FSK modulation par déplacement de fréquence
			phase	PSK modulation par déplacement de phase
	analogique	signal d'horloge (débit \dot{D})	code	PCM modulation par impulsions codées
				DPCM modulation par impulsions différentielles
	numérique			ΔM modulation delta
				ΔΔM modulation delta adaptative

Tableau 6.2 Classification des modulations

Le transformateur supporte les modulations numériques lorsque que le mode de transmission utilisée (NRZ, AMI, etc...) le permet.

Les modulations analogiques discrètes permettent la transmission numérique de données (ASK, OOK, FSK, PSK) et ne sont que des cas particuliers des modulations analogiques classiques (modulation d'amplitude AM, de fréquence FM...) L'allure du spectre des fréquences de telles modulations est généralement bien adapté à la bande passante d'un transformateur puisqu'il est transposé au niveau de la fréquence porteuse f_p . Pour exemple, on peut observer la figure 6.3 présentant le spectre d'un signal issu d'une modulation OOK [23].

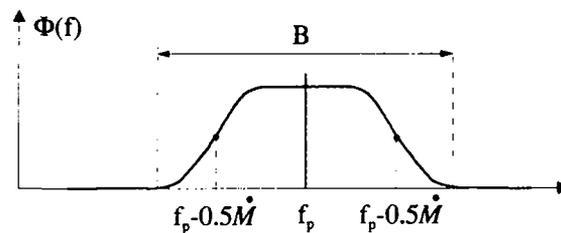


Fig. 6.3 Spectre d'un signal OOK

Bien qu'il soit théoriquement infini, le spectre de telles modulations peut se limiter à une largeur de bande finie B . Il suffit ainsi de choisir la fréquence porteuse de manière à se situer dans la bande passante du transformateur. On admet [23] que la largeur de bande B de ces modulations (ASK, OOK, PSK) s'exprime ainsi par la relation suivante où le terme B_1 qualifie la largeur de bande du signal ayant subi la modulation:

$$B = 2B_1 \cong 1,6\dot{D} \quad (\text{OOK : } \dot{D} = \dot{M}) \quad (6.2)$$

Les modulations analogiques par impulsions (PAM, PFM, PPM, PDM) ne sont pas intéressantes car le transformateur, de par sa nature (filtre passe bande), déforme considérablement ce type de signaux en supprimant la composante continue qu'ils contiennent.

6.2.5 Synthèse et résumé

Les différentes méthodes de transmission d'information présentées jusqu'ici apportent des précisions intéressantes quant à la nature des signaux qui peuvent transiter dans un canal de transmission. Ces signaux sont justement déterminants lorsqu'il s'agit de définir la faisabilité de l'insertion d'un transformateur au sein d'un canal de transmission.

On a ainsi mis en évidence certains éléments importants comme la notion de densité spectrale de puissance du signal transmis qui doit être de préférence nulle en zéro afin de garantir le bon fonctionnement de la transmission d'information en présence d'un transformateur. D'autres procédés basés sur la modulation d'un signal de base par une porteuse font preuve d'une bonne compatibilité avec le transformateur. Il s'agit notamment des modulations analogiques "classique" et de leur application au domaine numérique où le signal subissant la modulation est de type numérique à caractère discret (OOK).

6.3 Caractéristiques du transformateur d'information

6.3.1 Présentation

Lorsqu'un transformateur est destiné à la transmission d'information, il est nécessaire d'analyser son comportement fréquentiel et d'aborder les notions de distorsions d'affaiblissement et de phase. On se base alors sur un modèle électrique plus élaboré incluant les condensateurs du système en question. De manière générale, on associe à ce modèle une source de tension sinusoïdale de résistance interne déterminée et une charge résistive. On obtient ainsi le schéma électrique équivalent de la figure 6.4.

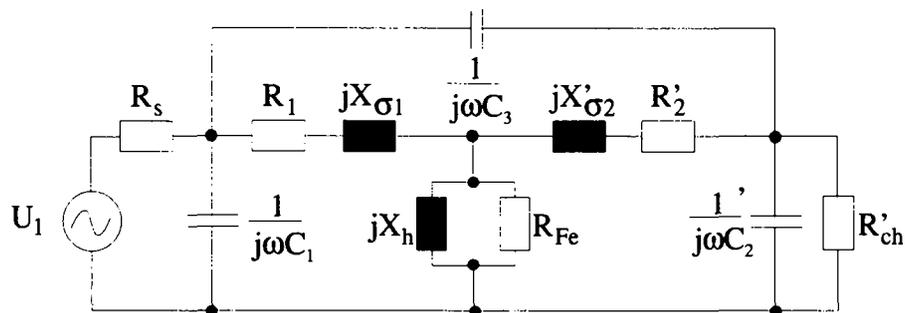


Fig. 6.4 Modèle électrique du transformateur destiné au transfert d'information

Les éléments apparaissant dans la prochaine liste n'ont pas encore été définis:

- R_s : résistance interne de la source;
- C_1 : condensateur lié à l'enroulement primaire;
- C_2 : condensateur lié à l'enroulement secondaire;
- C_3 : condensateur apparaissant entre les deux bobinages.

La capacité C_3 est souvent négligée ou reportée au niveau des condensateurs C_1 et C_2 , qui englobent les capacités propres des bobinages, ainsi que les capacités de source et de charge. Ce modèle permet de calculer la réponse en fréquence du transformateur qui présente un comportement typique d'un filtre passe-bande. Les fréquences limites de la bande passante nommées f_1 et f_2 accusent un affaiblissement de 3dB par rapport à celui du milieu de bande A_m . On considère alors trois zones bien distinctes qui sont la zone centrale de la bande passante, la zone des fréquences supérieures et la zone des fréquences inférieures.

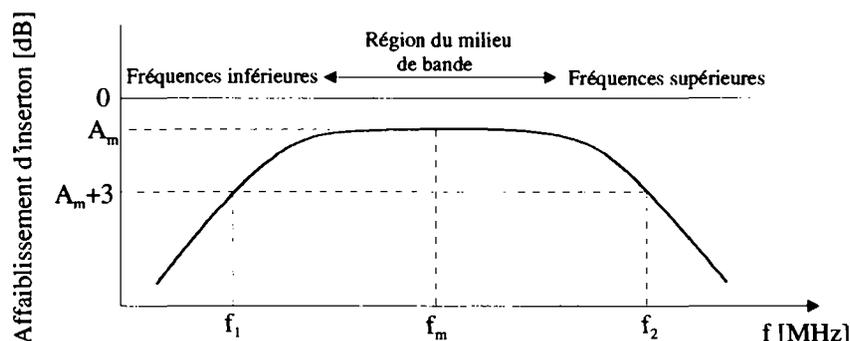


Fig. 6.5 Caractéristique typique de l'affaiblissement par insertion du transformateur

Les éléments discrets du transformateur représentés à la figure 6.4 jouent tous un rôle déterminant dans le comportement de l'affaiblissement du signal transmis. On attribue ainsi la limitation dans le domaine des fréquences inférieures aux résistances et à l'inductance principale du transformateur. L'affaiblissement observé en milieu de bande provient essentiellement des résistances des conducteurs et de la résistances traduisant les pertes fer dans le noyau du transformateur. L'atténuation observée aux fréquences élevées est attribuée aux capacités du système et aux inductances de fuite.

6.3.2 Adaptation d'impédance

La transmission d'un signal d'une source à une charge est optimale lorsque le maximum de puissance est transmis. Cette situation est réalisée lorsque les impédances de source et de charge sont égales (figure 6.6 a).

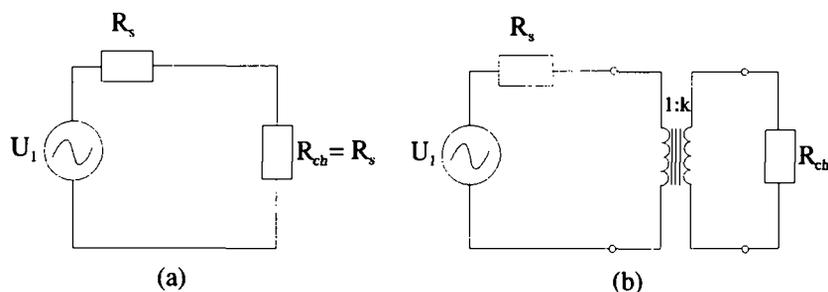


Fig. 6.6 Adaptation d'impédance avec et sans transformateur

Souvent le transformateur est utilisé pour adapter la charge à la source (figure 6.6 b) afin d'optimiser la puissance du signal transmis ou pour apporter une isolation galvanique entre les différents intervenants du système. L'adaptation des impédances au moyen du transformateur est réalisée lorsque le rapport de transformation \$k\$ du transformateur et les résistances en question sont liés ainsi:

$$R_{ch} = R_s \cdot k^2 \quad (6.3)$$

Lorsque l'adaptation d'impédance est rompue, une partie de la puissance appliquée par la source est réfléchi. On peut alors qualifier la transmission par un coefficient de réflexion \$\rho_r\$ qui exprime la fraction de tension dans la charge qui crée la non adaptation d'impédances.

$$\text{avec : } \rho_r = \left| \frac{R_{ch} - R_s}{R_{ch} + R_s} \right| \quad (6.4)$$

On qualifie les pertes alors obtenues par l'affaiblissement d'équilibrage \$A_r\$.

$$A_r = 10 \log_{10} \left[\frac{\text{Puissance de source}}{\text{Puissance réfléchi}} \right] = 20 \log_{10} \left[\frac{1}{\rho_r} \right] \quad (6.5)$$

6.3.3 Capacités liées aux enroulements

Les capacités liées à un enroulement situé dans une structure en ferrite sont de nature différentes et sont présentées à la figure 6.7.

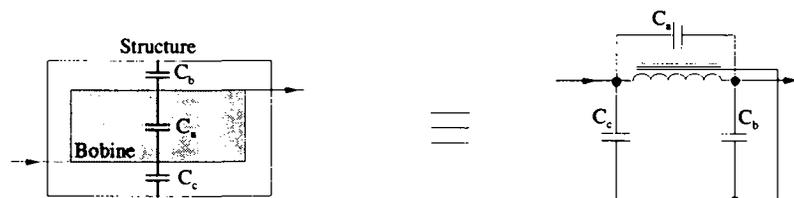


Fig. 6.7 Représentation des capacités propres d'un enroulement dans une structure

On observe alors une capacité propre du bobinage C_a qui correspond à la capacité entre spires ou entre couches de spires selon le type d'arrangement des spires. Lorsque le bobinage est constitué d'un nombre p de couches, on exprime la capacité propre du bobinage par la relation suivante[24]:

$$C_a = \frac{4C_l(p-1)}{3p^2} \quad \text{avec : } C_l = \frac{\epsilon_0 \epsilon A}{e} \quad (6.6)$$

Le terme C_l correspond alors à la capacité entre deux couches considérées comme deux plaques de surface A séparées par un matériau diélectrique d'épaisseur e et de constante diélectrique ϵ .

On définit ensuite une capacité C_c qui exprime l'effet capacitif entre la première couche du bobinage et la structure. La capacité C_b représente la capacité existant entre la surface externe de l'enroulement et la structure.

La capacité propre apparaissant aux bornes de l'enroulement se calcule alors selon l'expression suivante:

$$C_p = C_a + \frac{C_b \cdot C_c}{C_b + C_c} \quad (6.7)$$

Cette description suppose que le bobinage n'est pas relié directement à la structure, ce qui correspond à une capacité minimale pour le bobinage. Souvent cette connexion est réalisée (voir figure 6.7), ce qui élimine l'une des capacités C_c ou C_b et met l'autre en parallèle avec C_a . La capacité propre du bobinage est alors plus élevée.

Cette brève description des capacités liées à un enroulement permet de modéliser le cas qui nous concerne puisque les bobinages d'un transformateur rotatif sont physiquement dissociés pour réaliser la rotation. Dans ce cas, la capacité entre enroulement est faible.

On trouve dans la littérature de plus amples explications et détails concernant les capacités liées aux transformateurs dans d'autres configurations du bobinage ([3] et [24]).

6.3.4 Affaiblissement en milieu de bande passante

On définit la fréquence de milieu de bande passante f_m comme la moyenne géométrique des fréquences limites (3dB) à hautes et basses fréquences.

$$f_m = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad (6.8)$$

L'atténuation obtenue dans la bande passante par l'insertion d'un transformateur dépend essentiellement des résistances de bobinages et de la résistance traduisant les pertes fer. Le modèle électrique équivalent se résume alors schéma électrique de la figure 6.8.

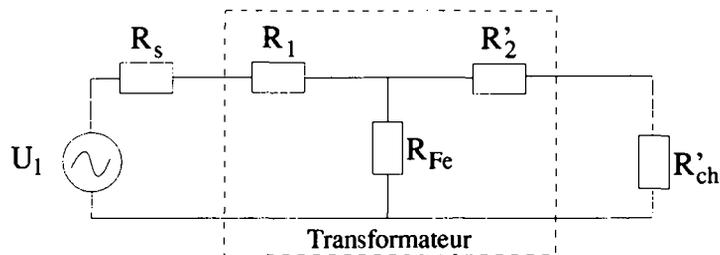


Fig. 6.8 Modèle électrique en milieu de bande passante

Généralement, pour les transformateurs destinés aux basses et moyennes fréquences, les pertes fer sont négligeables et la résistance R_{Fe} prend une valeur bien plus élevée que les autres résistances du système. On la néglige alors et l'affaiblissement d'insertion s'écrit :

$$A_i = 20 \log_{10} \left[1 + \frac{R_1 + R'_2}{R_s + R'_{ch}} \right] \quad (6.9)$$

Lorsque le transformateur est destiné aux hautes fréquences (bande passante supérieure à 1MHz), l'inductance principale du transformateur et la résistance de pertes fer interviennent dans le calcul de l'atténuation car la perméabilité de la ferrite et les pertes fer évoluent de manière significative avec la fréquence. Une procédure plus élaborée du calcul de l'atténuation doit être envisagée ([3] et [24]).

6.3.5 Affaiblissement aux basses fréquences

Le terme basse fréquence caractérise la zone des fréquences inférieures de la bande passante du transformateur. L'affaiblissement du signal transmis dans cette zone relève de la diminution de l'impédance caractérisant l'inductance de champ principal du transformateur en fonction de la fréquence. On tend ainsi vers un court-circuit. On admet les hypothèses suivantes pour déterminer l'atténuation aux basses fréquences :

- les inductances de fuite sont négligeables;
- les pertes fer dans le noyau du transformateur sont négligeables;
- l'inductance de champ principale L_h est constante.

Dans ces conditions, il est possible de modéliser le transformateur au moyen d'un schéma électrique équivalent simplifié.

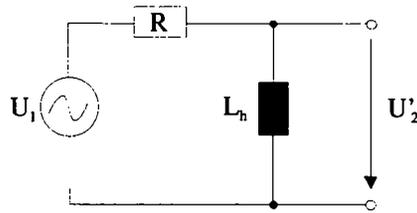


Fig. 6.9 Modèle électrique équivalent du transformateur aux basses fréquences

La résistance R apparaissant à la figure 6.9 traduit les différentes résistances du système et s'exprime selon la relation (6.10).

$$R = \frac{(R_s + R_1) \cdot (R'_2 + R'_{ch})}{R_s + R_1 + R'_2 + R'_{ch}} \quad (6.10)$$

On trouve alors selon [24] l'affaiblissement aux basses fréquences en fonction de la pulsation:

$$A_{BF} = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega} \right)^2 \right] \quad \text{avec : } \omega_1 = \frac{R}{L_h} = 2\pi f_1 \quad (6.11)$$

Le déphasage s'exprime alors selon la relation suivante:

$$\text{tg}(\theta) = \frac{R}{X_h} \quad (6.12)$$

Les pertes de réflexion de la résistance de source par rapport à la résistance de charge peuvent s'écrire de la manière suivante [3]:

$$A_r = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{2\omega L_h}{R'_{ch}} \right)^2 \right] \quad (6.13)$$

Imposer l'un de ces paramètres (A_{BF} ou A_r) pour une fréquence donnée fixe la valeur de l'inductance L_h et sert souvent de point de départ du dimensionnement du transformateur.

6.3.6 Affaiblissement aux hautes fréquences

L'affaiblissement d'insertion du transformateur à haute fréquence provient des inductances de fuite du transformateur et des capacités parasites liées aux bobinages, en relation avec les différentes résistances du système. Selon le cas, un modèle électrique simple (figure 6.10 a) basé sur les inductances de fuite L_σ uniquement permet de déterminer l'affaiblissement à haute fréquence. Dans d'autres circonstances, les capacités du système (figure 6.10 b) prédominent et les inductances de fuite peuvent être négligées. Les équations (6.14) et (6.15) expriment les différents affaiblissements et déphasages dans chacun de ces deux cas:

$$A_i = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\omega L_\sigma}{R_s + R'_{ch}} \right)^2 \right] \quad \text{avec : } \text{tg}(\theta) = -\frac{\omega L_\sigma}{R_s + R'_{ch}} \quad (6.14)$$

$$A_i = 10 \log_{10} \left[1 + (\omega CR)^2 \right] \quad \text{avec : } \text{tg}(\theta) = -\omega CR \quad (6.15)$$

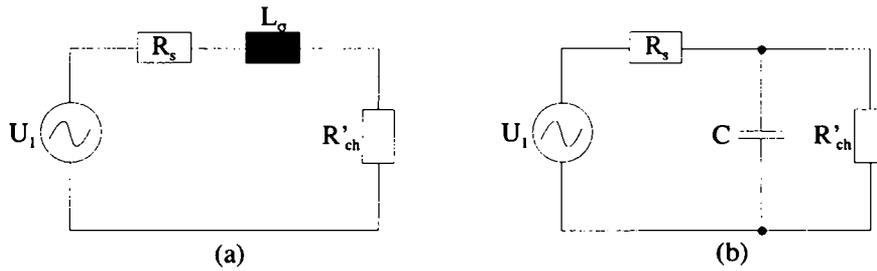


Fig. 6.10 Représentation du premier ordre du transformateur HF

L'utilisation d'un modèle basé sur un système du premier d'ordre (figure 6.10) apporte une certaine simplicité de calcul évidente. Cependant il est nécessaire parfois de se baser sur un modèle électrique équivalent plus complet. On utilise alors un système du deuxième ou du troisième ordre. On peut ainsi observer à la figure 6.11a un modèle d'un transformateur du deuxième ordre. La même figure présente aussi un modèle en π du troisième ordre (b).

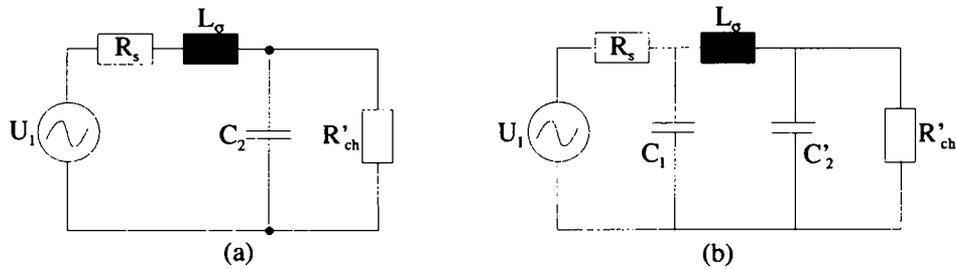


Fig. 6.11 Modèle HF du deuxième et troisième ordre

Selon la littérature [3] et [24], les représentations du premier et second ordre couvrent la majeure partie des applications. Lorsque le rapport de transformation est proche de l'unité, la figure 6.11b) est la mieux adaptée. Sur la base de la théorie des filtres [3], on trouve l'atténuation d'insertion suivante:

$$A_i = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \left(\frac{\omega}{\rho \omega_c} \right)^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_c^2} - (1 - \rho^2) \right)^2 \right\} \quad (6.16)$$

On considère de plus les relations suivantes:

$$R_s = R'_{ch} = R_0 / \rho \quad , \quad R_0 = \sqrt{\frac{L_\sigma}{2C_1}} \quad , \quad \omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_\sigma C_1}} \quad (6.17)$$

Le coefficient ρ qualifie la désadaptation d'impédance entre l'impédance de source et l'impédance caractéristique du filtre R_0 . La pulsation de coupure ω_c correspond à l'affaiblissement de 3dB lorsque ρ vaut 1.

6.3.7 Entrefer et géométrie

La présence d'un entrefer dans un transformateur destiné à transmettre de l'information nuit à la qualité de la transmission. En effet, pour une structure et un nombre de spires déterminés, l'apparition d'un entrefer cause la diminution de l'inductance propre et augmente les inductances de fuite du système. La diminution de l'inductance propre provoque l'augmentation de la fréquence de coupure BF (équation (6.11)) et l'augmentation des inductances de fuite abaisse la limite H.F. (voir équation (6.16)). L'entrefer réduit ainsi la largeur de bande du transformateur. La bande passante la plus large est atteinte pour un nombre de spires minimal, une perméabilité de matériau élevée et une petite taille de structure.

La géométrie de la structure garantissant la plus grande largeur de bande passante est de forme cylindrique [24]. Les structures proposés pour la réalisation de transformateurs tournants (type E et U) sont donc bien adaptées. Elles le sont moins lorsqu'elles doivent posséder un trou central qui peut, selon l'application, s'avérer de taille importante. On se retrouve alors avec une structure de grande taille et une largeur de bande forcément diminuée.

6.3.8 Synthèse

Le transformateur destiné au transfert d'information à un système tournant doit disposer d'un entrefer et d'une structure particulière (symétrie circulaire, trou central..). Ces éléments, imposés par l'application, contribuent à la diminution des performances du transmetteur. Typiquement, la largeur de bande de ce genre de transformateur n'excède pas 100 à 200MHz.

Les basses fréquences sont tolérées par le transformateur selon la valeur de ses inductances propres. On peut ainsi imaginer un transformateur avec une structure de grande taille et possédant un nombre de spires important afin d'abaisser considérablement la limite BF. Cependant cette opération conduit inévitablement à l'augmentation des capacités parasites du système et des inductance de fuite et à une diminution importante des performance HF.

Le point de départ du dimensionnement du transformateur consiste souvent à fixer les performances à basse fréquence. On spécifie ainsi l'affaiblissement admissible à une fréquence donnée (limite BF), ce qui permet de déterminer la valeur de l'inductance primaire. Il convient alors de choisir un matériau adapté (perméabilité élevé pour l'obtention d'une large bande passante) et de disposer au mieux les spires afin de minimiser les capacités parasites du système et d'optimiser le couplage. On obtient ainsi la bande passante la plus large.

En cas de nécessité, il est possible de diminuer cette largeur de bande en jouant sur certains paramètres:

- la distance entre les bobinages primaire et secondaire (augmentation des inductances de fuite);
- la capacité des bobinages peut être augmentée par l'ajout d'un condensateur externe en parallèle à l'enroulement;
- les inductances de fuite peuvent être augmentées par l'ajout d'inductances en série avec l'entrée ou la sortie du transformateur.

6.4 Dimensionnement du transformateur d'information

6.4.1 Introduction

Le nombre de systèmes tournant nécessitant l'implantation d'un système de transfert d'information sans contact est en progression dans l'industrie de la machine-outil. Dans ce secteur et dans l'industrie en général, les applications sont gérées par des systèmes de communication qui utilise le plus souvent des techniques de transmissions numériques de type binaire (CAN-BUS, PROFIBUS-DP, FIP, RS485, RS422, RS232...). Ce constat nous conduit en priorité au dimensionnement de transformateurs destinés à de tels systèmes.

On atteint la plus grande simplicité lorsque le transformateur peut être inséré directement dans le canal de transmission. Les modes de transmission de type AMI, Bi-phase ou Miller permettent d'atteindre cet objectif en raison de leur densité spectrale de puissance dépourvue de basses fréquences et de la fréquence nulle.

Pour d'autres modes fréquemment utilisés, le protocole de communication est de la plus grande importance car il peut jouer un rôle décisif quant à la possibilité d'insertion directe du transformateur dans la ligne de transmission. Prenons par exemple le cas du mode NRZ antipolaire et observons les deux graphiques de la figure 6.12 qui présentent deux situations différentes. Dans le premier cas (a), on transmet un message composé d'une suite de 0 et de 1 alternée. Dans le second cas (b), on transmet une séquence composée d'une suite de "1" logique suivie d'une suite de "0" logique.

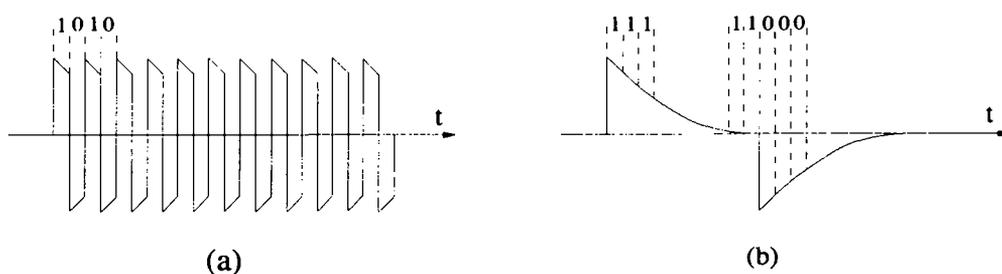


Fig. 6.12 Signaux d'une transmission NRZ antipolaire en présence d'un transformateur

On remarque à la figure précédente que la valeur continue n'est pas transmise par le transformateur. Il apparaît une diminution d'amplitude du signal qui s'amplifie selon le nombre de valeurs logiques identiques successives. Ce comportement, fonction de la taille de l'inductance propre du transformateur, peut être acceptable dans la mesure où le signal ne retombe pas au-dessous du seuil de discrimination du récepteur (régénération).

On remarque donc que le mode NRZ antipolaire peut être utilisé en présence d'un transformateur pour autant que certaines conditions soient satisfaites:

- la succession de moments identiques doit être limitée par le protocole;
- la probabilité d'apparition des différents moments doit être identique.

La probabilité d'apparition est un paramètre important. En effet le non respect de cette condition signifie, pour le mode NRZ antipolaire, que le signal à transmettre contient une composante continue (valeur moyenne non nulle) qui n'est pas transmise. On assiste alors à une dérive du signal transmis qui se traduit par des niveaux différents pour les deux moments:

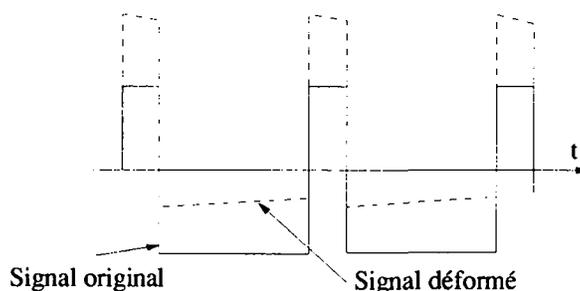


Fig. 6.13 Effet du transformateur lorsque le signal d'entrée est dissymétrique

Le signal obtenu en sortie du transformateur subit alors un décalage par rapport au zéro et la valeur moyenne du signal est nulle.

Ces comportements en présence du transformateur ne sont pas propres au mode NRZ antipolaire et se retrouvent dans la plupart des modes de transmission.

On remarque alors de manière générale que le protocole de communication a de l'importance car il décide du contenu de l'information dans le canal. Le protocole peut donc éviter à court terme que des suites de valeurs logiques identiques soient transmises dans le canal. Ainsi en équilibrant les probabilités d'apparition des différents moments, on évite l'apparition de composantes continues et on favorise l'insertion d'un transformateur.

Il est évident que ce type de comportement peut générer des erreurs d'interprétation selon les valeurs des seuils de décision du récepteur et qu'il cause parfois un affaiblissement important du signal. Dans tous les cas, le transformateur apparaît comme un élément perturbateur qui diminue les performances globales du système et typiquement les longueurs de lignes admissibles.

6.4.2 Base du dimensionnement

On a constaté, dans l'introduction précédente, l'importance de la connaissance du système de transmission d'information au sein duquel un transformateur doit être inséré. Que ce soit pour se rendre compte de la faisabilité d'insertion du transformateur dans un système de communication ou pour le dimensionner, il est impératif de se renseigner sur les éléments suivants:

- le débit de décision D exprimé en bit/s et le débit de moments M ;
- le mode de transmission (NRZ, AMI,...);
- le type d'émetteur et de récepteur et ses caractéristiques;
- le protocole de communication.

Ces éléments permettent de définir un nombre maximal de moments successifs identiques que le transformateur doit pouvoir transmettre. Ce nombre correspond à un temps maximal de maintien t_{\max} d'un même niveau de tension sur la ligne de transmission. On adopte ensuite un affaiblissement maximal autorisé A_{\max} (noté en %) lorsque ces conditions surviennent. Pour modéliser le système, on utilise les équations de tension aux bornes des deux enroulements en admettant les hypothèses suivantes qui permettent d'étudier la majorité des cas:

- les inductances de fuite sont négligées;
- le rapport de transformation est unitaire.

Les équations obtenues se résument alors de la manière suivante:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= (R_s + R_1) \cdot i_1(t) + L \cdot \left(\frac{di_1(t)}{dt} + \frac{di_2(t)}{dt} \right) \\ u_2(t) &= R_2 \cdot i_2(t) + L \cdot \left(\frac{di_2(t)}{dt} + \frac{di_1(t)}{dt} \right) \\ u_2(t) &= -R_{ch} \cdot i_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

Par les transformées de Laplace et Laplace inverse, on calcule la tension secondaire obtenue:

$$u_2(t) = U_1 \cdot \frac{R_{ch}}{R_s + R_1 + R_{ch} + R_2} \cdot \exp \left[- \frac{(R_{ch} + R_2) \cdot (R_s + R_1)}{(R_{ch} + R_2 + R_s + R_1) \cdot L} \cdot t \right] \quad (6.19)$$

De cette dernière équation, on exprime l'inductance minimale nécessaire pour garantir l'atténuation maximale A_{\max} pendant le temps t_{\max} :

$$L = - \frac{t_{\max}}{\ln(1 - A_{\max})} \cdot \frac{(R_1 + R_s)(R_2 + R_{ch})}{R_1 + R_s + R_2 + R_{ch}} \quad (6.20)$$

Il est aussi utile de s'assurer que l'émetteur peut fournir le courant nécessaire et qu'il n'est pas saturé, car dans ce cas, le transformateur ne transmet plus rien (variation nulle du courant primaire si saturation). Cette vérification se base sur la résolution des équations (6.18), ce qui permet d'obtenir le courant primaire i_1 suivant:

$$i_1(t) = \frac{U_1}{R_s + R_1} \cdot \left[1 - \frac{R_{ch} + R_2}{R_s + R_1 + R_{ch} + R_2} \cdot \exp \left[- \frac{(R_s + R_1)(R_{ch} + R_2)}{(R_s + R_1 + R_{ch} + R_2)} \cdot t \right] \right] \quad (6.21)$$

Lorsque la bande passante nécessaire à la transmission correcte du signal est connue, on peut adopter une technique de dimensionnement par laquelle on impose l'atténuation d'insertion à basse fréquence. On applique alors la formule (6.11) qui détermine la grandeur de l'inductance propre du transformateur.

Il reste ensuite à choisir une structure permettant de réaliser cette inductance. Cette structure doit être de type E ou U afin de garantir le mouvement de rotation du système et l'invariance des paramètres en fonction de la position angulaire. La structure standard de type E ou pot est la solution la plus simple et la moins onéreuse pour des prototypes ou de petites séries.

La seule structure standard disponible sur le marché est le pot. La taille du pot est dans notre cas imposée par la nécessité ou non d'un trou central. Elle joue un rôle important dans la largeur de bande passante qui est maximale pour de petites structures. Lorsque la structure est choisie, la disposition des spires au sein du transformateur est de la plus grande importance. Elle doit minimiser les capacités parasites et favoriser le couplage entre les deux enroulements. On obtient ainsi pour la structure choisie la meilleure bande passante.

6.5 Réalisations

6.5.1 Introduction

Les exemples traités dans ce point 6.5 supposent qu'aucune interaction existe entre le système de transmission d'énergie et le système de transmission d'information. Bien que les deux transmissions soient dissociées électriquement et d'un point de vue magnétique (facteur de couplage supposé nul), la réalisation mécanique doit englober les deux systèmes. Afin de se rendre compte des problèmes liés à de telles réalisations (axe traversant, passage des fils...), on trouve en annexe de ce chapitre un dessin d'ensemble d'un organe de transmission de puissance et d'information destiné à une machine-outil. La puissance transmise est de l'ordre de 2 à 5kW et la communication est basée sur un système de type Macro décrit au point 6.5.3.

6.5.2 Réseau FIP

Le réseau de terrain FIP est destiné à l'échange d'informations entre transmetteurs, actionneurs et automates à l'intérieur d'un processus industriel [26]. La couche physique utilisée est une paire torsadée blindée. Parmi les vitesses de transmission des données admissibles, la vitesse de 1Mbit/s sert de référence dans ce travail.

En ce qui concerne le mode de transmission, le réseau FIP utilise un codage Manchester différentiel que l'on peut apparenter au mode Bi-phase antipolaire déjà décrit à la figure 6.2. Le mode utilisé par FIP est sensiblement différent dans le sens où il possède un alphabet muni d'éléments supplémentaires (figure 6.14).

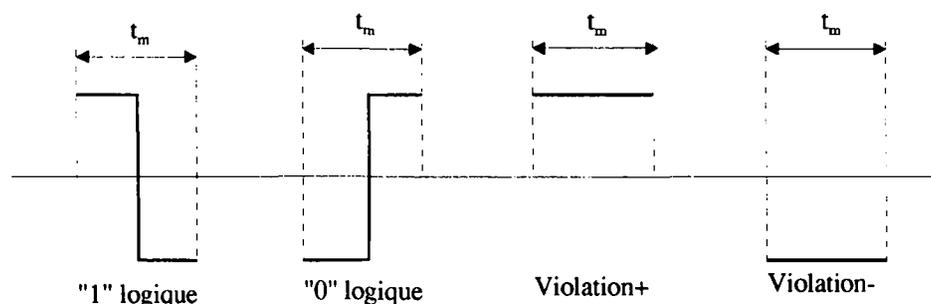


Fig. 6.14 Signaux de codage utilisés par le protocole FIP

Les signes de violations sont rares par rapport à la totalité des moments transmis. Ils interviennent pour délimiter la trame dans une séquence bien définie et avec une probabilité d'apparition identique. On peut ainsi admettre que la densité spectrale de puissance du mode utilisé par FIP est semblable à celle du mode Bi-phase antipolaire décrit à la figure 6.2. Ce mode est donc parfaitement supporté par un transformateur (densité spectrale nulle en zéro). La séquence contenant les codes de violation est telle qu'elle crée une fréquence minimale du signal transmis égale au tiers du débit de décision alors que la fréquence maximale est celle du débit de décision (voir figure 6.15).

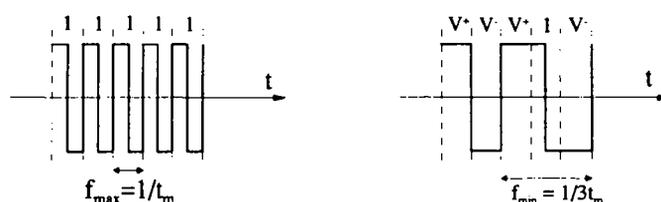


Fig. 6.15 Présentation de deux séquences extrêmes du protocole FIP

On fixe alors la fréquence minimale transmise à la valeur suivante:

$$f_1 = \frac{1}{3t_m} = 333 \text{ kHz} \quad \text{avec } t_m = 1 \mu\text{s} = 1 \text{ bit} / D \quad (6.22)$$

La fréquence de coupure aux basses fréquences est liée à l'inductance principale du transformateur et aux résistances de terminaison du système (150Ω) selon les équations (6.10) et (6.11). On en tire la valeur minimale de l'inductance principale:

$$L_h = \frac{R}{2\pi f_1} = 36 \mu\text{H} \quad \text{avec } R = \frac{150\Omega \cdot 150\Omega}{150\Omega + 150\Omega} = 75\Omega \quad (6.23)$$

Quant à la largeur de bande B , on peut la lier au temps de montée t_r du signal par une formule empirique issue de [23]:

$$B \cdot t_r = 0.35 \dots 0.45 \quad (6.24)$$

Or les normes FIP [26] imposent la relation suivante concernant les temps de montée et de descente du signal:

$$\frac{t_m}{5} \leq t_r, t_f \leq \frac{t_m}{30} \quad (6.25)$$

Pour le système FIP à 1Mbit/s et selon les deux dernières relations, on peut admettre une largeur de bande entre 13.5 et 2.2MHz.

Afin de faciliter l'aspect mécanique du problème, on choisit une structure standard de taille raisonnable, le pot P36/22 en matériau 3H1 (voir [5]). Un entrefer de 0.1mm est imposé. Avec un tel entrefer, il est nécessaire de disposer de 6 spires pour obtenir la valeur d'inductance définie en (6.23). Les mesures de la bande passante dans ces conditions nous donnent le résultat de la figure 6.16:

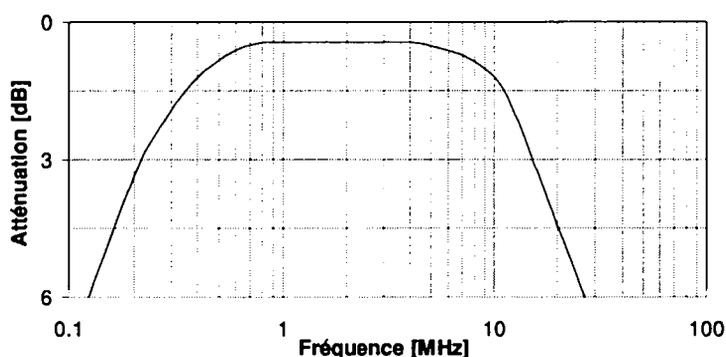


Fig. 6.16 Bande passante mesurée pour le transformateur réalisé

On note alors les fréquences de coupure (3dB) suivantes:

$$f_1=220\text{kHz}$$

$$f_2=13.2\text{ MHz}$$

Les fréquences minimales et maximales de la bande passante désirée sont donc respectées ($f_1 < 333\text{kHz}$ et $f_2 \in [2.2\text{MHz}; 13.5\text{MHz}]$).

Le transformateur réalisé a été testé d'abord dans une configuration simple comprenant un émetteur et un récepteur standard de type RS-485.

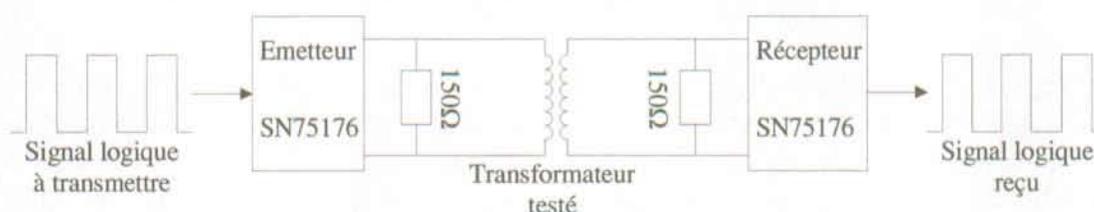


Fig. 6.17 Configuration de test adoptée

Les signaux à transmettre et les signaux reçus mesurés avec cette configuration pour la fréquence maximale (1MHz) et la fréquence minimale (333kHz) sont reproduits à la figure 6.18. On note un faible déphasage ($\sim 70\text{ns}$) entre les deux signaux considérés.

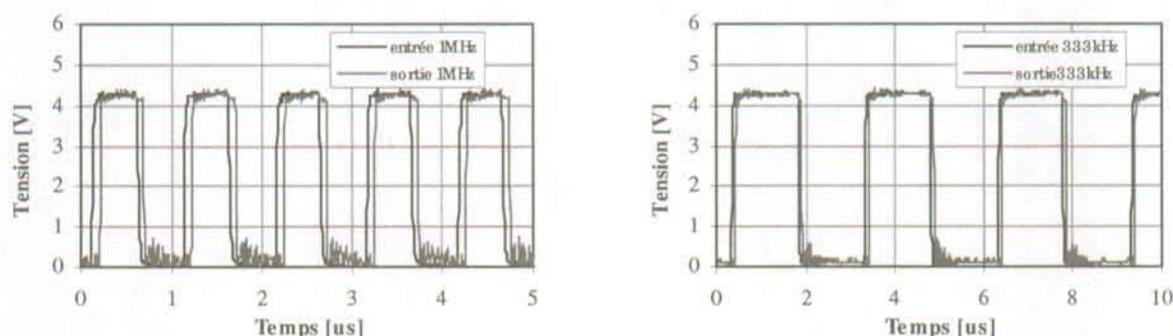


Fig. 6.18 Signaux avant et après leur passage dans le transformateur

La réalisation de ce transformateur rotatif a permis de tester et de prouver la faisabilité d'insertion d'un transformateur dans un système de communication de type FIP. Les détails de réalisation ainsi que les plans mécaniques du système réalisé sont présentés dans les annexes de ce chapitre. Les tests de fonctionnement ont été réalisés sur une machine prototype d'usinage à table tournante (figure 6.19) munie d'un réseau de terrain FIP.

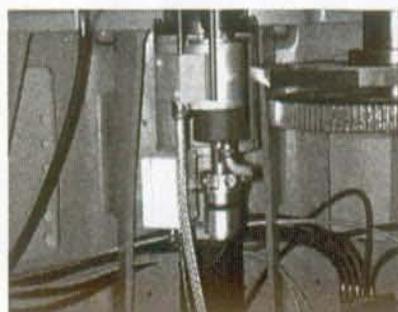


Fig. 6.19 Vue du transformateur réalisé et de son installation sur une machine tournante

Aucune erreur de communication n'a été observée lors des tests de fonctionnement de la machine.

6.5.3 Réseau Macro

Le réseau Macro est un réseau de communication dont la topologie est dite "bouclée" ou "en anneau". Il est produit par la l'entreprise DELTA TAU [28]. L'information, codée sous la forme d'une trame de 96 bits, passe par chaque nœud du réseau. Chaque nœud traite l'information reçue. Il la transmet sans aucune modification au nœud suivant si elle ne lui est pas destinée et il la complète et la modifie si elle le concerne directement. Ce système est destiné au contrôle et à l'interpolation d'axes moteur en raison de son mode de fonctionnement et de son débit de décision élevé de 125Mbits/s.

Sa topologie est telle que le collecteur rotatif envisagé doit comprendre deux transformateurs. En effet, puisque la communication dans le système est asynchrone, l'information qui va sur l'élément tournant est différente de celle qui en revient. Le mode utilisé est de type NRZ antipolaire. Cependant l'encodage de canal est réalisé par le mixage (XOR) de l'information NRZ et d'un signal issu d'un générateur de séquences pseudo-aléatoire basé sur 11bits (GSPA ou "scrambling" en anglais). Cette astuce évite que des signaux identiques ne se répètent trop longtemps dans le canal et permet une reconstitution plus aisée de la fréquence d'horloge. Elle permet aussi d'éliminer en grande partie les basses fréquences qui ne sont pas tolérées par le transformateur.

Cette description sommaire et les informations du fabricant [28] permet de définir les éléments suivants:

- signal constant dans le canal au maximum pendant 11 bits (=88ns);
- résistance de terminaison de ligne de 82Ω et une résistance de source de 22Ω ;
- affaiblissement du signal de 30% toléré ($A_{\max}=0.3$).

Ces données permettent au travers des relations (6.19) et (6.20) de calculer la valeur minimale de l'inductance principale du transformateur. On trouve alors la valeur suivante:

$$L_{11}=L_{22}=4.4\mu\text{H}$$

Pour la réalisation, il est nécessaire de choisir une structure de faible dimension et de perméabilité élevée afin d'augmenter au maximum la largeur de bande. Cette structure doit posséder un trou central destiné au passage des fils. Selon la disponibilité des produits, la structure P26 en matériaux N41 (voir [4]) a été choisie.

Un entrefer minimal de 0.1mm est nécessaire mécaniquement. Dans ce cas, 4 spires permettent d'obtenir la valeur d'inductance désirée (4.4 μH). Pour faciliter la réalisation, les spires ont été réalisées sur un circuit imprimé. La photos de la figures 6.20 illustrent cette réalisation qui permet un double transfert d'information (aller et retour).



Fig. 6.20 Vue du transformateur réalisé pour le système Macro

Les caractéristiques du transformateur mesurées avec une impédance de source et de charge de 50Ω (interne à l'appareil de mesure) sont présentées à la figure 6.21.

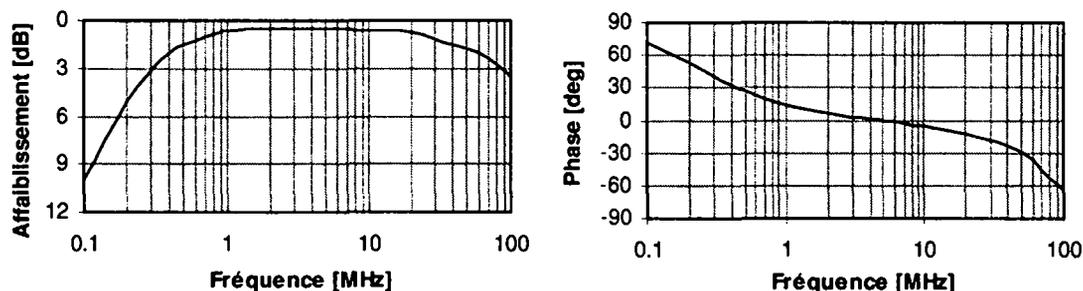


Fig. 6.21 Réponse en fréquence et phase du transformateur réalisé

Les dessins de détail et d'ensemble liés à cette réalisation figurent en annexes à ce chapitre. On y trouve aussi un dessin d'ensemble intégrant le transformateur destiné au réseau Macro et un transformateur de puissance (2-5kW). Le tout doit être implanté sur une machine d'usinage à plateau tournant.

Le test en situation réelle de ce double transformateur a été réalisé à l'aide d'un système de démonstration fourni par le fabricant du système "Macro". On trouve à la figure 6.22 une description du système testé.

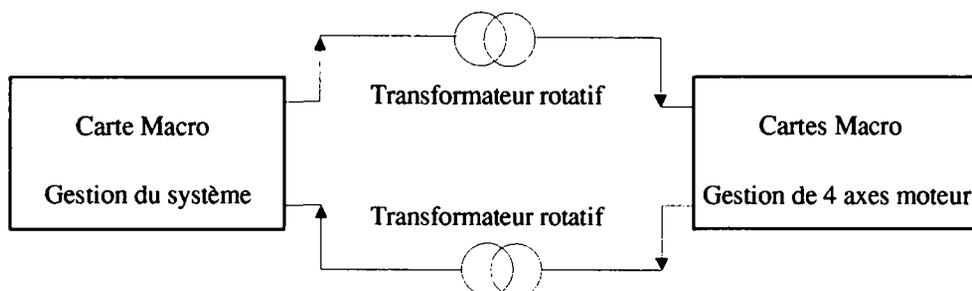


Fig. 6.22 Description du système testé

Le système possède un affichage indiquant le bon fonctionnement des communications. Lors des tests effectués, on a constaté un fonctionnement correct sans qu'aucune erreur ne soit signalée. Pour visualiser ce qui se passe lors de l'insertion du transmetteur rotatif dans le canal de transmission, les signaux ont été mesurés avec et sans transformateur et sont représentés à la figure 6.23.

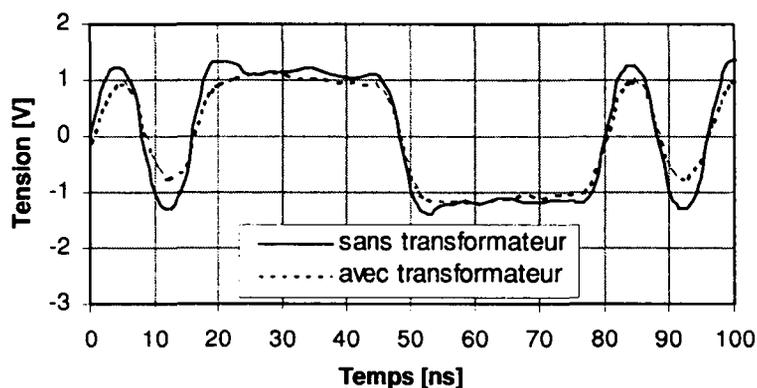


Fig. 6.23 Comparaison des signaux avec et sans transformateur dans le canal de transmission

Pour juger de la qualité des signaux ayant traversé le transformateur, le diagramme en œil est un outil très appréciable. La figure 6.24 présente ainsi le diagramme en œil de la tension en sortie du transformateur dans le système testé.

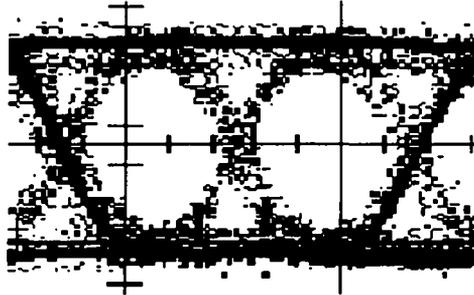


Fig. 6.24 Diagramme en œil lors de l'insertion du transformateur

En observant cette dernière figure, on constate que la discrimination entre les deux moments du mode utilisé est tout à fait possible puisque les yeux du diagramme sont bien ouverts. On peut ainsi admettre à la vue de ce diagramme que l'interférence entre moments est nulle lors de cette transmission de données.

6.5.4 Solution pour le mode NRZ unipolaire

Le mode NRZ est un mode très couramment utilisé. Dans sa version unipolaire l'information binaire est codée au niveau du canal par une tension nulle lorsque le bit à transmettre vaut "0" et par une tension positive U_b pour l'autre valeur binaire. Typiquement, la densité spectrale de puissance de ce genre de mode occupe la fréquence nulle et les basses fréquences. La composante continue du signal est donc filtrée par le transformateur, ce qui cause des erreurs de transmission.

Il existe néanmoins un moyen d'utiliser le transformateur avec ce genre de mode. Cependant il est nécessaire d'ajouter une partie active avant et après le transformateur (figure 6.25).

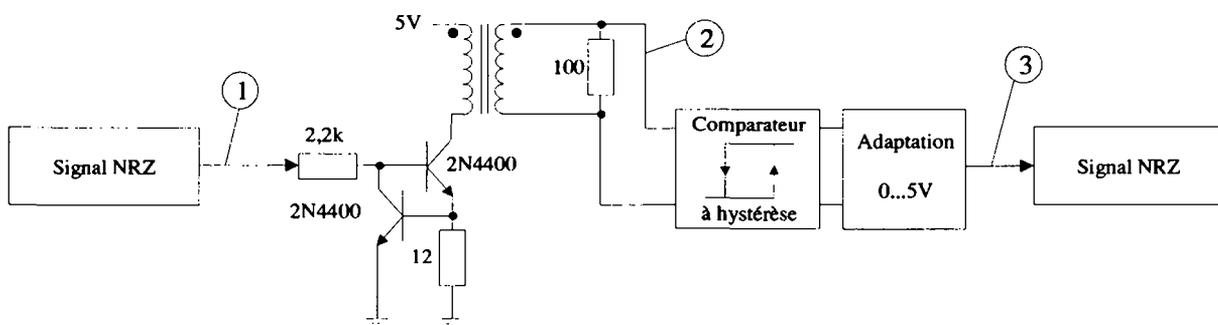


Fig. 6.25 Principe actif de transmission du mode NRZ par transformateur

Lorsqu'on applique 5V ("1" logique) à l'entrée du système (1), un saut de tension apparaît à l'entrée du transformateur. De par sa construction, la constante de temps du transformateur est faible et le régime permanent est vite atteint. Ainsi le courant primaire devient constant avant la fin de la durée du bit transmis t_b . On observe alors au secondaire une impulsion de tension dont l'amplitude tombe très vite à zéro (2).

Dès que la valeur logique "0" doit être transmise, il apparaît une tension inverse au secondaire qui décroît à zéro avant l'apparition du bit suivant. On observe à la figure 6.26 un oscillogramme des différents signaux numérotés à la figure 6.25 .

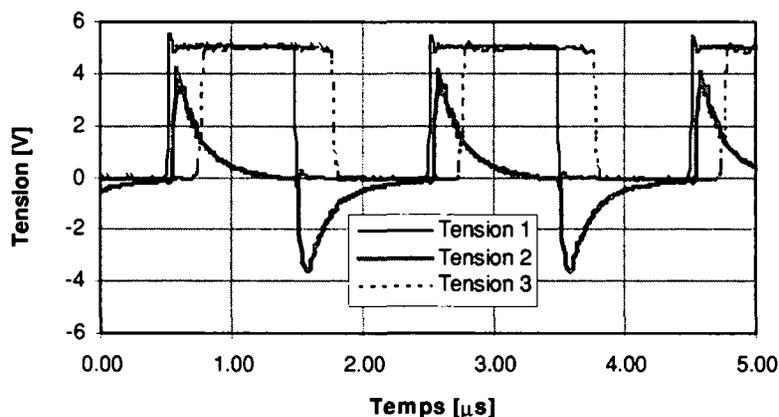


Fig. 6.26 Graphe de différents signaux lors d'une transmission NRZ par transformateur

La régénération du signal NRZ est entreprise ensuite par un comparateur à hystérèse qui change de valeur à chaque flan positif ou négatif. Après une adaptation de niveau du signal obtenue, on retrouve le signal NRZ introduit dans le système (3). On observe toutefois un décalage temporel entre l'entrée et la sortie. Dans le cas réalisé, le décalage est relativement important en raison des mauvaises performances du comparateur utilisé.

D'une manière générale, la valeur de l'inductance primaire L_{11} du transformateur d'un tel système doit répondre à l'équivalence suivante[25]:

$$L_{11} = 0.2 \cdot Z_0 \cdot t_b \quad (6.26)$$

L'impédance Z_0 représente l'impédance de charge du transformateur.

On peut envisager cette solution pour un système bidirectionnel. Il suffit alors de réaliser deux enroulements au primaire et au secondaire du transformateur et d'y disposer un émetteur et un récepteur. On peut aussi envisager une solution constituée de deux transformateurs différents.

6.5.5 Réseau CAN

Le réseau CAN, de par l'utilisation du mode NRZ, n'est pas compatible avec le transformateur. En analysant le protocole de ce système de communication, on peut toutefois envisager l'insertion d'un transformateur lorsque certaines conditions sont remplies.

Afin de d'étayer cette affirmation, il est nécessaire de présenter dans les grandes lignes le système CAN (Controller Area Network) qui est destiné aux applications industrielles, spécialement au domaine de l'automobile. L'information transite dans des trames comprenant divers champs spécifiques (début de trame, identificateur, données,...) dont la longueur peut atteindre une centaine de bits. Dès qu'une trame est transmise et que le bus est libre, n'importe quel utilisateur du bus peut s'exprimer. En cas de conflit (plusieurs intervenants s'expriment en même temps), la sélection se fait au niveau de l'identificateur de la trame (la valeur binaire de l'identificateur la plus faible étant prioritaire). La figure 6.27 illustre le principe d'arbitrage lorsque plusieurs utilisateurs interviennent simultanément.

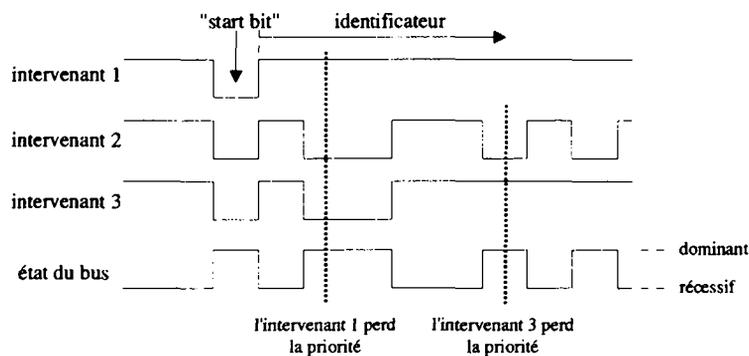


Fig. 6.27 Arbitrage du bus CAN en cas d'accès simultanés de plusieurs intervenants

Les tests du système CAN ont été réalisés au moyen d'un émetteur et d'un récepteur CAN de type PCA82C250 (CAN controller interface voir [27]) branchés sur un bus (1m de câble torsadé). La description du système utilisé pour les tests apparaît à la figure 6.28. La vitesse de transmission considérée est de 1Mbit/s.

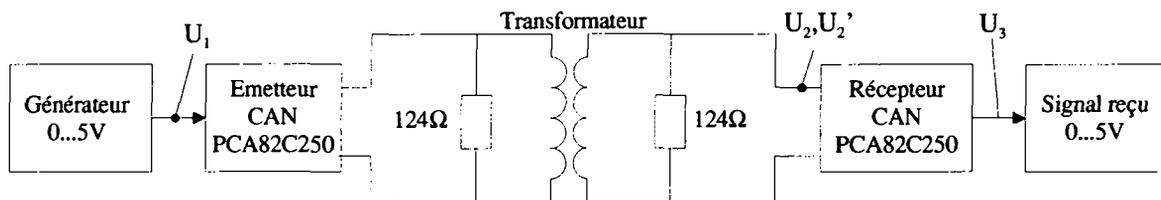


Fig. 6.28 Montage utilisé pour le test du système CAN

Les signaux intéressants sont l'information à transmettre appelée U_1 , la tension sur le bus sans transformateur (U_2) et avec le transformateur (U_2') et le signal reçu par le récepteur (U_3). Une première série de mesures (figure 6.29) présente ces différents signaux dans le cas où une seule trame est émise avec un taux d'apparition maximal de bits "dominants" de 0.75.

On remarque tout d'abord l'amplitude de la tension sur le bus sans transformateur qui varie entre 0 et 2V. Lors de l'insertion du transformateur, on remarque l'effet de filtrage de la composante continue du signal transmis qui se traduit par la dérive vers une tension moyenne nulle. L'absence d'une nouvelle trame permet à la tension de se stabiliser à son niveau initial de 0V (état récessif du bus CAN). Dans les deux cas de figure le signal est reconstitué correctement par le récepteur dont le seuil de comparaison se situe entre 0.5 et 0.9V. En analysant le principe de fonctionnement du système CAN [27], on admet alors que la pire des situations survient lors d'un dialogue continu sur le bus CAN avec un taux d'apparition de bits dominants de 0.75.

Dans ce cas, les signaux de la figure 6.30 montrent que la tension sur le bus tombe à moins de 0.9V et provoque un dysfonctionnement du système. Le signal reçu (U_3) perd dans ce cas toute l'information envoyée. Si l'on considère le même cas de figure avec un taux d'apparition égal à 0.5 on observe un comportement correct du système (figure 6.31). On remarque alors que la transmission s'effectue correctement.

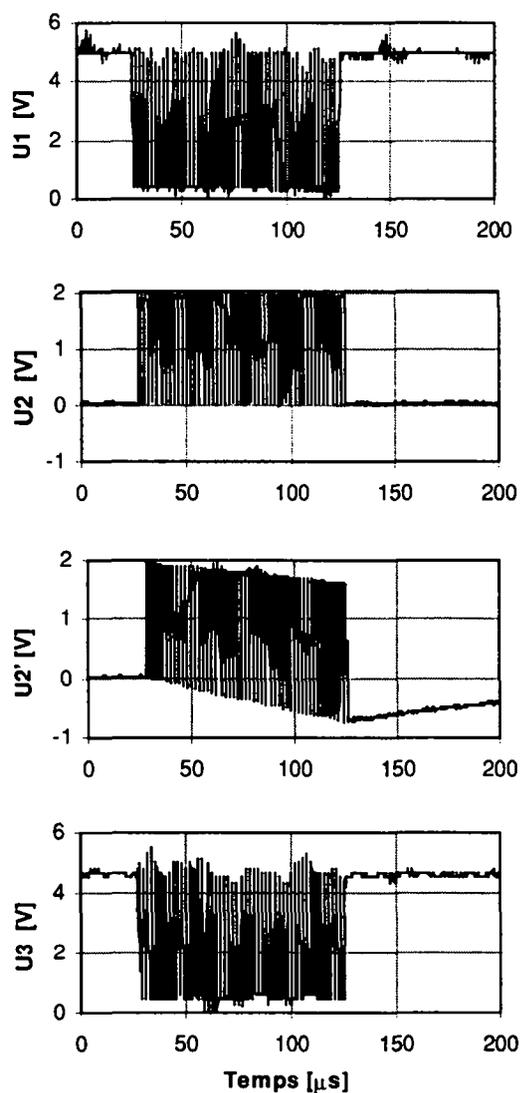


Fig. 6.29 Signaux mesurés

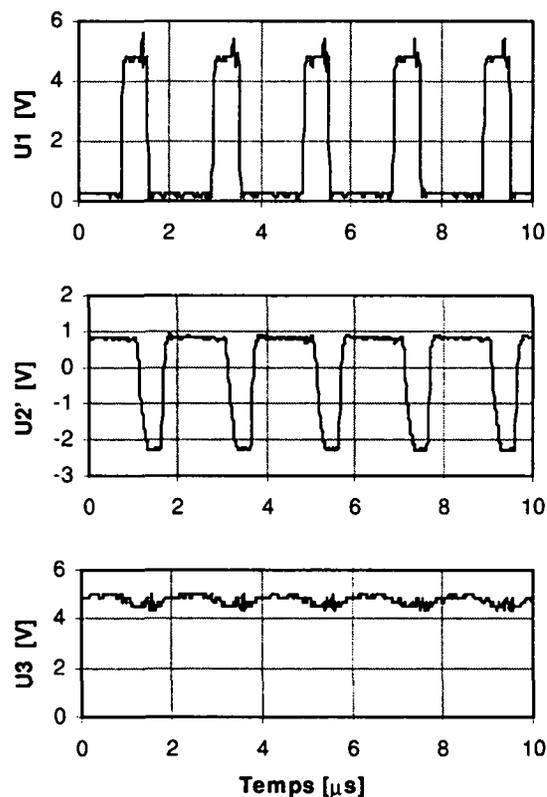


Fig. 6.30 Signaux mesurés

Ainsi, pour permettre l'insertion d'un transformateur dans le bus CAN, il faut remplir une des conditions suivantes:

- La probabilité d'apparition de "1" (équivalent à un état récessif du bus) doit être égale ou supérieure à 0.5. Pour réaliser cette condition, on attribue la valeur de chaque identificateur de manière à favoriser l'apparition de "1" logique dans la trame. On réserve aussi une partie des données transmises que l'on transmet comme "1" logique.
- Le temps d'inactivité du bus entre les trames doit être contrôlé afin de garantir que la tension sur le bus soit nulle au début d'un message (figure 6.29).

En ce qui concerne le dimensionnement, on applique la relation (6.20) et on se base sur une suite de 75 bits identiques d'une durée de $1\mu\text{s}$ dans une trame (correspond à la vitesse de transmission de 1Mbit/s).

Dans ce cas, l'affaiblissement le plus défavorable (A_{max}) après les 75 μs (t_{max}) correspondantes est fixé à 20% au maximum de la tension nominale. On obtient alors:

$$L_{11} = 8\text{mH} \quad \text{avec } R_s = 31 \quad \text{et} \quad R_{\text{ch}} = 124$$

Les mesures présentées aux figures 6.30, 6.30 et 6.31 ont été réalisées avec un transformateur basé sur une structure de type pot (P36/22 matériau N30) possédant 70 spires au primaire et au secondaire. Avec un entrefer de 0.1mm, la valeur d'inductance obtenue est d'environ 8mH.

D'autres essais réalisés avec ce transformateur dans un réseau réel a mis en évidence le bon fonctionnement du système et aucune erreur n'a été constatée.

Il faut cependant admettre que malgré la possibilité d'insertion d'un transformateur dans le bus CAN, les possibilités d'utilisation du système sont atténuées :

- les longueurs de câbles admises pour le bus sont réduites;
- les nombre d'utilisateurs potentiels du bus sont limités;
- le débit d'information est limité (attente entre les trames) .

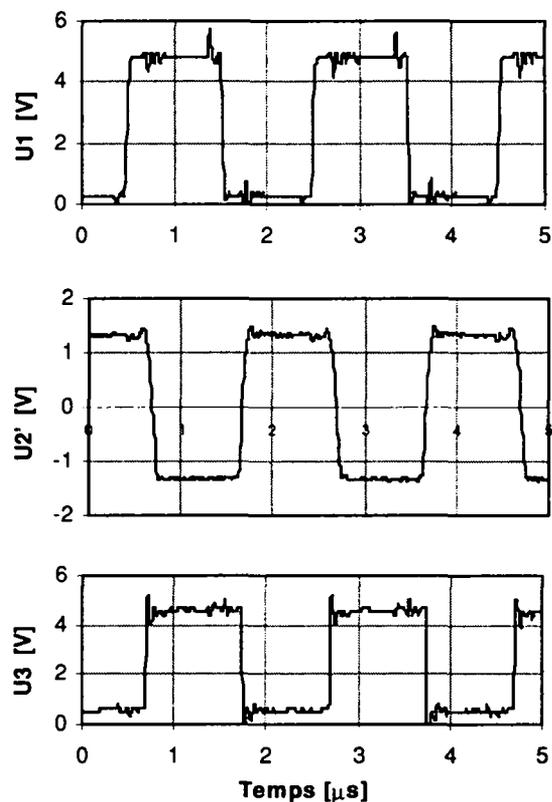


Fig. 6.31 Signaux CAN mesurés

D'autres solutions basées sur le principe évoqué au point 6.5.4 peuvent être envisagées. On utilise alors des composants actifs en plus du transformateur.

6.6 Synthèse et conclusions

Ce chapitre a traité d'abord de manière générale les différentes transmissions d'information et a mis en évidence leur compatibilité avec le transformateur.

On a traité essentiellement dans ce chapitre des transmissions numériques de type binaire en raison de leur utilisation fréquente dans les systèmes de communications destinés à l'industrie. Dans chaque cas considéré, une étude complète du système de communication doit être entreprise afin de définir la possibilité d'insertion d'un transformateur dans le canal de transmission. Lorsque celle-ci est compromise, il faut envisager des méthodes plus complexes faisant intervenir des composants actifs, comme celle proposée pour le mode NRZ unipolaire au point 6.5.4. Malgré leur complexité supérieure, ce genre de méthode offre une solution intéressante pour le transfert d'information sans contact.

Les réalisations présentées précédemment montrent qu'il est possible, dans certain cas, d'insérer un transformateur directement dans un système de communication. La règle de base pour définir la compatibilité entre le transformateur et un système de communication consiste à définir la densité spectrale de puissance des signaux transmis sur le canal de transmission et de s'assurer que celle-ci ne présente aucune puissance à la fréquence nulle. (le mode Manchester du réseau FIP possède cette particularité).

Cependant la possibilité d'insertion d'un transformateur dépend aussi d'autres paramètres tels que les performances des récepteurs, le type de fonctionnement du réseau et le protocole de communication du système. On a montré ainsi que le réseau de type Macro, malgré son mode NRZ antipolaire dont la densité spectrale de puissance n'est pas nulle en zéro, permet l'insertion d'un transformateur au sein de son bus de communication. Cette réussite provient d'un dispositif d'embrouillage compris dans le système qui limite l'apparition successive de moments identiques.

Ce chapitre a donc mis en évidence les différents aspects de la transmission d'information par transformateur au sein de réseaux et de système de communications. Comme chaque type et système de communication possède ses propres particularités, il est nécessaire de l'étudier en détails selon les critères établis dans ce travail afin de pouvoir déterminer sa capacité à accueillir un transformateur tournant au sein de son canal de transmission.

Malgré les distorsions d'amplitude et de phase introduites par le transformateur, la transmission numérique d'information reste utilisable. En effet la transmission conforme n'est pas nécessaire lors d'une transmission numérique car il suffit que l'interférence entre moments soit nulle pour assurer la qualité de la transmission.

Il faut néanmoins être conscient que l'atténuation du signal causé par le transformateur diminue souvent la longueur de ligne possible pour un système de communication et augmente la sensibilité au bruit de la transmission.

CHAPITRE 7

TRANSMISSION D'INFORMATION ET D'ENERGIE

7.1 Introduction

Lorsque la configuration du dispositif de transfert d'énergie et d'information est telle qu'aucune interférence n'existe entre les deux systèmes ou que celle-ci est négligeable, on peut considérer et dimensionner chacune des transmissions de manière indépendante. On se trouve dans cette situation lorsque la transmission de puissance s'opère dans un noyau de ferrite autre que celui destiné à la transmission d'information. Cette solution apparaît, bien que plus encombrante et plus lourde, comme la solution la plus simple, performante et offrant le plus de possibilités au niveau de la transmission d'information. Elle présente néanmoins quelques difficultés et limitations au niveau de la réalisation mécanique, essentiellement lorsque l'on désire réaliser le système au moyen de structure en ferrite standard (absence de trou central ou taille du trou réduite limitant le passage des fils).

Pour simplifier l'aspect mécanique de la réalisation et surtout pour diminuer l'encombrement du système de transmission de puissance et d'information, on peut envisager une cohabitation (les deux transmissions occupent la même structure en ferrite) ou une superposition des deux transmissions, impliquant bien évidemment un couplage des deux systèmes. On doit alors accepter et faire face à différents problèmes:

- limitation de la bande passante disponible pour la transmission d'information (il faut exclure les fréquences correspondant au signal perturbateur induit par la transmission de puissance);
- nécessité d'implantation de filtres au niveau du canal de transmission de l'information;
- utilisation de techniques particulières pour la transmission d'information (modulation) afin d'éviter la superposition des spectres des signaux de puissance et d'information.

Malgré la complexité apportée par le couplage entre les canaux dédiés à l'information et à la puissance, ce type de réalisation reste possible et demeure d'un grand intérêt lorsque le système de transmission d'information et de puissance doit être fortement intégré en raison d'un encombrement disponible limité.

Ce chapitre traite ainsi ce type de réalisation pour lesquelles un couplage non négligeable existe entre le canal destiné à l'information et celui destiné à la puissance. Il met notamment en évidence différentes variantes de réalisation, les problèmes, avantages et inconvénients liés à chacune de ces variantes et la procédure d'analyse à adopter pour aboutir à une réalisation utilisable. Par le biais de plusieurs exemples de réalisations, on pourra se rendre compte des possibilités offertes par ce type de transmission et surtout de leurs limitations.

7.2 Présentation de différentes variantes

7.2.1 Structure commune avec couplage des deux transmissions

Cette variante de transmission d'énergie et d'information utilise une seule structure en ferrite abritant les deux transmissions en question. La configuration typique d'une telle réalisation apparaît à la figure 7.1.

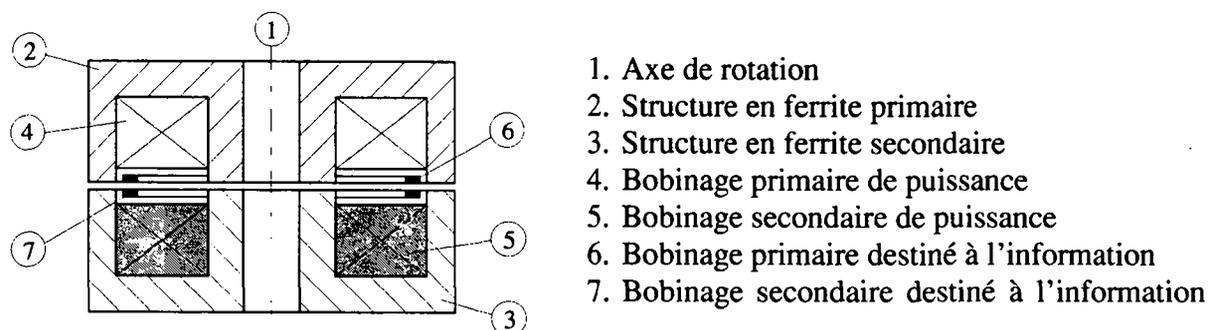


Fig. 7.1 Transmission d'information et de puissance dans une même structure en ferrite

Cette configuration particulière procure plusieurs avantages :

- réalisation mécanique simple ;
- encombrement réduit et intégration maximale.

Cependant la coexistence des deux transmissions au sein de la structure signifie un très bon couplage entre le transformateur de puissance et les enroulements destinés au transfert d'information. Cette état de fait implique quelques désavantages évidents :

- Les fréquences inhérentes à la transmission de puissance ne doivent pas chevaucher la bande utile à la transmission de l'information. Les transmissions en bande de base sont compromises et l'usage de modulation est nécessaire.
- L'usage de modulateurs et de démodulateurs complique le système.
- La tension induite par la transmission de puissance au niveau des enroulements destinés au transfert d'information est généralement élevée en raison du bon couplage entre les deux systèmes. L'utilisation de filtres s'avère indispensable afin de supprimer l'onde fondamentale de cette tension induite et ses principales harmoniques.
- L'insertion des bobinages destinés au transfert d'information et de leurs supports limite la place disponible pour le bobinage de puissance. Cet effet est faible pour des puissances élevées (grande structure) mais tend à s'affirmer pour de petites structures. On augmente ainsi la taille de la structure en ferrite.

7.2.2 Réduction du couplage au sein d'une structure commune

Il est possible d'améliorer le système présenté au point précédent en modifiant la géométrie du bobinage destiné au transfert d'information [22]. En effet cette référence présente une transmission d'énergie et d'information avec une exécution particulière des bobinages voués au transfert de l'information (figure 7.2, même numérotation que la figure 7.1). Cette configuration originale permet de bien découpler les deux transmissions.

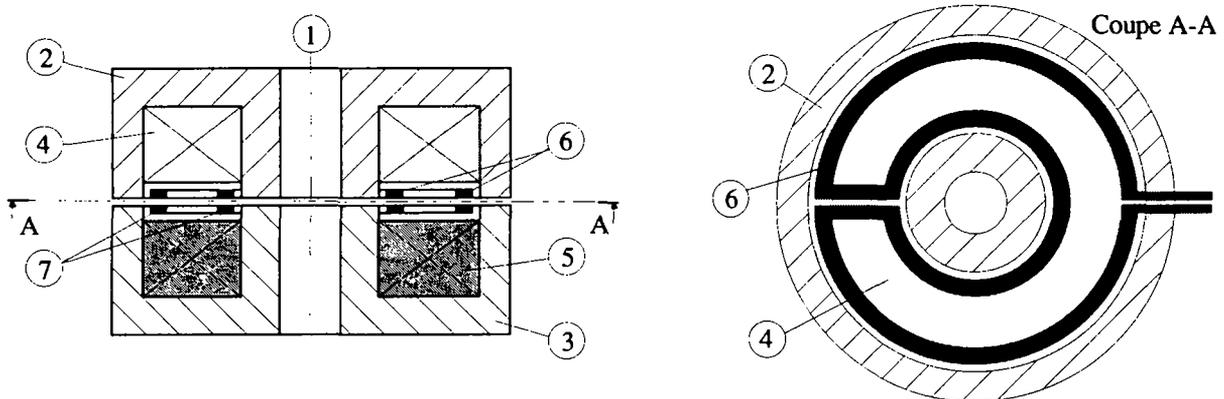


Fig. 7.2 Vue en coupe de la structure et des différents bobinages

On constate que les enroulements assurant la transmission d'information sont réalisés de manière à ce que la majorité du flux généré par la transmission de puissance dans la structure en ferrite ne les traverse pas (la numérotation de la figure 7.2 est identique à celle de la figure 7.1). Les avantages évidents liés au faible couplage entre les transmissions de puissance et d'information prévalent nettement dans ce cas à la difficulté de réalisation des bobinages introduite par ce type de réalisation. En effet la complexité et les performances des filtres nécessaires sont alors considérablement réduites.

Pour ce type de réalisation, la référence [22] avance des débits d'information de 5Mbit/s au moyen d'une modulation OOK à une fréquence porteuse de 25MHz. La transmission d'information a été testé avec une puissance transmise de 600W.

7.2.3 Transfert d'information externe à la structure en ferrite

Le couplage magnétique entre la transmission de puissance et la transmission d'information est fortement diminué en réalisant les enroulements destinés à la transmission de l'information à l'extérieur de la structure en ferrite (figure 7.3, même numérotation que la figure 7.1).

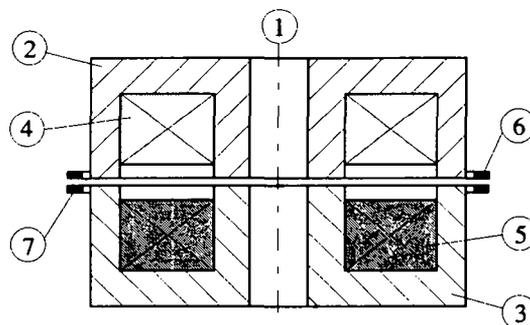


Fig. 7.3 Dispositif de transmission de puissance et d'information

Dans ce cas, la majorité du flux crée par les courants des bobinages de puissance passe dans la structure et globalement le flux ne se referme pas autour des enroulements disposés à la périphérie de la structure (bobine pour la transmission de l'information). Les franges, notamment au niveau de l'entrefer, peuvent induire une tension induite de faible amplitude dans les bobinages externes. On veillera alors à disposer ces enroulements à une distance suffisante que l'on peut estimer à l'épaisseur de la paroi externe de la structure en ferrite.

7.2.4 Autres variantes

On peut imaginer d'autres variantes identiques à celles déjà présentées mais basées sur une structure de type U. Les comportements sont alors similaires.

Il est possible dans certain cas de transmettre de la puissance sans structure en ferrite. On peut dans ce cas avoir recours à une structure en ferrite pour réaliser le transformateur servant au transfert de l'information. Une réalisation des deux transmissions dans l'air est aussi envisageable. On doit, dans la mesure du possible, faire en sorte d'éloigner les enroulements destinés à la transmission de puissance de ceux prévus pour le transfert de l'information, cela dans le but de diminuer le couplage entre les deux transmissions.

7.2.5 Discussion

On a présenté dans ce point 7.2 différentes méthodes permettant de concilier une transmission d'énergie et une transmission d'information dans le cas d'un système tournant. Pour faire son choix parmi ces différentes configurations on peut se fier aux quelques règles de base suivantes:

- L'utilisation d'un convertisseur générant une tension induite présentant un spectre étroit (le cas idéal étant le sinus) permet d'envisager aisément une solution présentant un fort couplage entre la transmission d'énergie et celle d'information. On peut dans ces cas-là typiquement utiliser la solution présentée au point 7.2.1. De plus la présence d'un noyau en ferrite améliore le couplage et augmente fortement la perméance propre du transformateur. Ces deux facteurs contribuent à l'amélioration de la largeur de bande du transformateur d'information par rapport à une variante réalisée dans l'air, ou partiellement dans l'air.
- Lorsque la transmission de puissance génère une onde dont le spectre est large, il est préférable de travailler avec un système offrant peu de couplage entre les deux transmissions. On diminue ainsi fortement l'amplitude du signal perturbateur au sein du canal servant à l'information. On diminue aussi les performances des filtres nécessaires à supprimer le signal perturbateur.
- Il faut finalement rappeler que les variantes pour lesquelles le transformateur d'information s'apparente à un transformateur sans fer (proposé au point 7.2.3) sont sensibles à leur entourage, spécialement si l'on dispose à proximité immédiate de pièces mécaniques fabriquées avec des matériaux ferromagnétique ou de conductivité électrique élevée.

7.3 Méthodologie de dimensionnement

7.3.1 Introduction

La réalisation d'un système tournant et sans contact capable de transmettre à la fois de l'information et l'énergie dépend directement de l'application et du cahier des charges qui lui sont associés. Les conditions sont bien évidemment idéales lorsque le système à réaliser est produit en masse. Il est possible alors, en raison d'un faible coût unitaire, de prévoir la fabrication de deux structures en ferrite distinctes et adaptées à la transmission de puissance et à la transmission d'information. Dans ce cas, on dispose d'une marge de manœuvre maximale pour la réalisation du système. La situation est aussi aisée lorsque l'usage de deux structures en ferrite standard est possible. Ces deux situations nous ramènent ainsi au chapitre précédent en ce qui concerne le choix et le dimensionnement du transformateur d'information car il est possible de dimensionner chaque transmission de manière totalement dissociée.

Lorsqu'on ne se trouve pas dans cette situation, on doit choisir une autre solution parmi les différentes variantes abordées au point 7.2. Dans ce cas la méthodologie décrite par la suite peut être adoptée.

7.3.2 Transmission de puissance

Dans la plupart des situations, la transmission de puissance doit être abordée sans tenir compte de la transmission d'information. En effet le cahier des charges décrivant les performances du transfert d'énergie dicte le choix de paramètres tels que la taille de la structure en ferrite ou le type de convertisseur le mieux adapté.

Certes, on améliore la transmission d'information et on diminue les performances du filtrage si le convertisseur choisi produit un flux sinusoïdal (ou proche du sinus) au sein du transformateur de puissance. Il n'est cependant pas justifié, en raison des coûts engendrés, d'utiliser ce genre d'onduleur (plusieurs transistors) dans tous les cas, particulièrement si la puissance en jeu est faible (<100W).

7.3.3 Transmission d'information

Lorsqu'on dispose du système de transmission de puissance (onduleur, transformateur...), il faut analyser le système et choisir un emplacement pour les enroulements destinés à l'information. Quelle que soit la solution choisie parmi celles présentées au point 7.2, on aborde le problème de la manière suivante :

- réalisation d'une spire de test afin de quantifier l'effet de la transmission de puissance sur le canal (transformateur) destiné à l'information ;
- mesure et analyse spectrale de la tension induite observée ;
- réalisation d'un transformateur de test composé d'une spire par enroulement ;
- mesure de la bande passante du transformateur ainsi réalisé.

Dans tous les cas, on dispose les spires destinés au transfert d'information de manière à minimiser la tension induite par la transmission de puissance et à favoriser le couplage entre

les enroulements du transformateur ainsi créé. On choisit alors une distance minimale entre les enroulements permettant toutefois la rotation sans contact du système.

Le fait de réaliser le transformateur d'information avec un nombre de spires minimal pour chacun de ses enroulements permet d'obtenir la bande passante la plus large et d'atteindre les fréquences les plus élevées. De plus, une telle exécution est optimale dans le sens où la tension induite par la transmission de puissance dans ces enroulements est minimale (une seule spire).

L'augmentation du nombre de spires diminue la limite basse fréquence de la bande passante du transformateur qui peut être évaluée au moyen de la relation 6.11. Il faut néanmoins mettre une réserve à cette formule lorsque le couplage est bon entre les deux transmissions. En effet dans ce cas nous ne sommes plus en présence d'un transformateur classique puisque quatre enroulements avec leurs charges respectives sont couplés. Dans cette situation le recours à la mesure de la bande passante semble être la solution la plus simple (un exemple de mesure, à la figure 7.7, montre l'effet de la présence de la charge et de l'onduleur sur la bande passante du transformateur d'information).

Dans la plupart des cas, la tension induite par la transmission de puissance dans le canal de l'information nous contraint à utiliser la modulation afin de transposer les caractéristiques fréquentielles du signal transmis (bande de base) vers des fréquences plus élevées. La largeur de bande du signal modulé dépend alors essentiellement de la largeur de bande du signal initial (bande de base) qui est transposé en fréquence et du type de modulation (OOK, FSK, PSK,...). La fréquence de la porteuse doit être choisie de manière à placer la bande de fréquences utile du signal modulé dans la bande passante du transformateur d'information. Lors du choix de ce transformateur, on veillera à placer sa bande passante au dessus de la plage de fréquences perturbée par la transmission de puissance. La figure suivante exprime graphiquement ces différents principes qui sont à la base du bon fonctionnement d'un système de transmission d'information couplé avec une transmission de puissance.

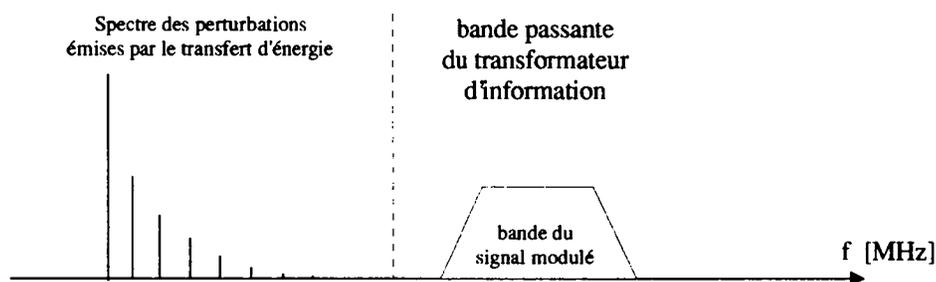


Fig. 7.4 Principe de fonctionnement du système en relation avec la fréquence

7.3.4 Filtrage

Dans bon nombre de situations, la coexistence des transmissions d'information et d'énergie implique un certain couplage entre elles. De ce fait la notion de filtre doit être abordée et envisagée comme solution pour séparer les signaux traduisant l'information de ceux inhérents à la proximité de la transmission d'énergie et qui nuisent justement à la transmission d'information.

Il est souvent nécessaire, dans un premier temps, de faire appel à un filtrage de type passif car l'amplitude des tensions que l'on retrouve aux bornes des enroulements du transformateur destiné à l'information est parfois plus élevée que les tensions supportées par les éléments actifs (amplificateur opérationnel). Cette fonction est réalisée aisément au moyen d'un filtre coupe-bande tel que celui présenté à la figure 7.5.

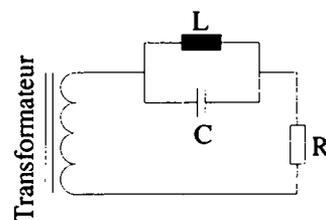


Fig. 7.5 Filtre coupe-bande

On réalise ce filtre de manière à rendre infinie, à la fréquence fondamentale de la tension induite par la transmission de puissance, l'impédance des éléments L et C mis en parallèle. On peut généralement ensuite poursuivre le filtrage (si cela est nécessaire) au moyen d'autres filtres actifs ou passifs. On ajoute le plus souvent des filtres de type passe-bande afin de sélectionner uniquement la largeur de bande nécessaire à l'information transmise (modulation). Pour le dimensionnement des filtres, on peut se référer aux nombreux ouvrages existant en la matière.

7.3.5 Limitations

La définition de la bande utile à une modulation dépend de différents paramètres, mais en particulier du débit de décision \dot{D} , exprimé en bit/s, du mode de transmission du signal avant modulation. Pour une modulation OOK par exemple, on admet que la bande nécessaire B_2 pour transmettre le signal modulé vaut 1.6 fois le débit de décision de la transmission avant modulation. Cette bande utile est centrée sur la fréquence de la porteuse. Ainsi, plus le débit de décision est grand et plus la bande passante nécessaire à la modulation grandit. Le débit de décision maximum est atteint lorsque la bande passante du transformateur ne recouvre plus la bande nécessaire à la transmission par modulation.

Le canal de transmission peut présenter des distortions (linéaires ou non) qui provoquent des déformations du signal démodulé plus ou moins graves (distorsions). Une adaptation du débit de décision ou un déplacement de la fréquence porteuse permet de limiter ces effets.

7.3.6 Résumé

La complexité du système destiné à transmettre à la fois de l'information et de l'énergie au niveau du modèle de calcul fait généralement préférer une approche expérimentale. En fait la coexistence de plusieurs spires couplées (plus de 2) ne permet plus d'aborder des calculs de bande passante tels qu'ils ont été présentés au chapitre 6 pour un transformateur classique (deux enroulements). En effet les modèles proposés pour le transformateur classique est d'autant plus faux que le couplage entre les enroulements du système de transmission de puissance et ceux destinés à l'information est bon.

L'approche expérimentale est une solution rapide et fiable puisqu'on réalise des mesures sur un système réel. Après examen des résultats de mesure, il est possible d'adapter le transformateur réalisé (augmentation du nombre de spires, de la taille...) et de choisir le type de modulation et la fréquence porteuse la mieux adaptée.

7.4 Réalisations

7.4.1 Information et transmission de puissance de 2kW

7.4.1.1 Objectif

On envisage, dans cet exemple, de transmettre de l'information en parallèle à la transmission d'énergie (2kW) développée au chapitre 5 (point 5.2.9.3) avec un débit de 1Mbit/s. La transmission de puissance utilise une structure de type E en ferrite. On traite tout d'abord le cas où l'on insère les enroulements destinés à la transmission de l'information au sein même de la structure (voir point 7.2.1). On traite ensuite le cas présenté au point 7.2.3 où l'on dispose les enroulements à la périphérie de la structure, ce qui se traduit par une diminution importante du couplage entre les deux transmissions.

7.4.1.2 Structure en ferrite unique et fonctionnement sinusoïdal

Les premiers tests menés ont été entrepris selon la description faite au point 7.2.1 avec une charge purement résistive au niveau du transformateur de puissance. Globalement le système testé se présente selon la description faite à la figure 7.6.

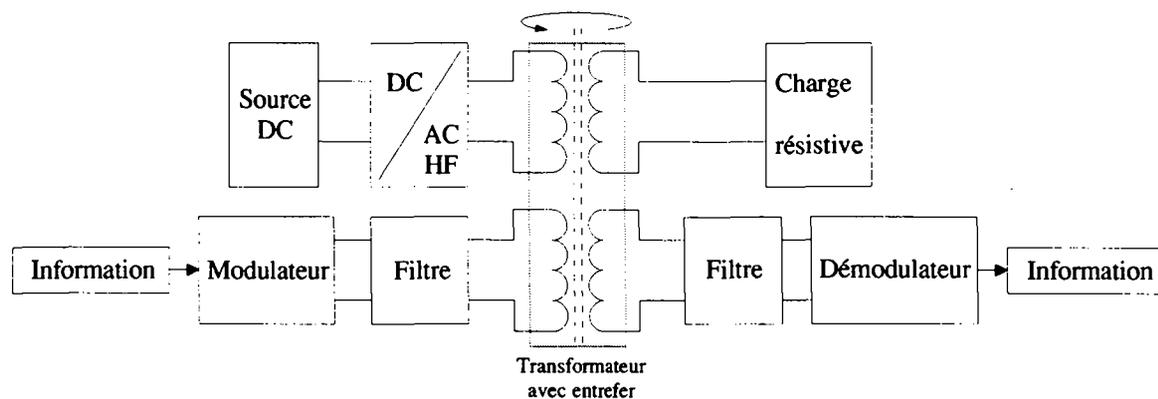


Fig. 7.6 Description du système de transmission d'information et de puissance testé

Lorsque les enroulements destinés à la transmission d'information sont bien couplés avec ceux supportant la transmission de puissance, on ne peut plus considérer chaque transformateur comme un transformateur classique puisque l'ensemble du système comprend plus de deux enroulements couplés. Dans ce cas seul la transmission de puissance perturbe l'autre transmission de manière significative. Il est important alors d'analyser la transmission d'information en tenant compte du système dans son intégralité. En effet, dans ce cas l'affaiblissement en fonction de la fréquence peut varier énormément par rapport à une mesure de l'affaiblissement du transformateur d'information lorsque la charge et l'onduleur sont déconnectés (voir la figure 7.7).

Cette figure 7.7 montre bien que, dans le cas réel (système complet), la fréquence la mieux adaptée (affaiblissement minimal) se situe vers 20MHz. De plus, en se référant à la figure 2.8 qui présente le spectre de la tension induite par la transmission d'énergie dans l'enroulement destiné au transfert d'information, on remarque que les fréquences perturbatrices (< 3MHz) sont suffisamment éloignées de la fréquence porteuse (20MHz) pour être filtrées correctement et pour garantir le bon fonctionnement de la transmission d'information.

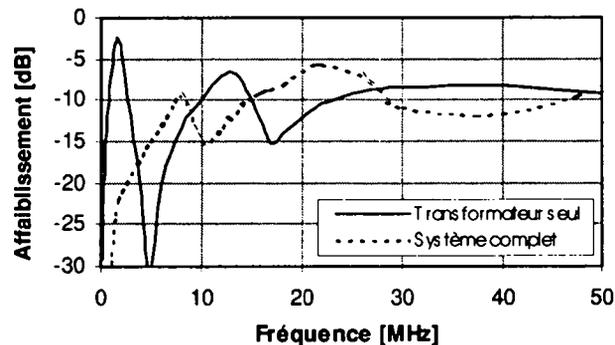


Fig. 7.7 Affaiblissement du signal dans le transformateur d'information en présence ou non du système complet

Le nombre de spires des enroulements destinés au transfert d'information a été choisi unitaire afin de diminuer au maximum la tension induite par le transfert d'énergie et afin de garantir la bande passante la plus large.

Avec le type d'onduleur utilisé (décrit au chapitre 2), on obtient un flux quasi sinusoïdal dans la structure en ferrite englobant le système. On obtient ainsi une tension induite à l'allure sinusoïdale aux bornes du transformateur destiné à l'information (figure 7.8). A cette tension sont superposés les signaux voués au transfert d'information (OOK) qui apparaissent comme des paquets d'onde sinusoïdale dont la fréquence a été fixée à 20MHz.

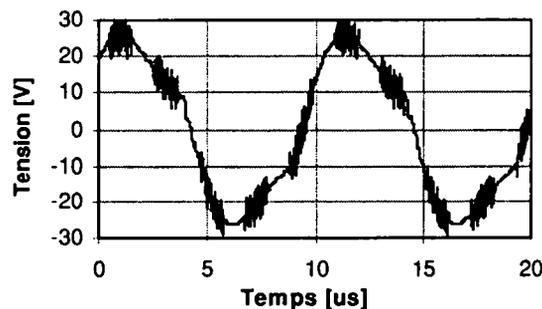


Fig. 7.8 Tension mesurée avant filtrage aux bornes du transformateur d'information

On constate d'emblée l'importance de l'amplitude du signal induit par la transmission d'énergie dont l'amplitude atteint presque 30V. La figure suivante présente le signal émis par le modulateur OOK à 20MHz et le même signal, après avoir traversé le transformateur et après avoir été filtré. Ce signal est ensuite traité par le démodulateur.

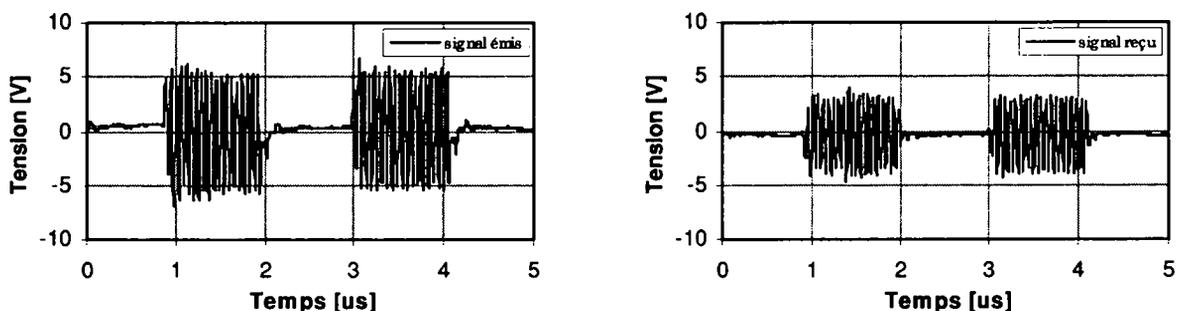


Fig. 7.9 Signal émis et signal reçu après filtrage

On constate que le signal reçu par le démodulateur est de bonne qualité et que l'information envoyée peut être extraite sans problème. La démodulation d'un tel signal peut être réalisée par un dispositif simple de détection d'enveloppe ou par un dispositif de démodulation FM cohérente par PLL [23]. La réalisation du démodulateur n'a pas été entreprise dans le cadre de cet exemple mais pour l'exemple traité au point 7.4.2. Une description plus détaillée du système utilisé pour les tests est présentée dans les annexes de ce chapitre.

Les essais faits en remplaçant la charge purement résistive de la transmission de puissance par un redresseur, une capacité de filtrage et une charge montre un élargissement du spectre des fréquences perturbatrices en raison de la forme non sinusoïdale de la tension induite par la transmission de puissance (voir figure 2.9). Des filtres plus performants sont alors nécessaires.

L'aspect unidirectionnel de la transmission d'information a été mis en oeuvre pour montrer la faisabilité du transfert d'énergie et d'information. Une version bidirectionnelle est tout-à-fait réalisable.

7.4.1.3 Transfert d'information externe à la structure

L'exemple traité précédemment est peu réaliste dans le sens où la plupart des applications requiert une tension continue au niveau de la charge de la transmission de puissance. On doit dans ce cas utiliser un étage redresseur et un condensateur de filtrage pour transformer le signal alternatif en tension continue. En utilisant le même onduleur, la tension induite dans une spire couplée avec la transmission de puissance est déformée (n'est plus sinusoïdale) et son analyse spectrale révèle des composantes d'amplitude plus élevée pour les différentes harmoniques et un élargissement de la plage de fréquence concernée (voir figure 2.9. au chapitre 2).

En utilisant la solution proposée à la figure 7.3, on diminue fortement le couplage entre les deux transmissions et donc l'amplitude de la tension induite par la transmission de puissance dans les bobinages destinés à l'information. En comparant les amplitudes de la tension induite aux figures 7.8 et 7.10, on remarque que la tension induites par le transfert d'énergie (100kHz) est 16 fois plus faible dans le cas où les enroulements destinés à l'information se trouvent à l'extérieur de la structure en ferrite.

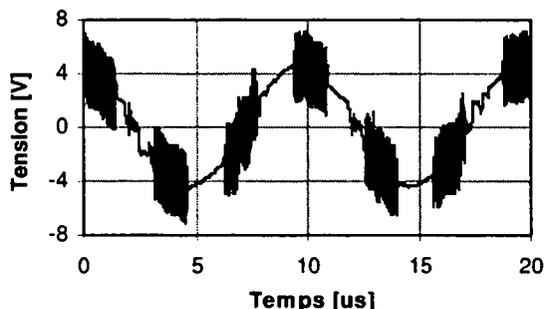


Fig. 7.10 Tension mesurée avant filtrage aux bornes du transformateur d'information

Cette mesure a été faite aux bornes d'un des deux enroulements du transformateur réalisé pour l'information dont le nombre de spires a été fixé à 2. En raison du comportement de la bande passante du transformateur d'information ainsi réalisé (figure 7.11), la fréquence de la

porteuse a été abaissé pour cet exemple à 10MHz afin de transmettre avec l'affaiblissement le plus faible.

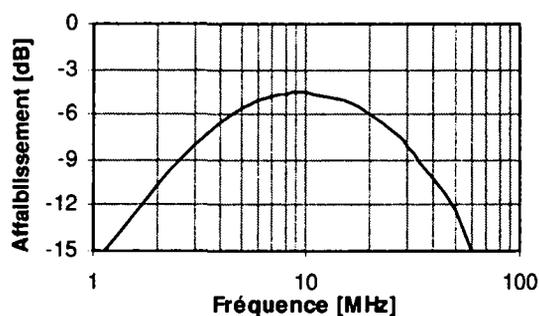


Fig. 7.11 Affaiblissement en fonction de la fréquence sous charge de 50Ω

Les signaux émis alors par le modulateur (OOK) et reçu par le démodulateur apparaissent à la figure 7.12.

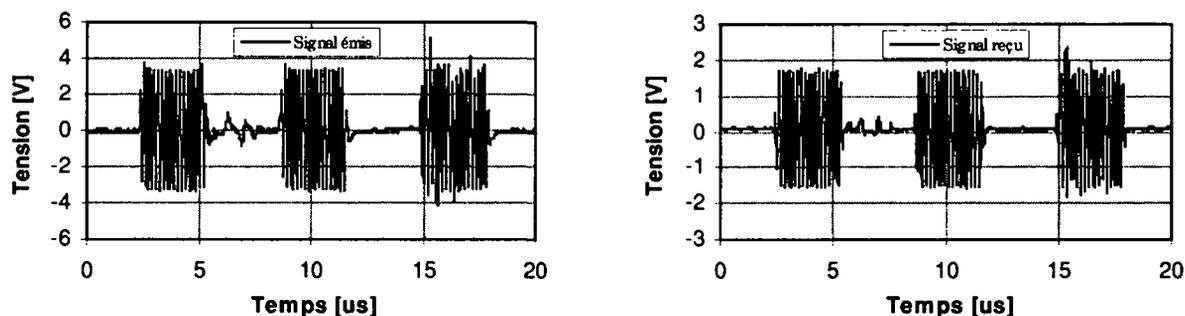


Fig. 7.12 Signaux à l'émission et après filtrage

On remarque que le signal subit des perturbations au temps $7\mu s$. Ces perturbations sont dues à la commutation des transistors du pont de puissance. Leur amplitude reste cependant faible par rapport au signal reçu.

L'utilisation de filtres plus performants (filtres passifs d'ordre 1 utilisé) permettrait d'éliminer ces perturbations.

7.4.2 Transfert d'énergie et d'information dans l'air.

Pour illustrer ce cas de figure, une application particulière a été choisie. En effet, bien que cet exemple ne traite pas un cas de transmission à un élément tournant, il en possède presque toutes les caractéristiques. En effet le système envisagé, appelé Serpentine [19], possède une transmission d'énergie de 3kW et la transmission d'information a été développée dans le cadre de ce travail de thèse. Le système Serpentine est construit sur la base d'une piste magnétique composée de bobines rectangulaires (0.3m de large et 1.6m de long) appelées bobines primaires disposées au niveau du sol. Par induction cette piste alimente un enroulement secondaire (1m de long et 0.3m de large) disposé sur le fond d'un véhicule électrique autoguidé qui suit la trajectoire indiquée par la piste.

Le principe de fonctionnement du système veut que seulement deux bobines primaires alimentent un véhicule en déplacement ce qui implique la mise en place d'un système de commutation des bobinages primaires en fonction de la position du véhicule.

On dispose pour cela d'un capteur de présence de champs magnétique positionné à l'avant du véhicule. Dès que ce capteur détecte un manque de champs magnétique, une demande de commutation est envoyée à l'unité de gestion de la piste. Comme aucune liaison électrique n'est disponible entre le véhicule et le sol, l'option de transmettre cette information par induction a été envisagée et réalisée.

On a ainsi mis en place à l'avant du véhicule une bobine rectangulaire de 350mm de large et de 200 mm de long, placée à 80mm du sol afin de garantir une garde au sol suffisante (voir figure 7.13). La réception est opérée par une spire ajoutée en parallèle à chaque bobinage primaire de puissance. L'émission de l'information est unidirectionnelle et a lieu uniquement lorsque la bobine primaire de puissance située sous l'émetteur n'est pas alimentée.

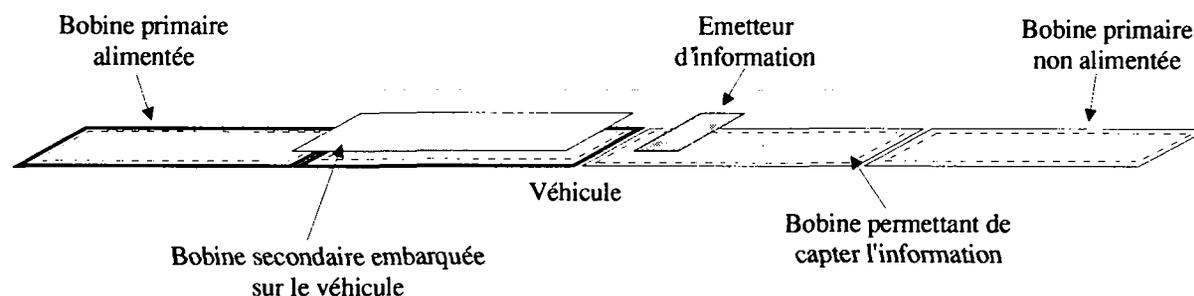


Fig. 7.13 Description des différentes bobines intervenant dans le système Serpentine

L'information est envoyée sous la forme d'un code de 6 bits (10kbits/s) ayant subi une modulation OOK dont la fréquence porteuse est 800kHz. La bobine émettrice de l'information fonctionne comme charge d'un oscillateur résonnant (voir annexes de ce chapitre) utilisant un seul transistor. Le schéma de principe de la figure 7.14 décrit l'opération de modulation effectuée.

Le couplage entre les deux systèmes de transmission (énergie et information) n'est pas négligeable puisque la spire de réception précède immédiatement une spire primaire alimentée. On observe ainsi à la figure 7.15 la tension obtenue aux bornes de la spire de réception de l'information lors de l'émission d'information par le véhicule. On remarque les paquets d'ondes (sinus à 800kHz) signifiant l'envoi d'un message. On distingue aussi entre ces paquets d'onde une tension résiduelle d'une amplitude inférieure à 5V qui n'est rien d'autre que la tension induite par le transfert d'énergie, plus particulièrement par le courant circulant dans la bobine primaire alimentée juxtant la bobine de réception de l'information.

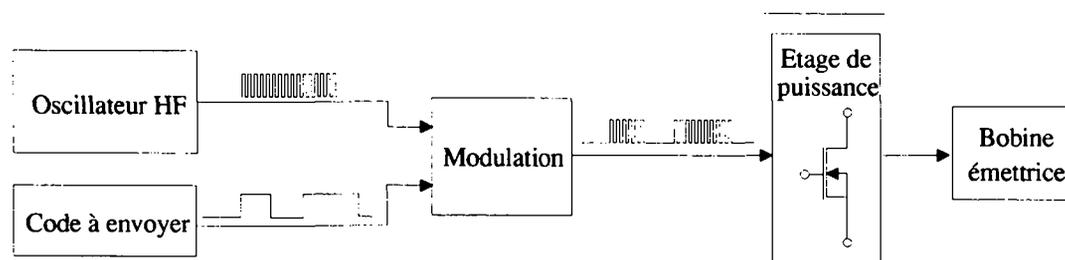


Fig. 7.14 Description de l'émetteur d'information

Cette configuration nécessite l'utilisation de filtres pour séparer les fréquences générées par la transmission de puissance des fréquences propres à la transmission d'information. Ce signal,

après filtrage et démodulation, livre un message correct. Il apparaît aux côtés du signal logique (code) émis par le véhicule à la figure 7.16.

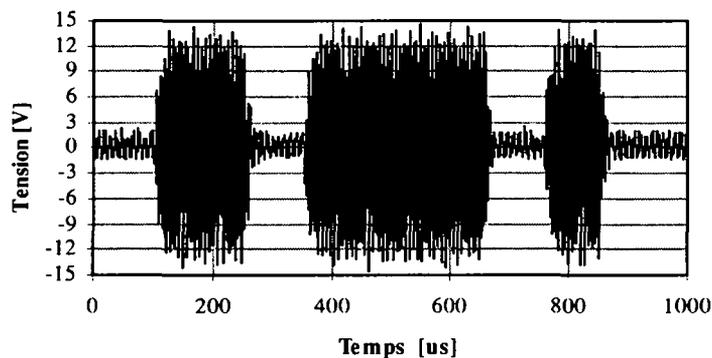


Fig. 7.15 Signal aux bornes de la bobine de réception lors de l'envoi d'un message

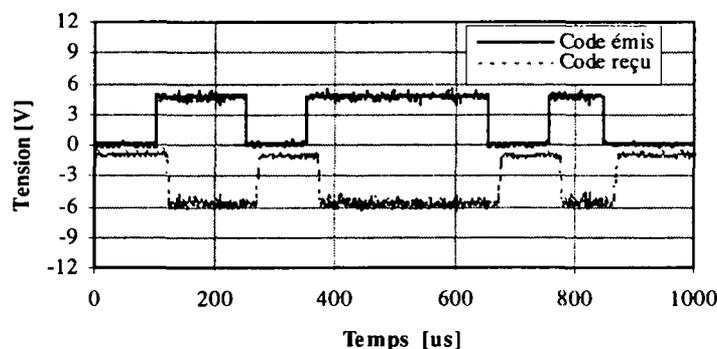


Fig. 7.16 Signal logique émis par le véhicule et signal reçu après démodulation par le système de gestion au sol

Le signal démodulé est traité ensuite par un microcontrôleur afin d'en extraire le message envoyé. A cette fin le signal est inversé et c'est justement ce signal qui est présenté à la figure 7.16. Le signal reçu a été volontairement décalé de -6V pour la lisibilité du graphique. On trouve en annexe de ce chapitre les schémas électroniques développés pour la réalisation de ce système.

Les tests du système dans son ensemble se sont révélés positifs et aucune défaillance du système de transmission d'information n'a été remarquée.

7.5 Synthèse et conclusion

Ce chapitre a mis en évidence certaines solutions permettant la transmission simultanée d'énergie et d'information à un élément tournant. Ces variantes ont toutes certains points communs :

- couplage magnétique significatif entre la transmission d'énergie et celle d'information ;
- utilisation de procédés de modulation qui permettent de transposer les caractéristiques fréquentielles du signal en bande de base afin de l'adapter aux caractéristiques du canal et pour éviter la superposition avec la plage des fréquences perturbées par la transmission d'énergie ;
- utilisation de dispositifs de filtrage pour séparer les bandes de fréquences nuisibles de celle qui sont utiles au transfert de l'information.

Les réalisations présentées au cours de ce chapitre ne représentent qu'une partie des variantes possibles, mais l'approche expérimentale présentée reste applicable dans la majorité des cas auxquels il est possible d'être confrontés.

Il est important de mettre en évidence encore une fois les limitations qu'implique la coexistence des deux systèmes de transmission avec un couplage significatif entre les différents enroulements du système :

- la transmission en bande de base pour l'information est compromise ;
- la transmission d'information doit être adaptée à la transmission de puissance existante ; ses performances en sont ainsi implicitement réduites (affaiblissement, largeur de bande...);
- le débit de décision de la transmission d'information exprimé en bit/s est limité par les performances du transformateur réalisé pour l'information .

Seul l'aspect unidirectionnel de la transmission d'information a été envisagé dans ce travail. En réalité, la transmission dans les deux sens peut être réalisée aisément en doublant le système et en instaurant un protocole de communication adéquat afin d'éviter les conflits (émission simultanée des deux côtés du transformateur avec le même type de modulation).

Cependant une communication simultanée demeure possible en pratiquant le multiplexage. Cette pratique, permet aussi de multiplier les canaux de transmission, au détriment bien évidemment d'une diminution de la quantité d'information transmise par chaque canal.

CHAPITRE 8

CONCLUSION

L'intérêt grandissant que suscite dans l'industrie en général le domaine de la transmission d'énergie et d'information sans contact par induction a favorisé et motivé ce travail de thèse et un projet CTI [29] en a d'ailleurs été le catalyseur. Ce principe de transmission s'applique à de nombreuses applications que l'on peut classer selon deux grandes familles :

- les applications tournantes ou rotatives;
- les applications linéaires (Swissmetro, Serpentine,...).

Dans ce travail, la première catégorie a été privilégiée et y apparaît au premier plan. En effet, devant l'importance et la matière du sujet, il était nécessaire de se limiter à certains aspects de la transmission par induction sans contact. En optant pour l'étude des applications de type tournant, il était nécessaire de borner la plage de puissance transmise afin de se concentrer sur un domaine et des technologies limités. La plage choisie, allant de quelque watt à une dizaine de kiloWatt, permet d'aborder le sujet avec des fréquences de travail intéressantes, supérieures à 25 kHz, susceptibles de donner naissance à des réalisations intégrées et de petite taille. Ce choix a été motivé principalement par le nombre plus important d'applications de puissance faible à moyenne en regard à des applications de puissance élevée susceptibles de recevoir une telle transmission sans contact.

Ce travail repose de manière globale sur l'objectif de dimensionner un dispositif capable de transmettre par induction de l'énergie, de l'information ou les deux. Pour parvenir à cette fin, il était nécessaire de mettre en oeuvre des outils de calcul simples, performants et efficaces. On a alors choisi de dissocier tout d'abord la transmission d'énergie de celle d'information pour mieux les étudier et pour faciliter ensuite leur assemblage dans une réalisation commune.

Dans le cadre de la conception d'un transformateur rotatif destiné à la transmission d'énergie, plusieurs variantes ont été proposées, à savoir le transformateur sans fer et le transformateur à structure en ferrite selon deux types d'exécutions (structure en U et en E). Pour chacune d'elles, une modélisation spécifique a été entreprise. Ces modélisations, obtenues par le biais de méthodes originales, assurent les différents calculs nécessaires au dimensionnement et se sont révélées précises lors de leur validation. Dans un souci de calcul précis des grandeurs caractéristiques du transformateur de puissance en régime sinusoïdal, il était indispensable d'englober dans les modèles de calcul les notions de fuite, de frange, d'échauffement et de pertes fer. Ces différents paramètres, par le biais d'un modèle électrique équivalent du transformateur, ont servi à l'évaluation des tensions et des courants au sein du transformateur. L'aspect thermique a aussi été développé, plus spécialement en relation avec les réalisations utilisant une structure en ferrite dont les caractéristiques sont très sensibles aux variations de température.

Ces différents développements ont pris place au sein d'un logiciel de dimensionnement permettant, sur la base d'un cahier des charges spécifiques établi pour l'occasion, la réalisation d'un transformateur de type rotatif destiné à transmettre de l'énergie. Le logiciel permet par ailleurs d'aborder le dimensionnement de différents types et géométries de transformateurs tournants.

L'étude d'une transmission de signaux contenant de l'information par l'intermédiaire d'un transformateur rotatif a tout d'abord été menée dans un cadre indépendant de la transmission de puissance. Elle met en évidence à la fois les atouts d'un tel principe, notamment la possibilité d'insertion d'un tel élément dans un système de communication sans aucun autre artifice (testé avec le réseau FIP), et les limitations qu'imposent le recours à cette même technique. Ces limitations, basées sur le caractère passe-bande du transformateur, n'autorisent

que l'utilisation de certains modes de transmission (Bi-phase par exemple) et nous oblige, pour remédier à ce problème, d'avoir recours à des techniques plus sophistiquées telles que la modulation. Ces techniques nécessitent une électronique de traitement et de mise en forme qui augmente la complexité du système.

La géométrie du transformateur rotatif d'information présente des particularités, notamment la présence d'un trou central servant à la mécanique et au passage des fils, qui limitent les performances du système dans le sens où la largeur de bande n'excède pas, dans la configuration la plus favorable (matériaux idéaux et petite taille), la centaine de Mégahertz. Bien que plus complexe, la modulation ouvre la voie au multiplexage. Il est ainsi possible d'augmenter le nombre de communications par le même canal en rappelant tout de même que la quantité d'information échangée n'en est pas pour autant augmentée. Les principes de base utiles au dimensionnement d'un transformateur rotatif d'information apparaissent dans ce travail et permettent de déterminer, en fonction des propriétés du mode de transmission ou de la modulation désirée, les caractéristiques du transformateur (inductances) de manière à obtenir la bande passante appropriée.

La proximité des deux transmissions et les effets de leur couplage ont ensuite été considérés. Cette cohabitation se traduit toujours par une perturbation du canal destiné à l'information par la transmission de puissance. Le cas idéal, qui demeure par ailleurs la solution à adopter avant tout, consiste à mettre en oeuvre un système tournant constitué d'une structure en ferrite propre à chaque transmission (puissance et information). Dans cette configuration, les deux transmissions sont indépendantes et peuvent être considérées comme deux systèmes distincts lors du dimensionnement.

Une autre approche, plus limitative, a été étudiée. Elle concerne toutes les configurations impliquant un couplage significatif entre les deux transmissions. Dans de tels cas, on assiste généralement à une simplification mécanique de la réalisation et à une intégration plus poussée du dispositif. Ces avantages vont malheureusement de pair avec une complexité accrue du système en raison du filtrage rendu indispensable et de la nécessité de recourir à la modulation.

Pour ce genre de réalisation, l'approche expérimentale semble préférable car elle évite une modélisation compliquée du système. En effet le couplage entre les deux systèmes de transmission nous met en présence d'un transformateur à quatre enroulements couplés pourvus de charges complexes (onduleur, convertisseur, redresseur, capacité...) et l'approche classique et simple du transformateur à deux enroulements sur une charge résistive n'est plus applicable.

L'entrefer constitue un paramètre incontournable dans ce genre de réalisation. Généralement l'aspect mécanique fixe un entrefer minimal à respecter en regard à la taille du système et aux tolérances dimensionnelles admises. On a intérêt en principe de choisir un entrefer le plus faible possible. Lorsqu'une structure en ferrite est utilisée pour une application de puissance, il est intéressant de réaliser plusieurs dimensionnements pour différents entrefers plus grands que l'entrefer minimal imposé par l'aspect mécanique du problème. Cette démarche conduit parfois une solution plus intéressante (meilleur rendement).

Dans son ensemble ce travail a permis d'évoluer dans le domaine de la transmission par induction d'énergie et d'information et d'apporter les éléments originaux suivants:

- la mise en oeuvre d'outils de calcul des différentes grandeurs propres aux différents types de transformateurs rotatifs telles que les inductances propres, les inductances mutuelles ou les pertes fer ;
- le développement d'un modèle thermique adapté aux géométries des différentes structures en ferrite étudiées ;
- la conception d'un logiciel intégrant ces différents développements et permettant le dimensionnement de transformateurs de puissance rotatif avec ou sans fer ;
- la méthodologie et les bases théoriques utiles à la réalisation de transformateurs d'information rotatifs en présence ou non d'une transmission de puissance.

Les apports personnels dans ce travail de thèse résident principalement dans le développement des modèles et outils de calcul des transformateurs tournants, avec ou sans fer, qui ont été valorisés par de nombreuses réalisations concrètes ayant donné entière satisfaction.

Dans un soucis de poursuite de la recherche dans ce domaine de la transmission d'énergie et d'information par induction, on estime que les développements suivants restent à entreprendre :

- l'étude des possibilités de réalisation d'interfaces avec certains systèmes de communication standard lorsque la modulation est utilisée comme moyen de transmission ;
- la réalisation des fonctions de modulation et de démodulation en utilisant des éléments électroniques intégrés ;
- l'étude plus approfondie des possibilités de filtrage liées à la transmission d'information par modulation dans un environnement bruité par une transmission de puissance ;
- les tests et la réalisation de systèmes de faible puissance au moyen de matériaux en ferrite d'une nouvelle génération (mélange de ferrite et de polymère) permettant une mise en oeuvre au moyen de techniques d'usinage classiques (tour, fraiseuse...) ;
- les tests et réalisations de transmissions d'énergie et d'information utilisant d'autres types d'onduleurs et de convertisseurs (flyback, forward, push-pull...).

D'un point de vue personnel, les travaux associés à ce travail de thèse m'ont permis d'acquérir des connaissances nouvelles dans de multiples domaines et de dépasser le stade de l'étude théorique en abordant l'aspect pratique du problème dans le cadre de plusieurs réalisations. Parmi celles-ci, il faut souligner la transmission d'information mise en place dans le cadre du projet Serpentine. Cette étape de mon travail m'a permis d'effectuer un développement en équipe sur un sujet novateur et a été pour moi une expérience fort enrichissante.

CHAPITRE 9

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Jufer M., "Eletromécanique", Traité d'électricité EPFL, vol. IX, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1995.
- [2] Gardiol F., "Electromagnétisme", Traité d'électricité EPFL, vol. III, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.
- [3] Soft Ferrites, " Properties and applications ", E.C. Snelling, Second Edition 1988.
- [4] Siemens + Matsushita Components, "Ferrites and accessories", Databook 1997.
- [5] Philips Magnetic Products, "Soft Ferrites", Data Handbook MA01,1996.
- [6] Steef A. Mulder, "Loss formulas for power ferrites and their use in transformer design", Philips components, Eindhoven, The Netherlands, 1994.
- [7] Steinmetz,C.P. "On the law of hysteresis", American Institute of Electrical Engineers Transaction, vol.9, pp. 3-64,1892 ; reprint in the Proceedings of the IEEE, vol. 72 (1984),no.2.
- [8] J.-Cl. Gianola, "Transmission de chaleur", cours pour ingénieurs électriciens, 1978
- [9] C. Paychère, "Conception d'entraînements électriques intégrés pour dispositifs multi-axiaux", chapitre "Modélisation thermique", Thèse N°1693, EPF-Lausanne,1997.
- [10] K. Hatefi, "Conception assistée par ordinateur de moteurs et entraînements électriques à aimants permanents", Thèse N°1241, EPF-Lausanne,1994.
- [11] Chatelain J.-D. et Dessoulavy R., "Electronique", Traité d'électricité EPFL, vol. VIII Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1995.
- [12] T. Audo, J. Umoto, "A 2D numerical solution of transient nagnetic flux distribution in electric machine considering magnetic saturation and hysteresis", Mem. Fac. Eng, Kyoto University, vol. 48, No 3, 1986.
- [13] Giek K. , "Formulaire technique", Septième édition, 1982
- [14] N. Macabrey, "Alimentation et guidage linéaires sans contact", Thèse N°1840, EPF.Lausanne,1998.
- [15] ISOLA, Documentation technique, "Torons pour haute fréquence", Fabrique Suisse d'isolants, Breitenbach.
- [16] Siliconix, "Power Products Data Book", 1993.
- [17] H. Foch, "Aimentations à découpage, convertisseurs continu-continu isolés", Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D3165,pape 1-16.
- [18] G.C. Chryssis, "High-Frequency Switching Power Supplies", McGraw-Hill publishing Company, Second Edition, New York, 1986

-
- [19] M. Jufer, L. Cardoletti, P. Germano, B. Arnet, M. Perrottet, Swiss Federal Institute of Technology, DE- LEME, 1015 Lausanne, Switzerland, "Inductively powered automatic vehicles – Serpentine", EVS-15 '98, 15th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition, Brussel, Belgium, Sept. 29 - Oct. 3, 1998, pp. 403-404.
- [20] P. Germano, M. Jufer, "Contactless Power Transmission : Frequency Tuning by a Maximum Power Tracking Method", EPE'97, Trondheim, September 1997, Vol. 4, pp. 693-697.
- [21] Kurt Arbenz et Alfred Wohlhauser., "Analyse numérique", Méthodes mathématiques pour l'ingénieur, vol. 1 , Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1986.
- [22] Albert Esser, "Berührunglose, kombinierte Energie- und Informationsübertragung für bewegliche Systeme", Augustinus-Buchhanlung, Aachen, 1992.
- [23] Fontolliet P.-G., "Systèmes de télécommunications", Traité d'électricité EPFL, vol. XVIII, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.
- [24] Nathan R. Grossner, "Transformers for Electronic Circuits", McGraw-Hill publishing Company, Second Edition, New York, 1983
- [25] Texas Instrument, "DATA TRANSMISSION DESIGN SEMINAR", 1998.
- [26] Norme française FIP Pr C 46-604, afnor(association française de normalisation).
- [27] Philips Semiconductors,"Application Notes and Development Tools for 80C51 Microcontrollers", Chapitre" Stand-alone CAN-controller" et "CAN controller interface", Philips DATA HANDBOOK,1995.
- [28] Delta Tau Data systems,Inc. Le produit qui nous concerne s'appelle MACRO (Motion And Control Ring Optical) et existe en version optique et câbles électriques.
<http://www.deltatau.com>
- [29] Projet CTI N°2688.2, "Réseau de commande pour machines de production à axes multiples intégrés".

CHAPITRE 10

ANNEXES

10.1 Annexes au chapitre 4

10.1.1 Présentation de la structure de type U

La structure de type U se compose de deux parties circulaires concentriques dont la section peut s'apparenter avec celle de la lettre u de notre alphabet. Les deux pièces formant la structure sont différentes (contrairement à la structure de type E). La figure 10.1 présente cette structure, ses bobinages et les paramètres géométriques servant à sa modélisation et au calcul.

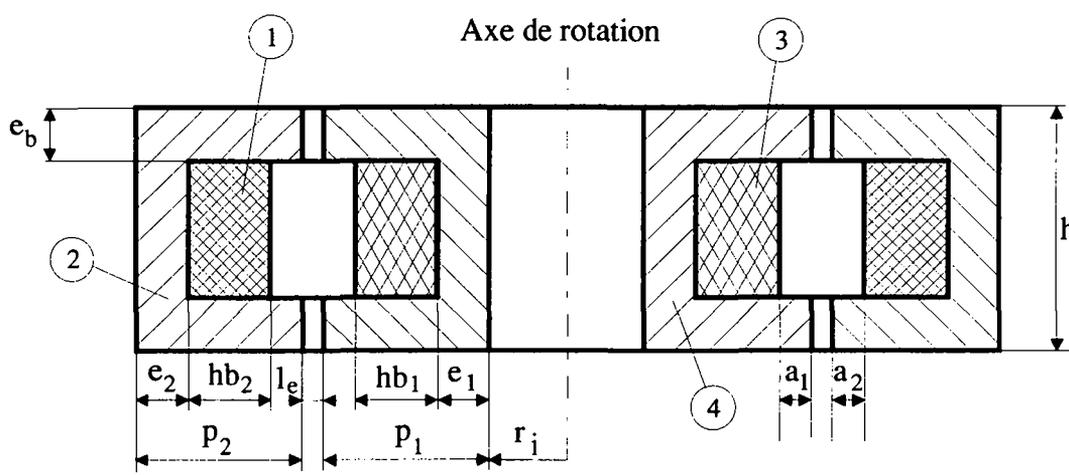


Fig. 10.1 Vue en coupe d'un transformateur de type U

Les différentes variables de la figure précédente sont définies de la manière suivante:

- | | |
|----------|--|
| (1) | : bobine secondaire |
| (2) | : corps en ferrite secondaire |
| (3) | : bobine primaire |
| (4) | : corps en ferrite primaire |
| r_i | : rayon d'alésage du trou central |
| e_1 | : épaisseur de la paroi interne |
| e_2 | : épaisseur de la paroi externe |
| e_b | : épaisseur des parois latérales |
| h_{b1} | : hauteur de la bobine primaire |
| a_1 | : hauteur de bobinage primaire non utilisé |
| h_{b2} | : hauteur de la bobine secondaire |
| a_2 | : hauteur de bobinage secondaire non utilisé |
| p_1 | : hauteur du corps en ferrite primaire |
| p_2 | : hauteur du corps en ferrite secondaire |
| h | : largeur du corps en ferrite |
| l_e | : largeur d'entrefer |

Dans cette présentation géométrique du transformateur de type U, on assigne le qualificatif de primaire à la partie interne et de secondaire à la partie externe de la structure.

10.1.2 Simulation par programme à éléments finis (flux2D)

Il est intéressant de visualiser les lignes de flux d'une structure de type U lorsqu'une bobine est alimentée. On obtient alors la figure 10.2.

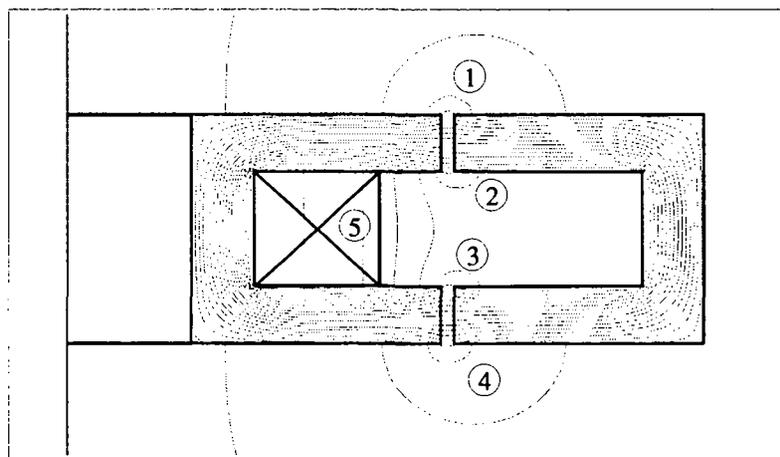


Fig. 10.2 Lignes de flux dans la structure de type U

Hormis le flux principal qui circule dans la structure en ferrite, la simulation met en évidence les différents chemins empruntés par les franges et flux de fuite. La numérotation de la figure 10.2 permet de définir ces particularités :

1. Les franges externes à la structure.
2. Les franges internes à la structure.
3. Les franges internes à la structure.
4. Les franges externes à la structure.
5. Les flux de fuite d'encoches au niveau de la bobine alimentée.

On observe dans cette simulation une symétrie des franges par rapport à la structure. En effet, les franges externes sont identiques de part et d'autre de la structure. Les franges internes présentent la même caractéristique.

10.1.3 Calcul des perméances du fer

Comme dans le cas de la structure de type E, on distingue deux types de perméances pour qualifier les parties en ferrite de la structure, à savoir des perméances radiales ou axiales. Leur définition a été donnée au chapitre 4.

10.1.4 Modélisation des franges

La figure 10.3 sert de base pour la modélisation des franges d'une structure de type U. Elle présente une section de transformateur sur laquelle est définie un chemin c parcouru par le flux, appelé franges dans ce cas.

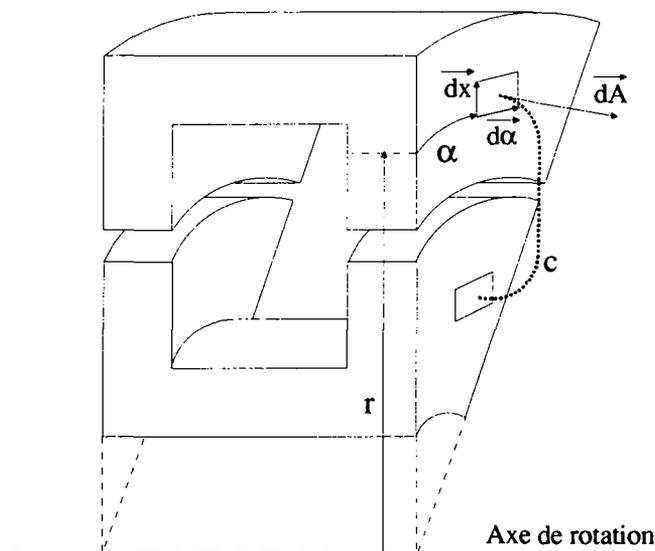


Fig. 10.3 Modélisation des franges

De manière générale, on calcule la perméance de franges selon la relation (10.1).

$$\Lambda_{fr} = \int_A \frac{\mu_0}{c} \cdot d\vec{A} \quad (10.1)$$

Le chemin c parcouru par les franges peut s'exprimer selon les paramètres géométriques définis à la figure 10.1.

$$c = l_e + \pi \cdot (r - (r_i + p_1 + l_e)) \quad (10.2)$$

L'élément de surface s'écrit alors :

$$d\vec{A} = r \cdot d\vec{\alpha} \cdot d\vec{x} \quad (10.3)$$

On est ensuite amené à résoudre l'intégrale (10.4) où r_{\min} et r_{\max} déterminent la hauteur de la frange considérée:

$$\Lambda_{fr} = \int_A \frac{\mu_0}{c} \cdot d\vec{A} = \int_0^{2\pi} \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \frac{\mu_0 r}{c} \cdot dr \cdot d\alpha \quad (10.4)$$

En admettant la grandeur h comme la hauteur de frange considérée ($h=r_{\max}-r_{\min}$), on obtient le résultat suivant :

$$\Lambda_{fr} = 2\pi\mu_0 \cdot \left[\frac{h}{\pi} + \frac{l_e - \pi(r_i + p_1 + l_e)}{\pi^2} \cdot \left(\ln \left(\frac{l_e}{l_e + \pi h} \right) \right) \right] \quad (10.5)$$

Lors des calculs, on admet que les franges externes des parois latérales du transformateur ont une hauteur égale à la demi hauteur de la structure la moins haute ($h=p_1/2$ si $p_1 < p_2$, $h=p_2/2$ sinon). Les franges internes sont considérées sur une hauteur égale à la demi largeur de la dent ($e_b/2$).

10.1.5 Calcul des perméances de fuite d'encoches

10.1.5.1 Encoche de la structure interne

Hypothèses :

- le vecteur de densité de courant (\vec{J}) est distribué uniformément dans le milieu conducteur et dirigé perpendiculairement à la surface de la coupe (figure 10.4);
- dans l'encoche remplie d'air et de cuivre, les lignes de champ sont dirigées parallèlement à l'axe de rotation du système;
- la perméabilité du fer est supposée infinie. Il en résulte que le champ magnétique (H) dans le fer est nul.

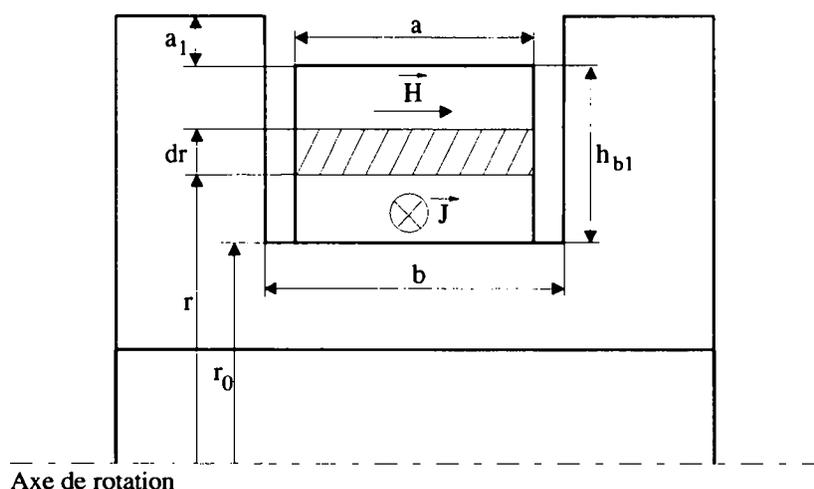


Fig. 10.4 Modélisation de l'encoche interne

Dans un premier temps il faut exprimer le champ magnétique en fonction de la variable r . On se base alors sur la relation (10.6) tirée des équations de Maxwell.

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{A} \quad (10.6)$$

Comme l'intégrale du champ magnétique dans le fer est nulle, cette dernière équation peut s'écrire sous une forme différente (10.7).

$$H(r) \cdot a = \int_{r=r_0}^r J \cdot b \cdot dr = Jb \cdot (r - r_0) \quad (10.7)$$

Cette équation (10.7) permet l'obtention de la valeur du champ magnétique (10.8) en fonction de la valeur du paramètre r .

$$\left. \begin{aligned} H(r) &= \frac{Jb \cdot (r - r_0)}{a} & \text{si } r_0 \leq r \leq r_0 + h_{b1} \\ H(r) &= \frac{Jbh_{b1}}{a} & \text{si } r_0 + h_{b1} \leq r \leq r_0 + h_{b1} + a_1 \end{aligned} \right\} \quad (10.8)$$

L'élément de flux totalisé s'écrit alors:

$$d\psi = N(r) \cdot d\varphi \quad (10.9)$$

L'élément de flux peut s'écrire selon la relation suivante :

$$d\varphi = B(r) \cdot 2\pi r \cdot dr = 2\pi\mu_0 \cdot H(r) \cdot r \cdot dr \quad (10.10)$$

Pour trouver le flux totalisé, il faut encore calculer le nombre de spires (10.11) qui s'exprime en fonction du paramètre r.

$$\left. \begin{aligned} N(r) &= N \cdot \frac{r-r_0}{h_{b1}} & \text{si } r_0 \leq r \leq r_0 + h_{b1} \\ N(r) &= N & \text{si } r_0 + h_{b1} \leq r \leq r_0 + h_{b1} + a_1 \end{aligned} \right\} \quad (10.11)$$

La connaissance de tous ces éléments de calcul nous permet de procéder à l'intégration de l'élément de flux totalisé par rapport au paramètre r afin d'obtenir l'expression du flux totalisé (10.12).

$$\begin{aligned} \psi &= \int_{r_0}^{r_0+h_{b1}} N(r) \cdot B(r) \cdot 2\pi r \cdot dr + \int_{r_0+h_{b1}}^{r_0+h_{b1}+a_1} N \cdot B(r) \cdot 2\pi r \cdot dr \\ &= \int_{r_0}^{r_0+h_{b1}} N \frac{(r-r_0)}{h_{b1}} \cdot Jb \cdot \frac{(r-r_0)}{a} \cdot 2\pi\mu_0 r \cdot dr + \int_{r_0+h_{b1}}^{r_0+h_{b1}+a_1} N \cdot \frac{Jbh_{b1}}{a} \cdot 2\pi\mu_0 r \cdot dx \\ &= \frac{\pi\mu_0 NJbh_{b1}}{a} \cdot \left(a_1^2 + 2r_0 a_1 + 2h_{b1} a_1 + \frac{2}{3} r_0 h_{b1} + \frac{1}{2} h_{b1}^2 \right) \end{aligned} \quad (10.12)$$

Le potentiel magnétique étant défini selon la relation (10.13), on peut écrire la relation (10.12) de manière plus intéressante (10.14).

$$\Theta = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{A} = Jbh_{b1} = Ni \quad (10.13)$$

$$\psi = N^2 \frac{\pi\mu_0 i}{a} \cdot \left(a_1^2 + 2r_0 a_1 + 2h_{b1} a_1 + \frac{2}{3} r_0 h_{b1} + \frac{1}{2} h_{b1}^2 \right) \quad (10.14)$$

Finalement, en reprenant la définition, la perméance de fuite d'encoches s'exprime selon la relation (10.15). La grandeur a apparaissant dans l'équation précédente est remplacée par la largeur d'encoche qui vaut (h-2e_b)

$$\Lambda_{\infty} = \frac{\psi}{iN^2} = \frac{\pi\mu_0}{(h-2e_b)} \cdot \left(a_1^2 + 2r_0 a_1 + 2h_{b1} a_1 + \frac{2}{3} r_0 h_{b1} + \frac{1}{2} h_{b1}^2 \right) \quad (10.15)$$

10.1.5.2 Encoche de la structure externe

Pour le calcul de la perméance de fuite de l'encoche externe, on considère les mêmes hypothèses que pour le cas précédent, traitant du calcul de la perméance de fuite de l'encoche interne. Ce calcul est entrepris sur la base de la figure 10.5 qui modélise géométriquement l'encoche externe du transformateur.

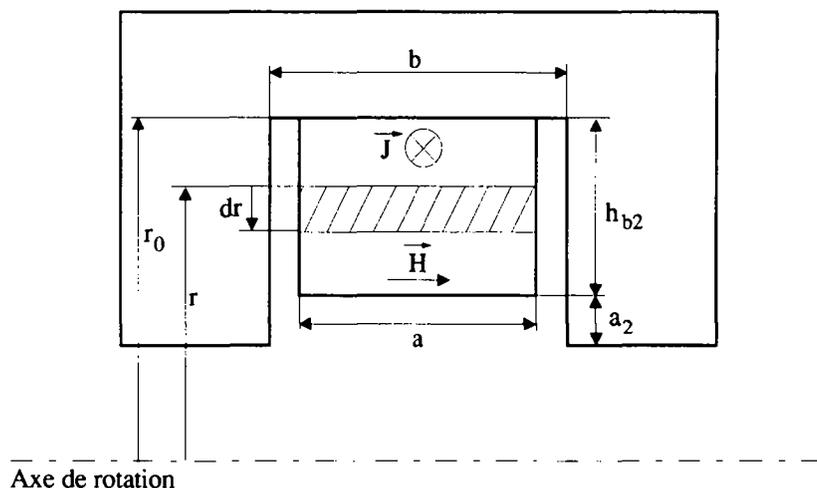


Fig. 10.5 Modélisation de l'encoche externe

La démarche entreprise dans ce cas est similaire à celle présentée au point précédent. Cependant le résultat obtenu est quelque peu différent. Voici en résumé les grandes lignes de ce calcul :

$$H(r) \cdot a = - \int_{r=r_0}^r J \cdot b \cdot dr = Jb \cdot (r_0 - r) \quad (10.16)$$

$$\left. \begin{aligned} H(r) &= \frac{Jb \cdot (r_0 - r)}{a} & \text{si } r_0 \geq r \geq r_0 - h_{b2} \\ H(r) &= \frac{Jbh_{b2}}{a} & \text{si } r_0 - h_{b2} \geq r \geq r_0 - h_{b2} - a_2 \end{aligned} \right\} \quad (10.17)$$

$$\left. \begin{aligned} N(r) &= N \cdot \frac{r_0 - r}{h_{b2}} & \text{si } r_0 \geq r \geq r_0 - h_{b2} \\ N(r) &= N & \text{si } r_0 - h_{b2} \geq r \geq r_0 - h_{b2} - a_2 \end{aligned} \right\} \quad (10.18)$$

La connaissance de ces éléments de calcul (les équations (10.16) (10.17) (10.18)) nous permet de procéder à l'intégration de l'élément de flux totalisé par rapport au paramètre r :

$$\left. \begin{aligned} \psi &= - \int_{r_0}^{r_0 - h_{b2}} N(r) \cdot B(r) \cdot 2\pi r \cdot dr - \int_{r_0 - h_{b2}}^{r_0 - h_{b2} - a_2} N \cdot B(r) \cdot 2\pi r \cdot dr \\ &= \frac{\pi\mu_0 NJbh_{b2}}{a} \cdot \left(2r_0 a_2 - a_2^2 - 2h_{b2} a_2 - \frac{1}{2} h_{b2}^2 + \frac{2}{3} r_0 h_{b2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (10.19)$$

Finalement, on trouve la perméance de fuite d'encoches pour l'encoche extérieure :

$$\Lambda_{\sigma e} = \frac{\psi}{iN^2} = \frac{\pi\mu_0}{h - 2e_b} \cdot \left(2r_0 a_2 - a_2^2 - 2h_{b2} a_2 - \frac{1}{2} h_{b2}^2 + \frac{2}{3} r_0 h_{b2} \right) \quad (10.20)$$

10.1.6 Calcul de la perméance d'entrefer

En se référant à la figure 10.1, la perméance d'entrefer se calcule selon une expression découlant de la formule générale d'une perméance de type radiale (équation 4.9). De par la géométrie de la structure de type U, les perméances des deux entrefers sont identiques (10.21).

$$\Lambda_{e1} = \Lambda_{e2} = \frac{2\pi\mu_0 e_b}{\ln(r_i + p_1 + l_e) - \ln(r_i + p1)} \quad (10.21)$$

10.1.7 Calcul des inductances propres et mutuelles de la structure de type U

Pour le calcul des inductances propres et mutuelles liées au transformateur de type U, on opère une division de la structure en plusieurs perméances ou réluctances élémentaires. Cette opération est présentée à la figure 10.6 où le schéma magnétique équivalent est superposé à la géométrie de la structure de type U.

Le schéma équivalent magnétique de la structure en U est identique au schéma de la structure en E. Seul les valeurs de perméances intervenant dans le schéma diffèrent.

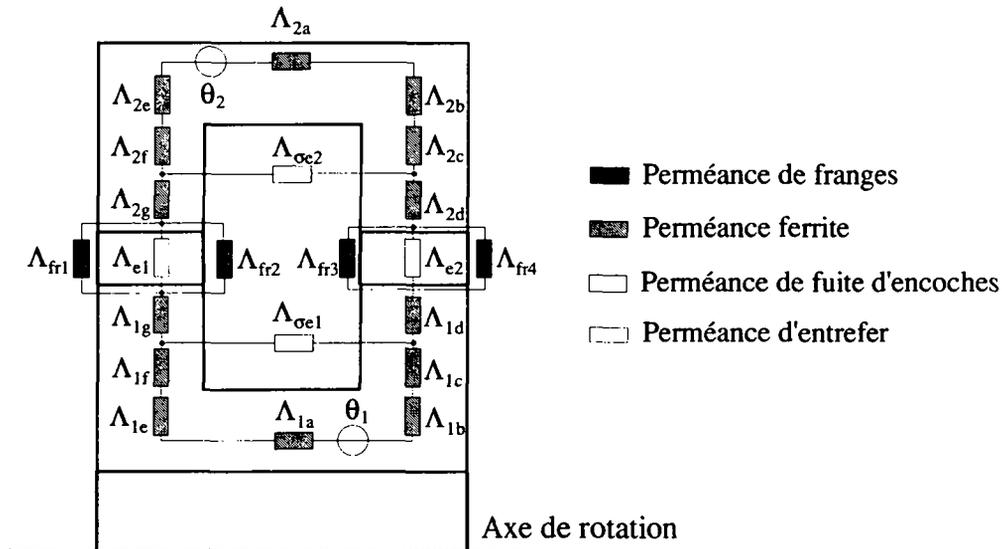


Fig. 10.6 Modèle équivalent magnétique du transformateur à structure de type U

On obtient les valeurs des inductances propres et mutuelles dans le cas de la structure de type U en appliquant la méthode proposée au chapitre 4 pour le cas de la structure de type E. Pour mener à bien le calcul des inductances, il faut utiliser les formules de calcul des perméances élémentaires du modèle magnétique équivalent de la structure de type U (figure 10.6) définies au tableau 9.1.

Nom de la perméance	Type	Formules de calcul pour la structure de type U
Λ_{1a}	Perméance fer	$\frac{\pi\mu_0\mu_f \cdot ((r_i + e_1)^2 - r_i^2)}{h - e_b}$
$\Lambda_{1b}, \Lambda_{1e}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f e_b}{\ln(r_i + e_1) - \ln\left(r_i + \frac{e_1}{2}\right)}$
$\Lambda_{1c}, \Lambda_{1f}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f e_b}{\ln\left(r_i + e_1 + \left(\frac{p_1 - e_1}{2}\right)\right) - \ln(r_i + e_1)}$
$\Lambda_{1d}, \Lambda_{1g}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f e_b}{\ln(r_i + p_1) - \ln\left(r_i + e_1 + \left(\frac{p_1 - e_1}{2}\right)\right)}$
$\Lambda_{\sigma e1}$	Perméance de fuite d'encoches	$\frac{\pi\mu_0}{h - 2e_b} \left(a_1^2 + 2(r_i + e_1)a_1 + h_{b1} \left(2a_1 + \frac{2}{3}(r_i + e_1) \right) + \frac{1}{2}(r_i + e_1)^2 \right)$
$\Lambda_{\sigma e2}$	Perméance de fuite d'encoches	$\frac{\pi\mu_0}{h - 2e_b} \left((r_i + p_1 + p_2 + l_e - e_2) \left(2a_2 + \frac{2}{3}h_{b2} \right) - a_2^2 - 2h_{b2}a_2 - \frac{1}{2}h_{b2}^2 \right)$
$\Lambda_{e1}, \Lambda_{e2}$	Perméance d'entrefer	$\frac{2\pi\mu_0 e_b}{\ln(r_i + p_1 + l_e) - \ln(r_i + p_1)}$
$\Lambda_{fr1}, \Lambda_{fr4}$	Perméance de franges	$2\pi\mu_0 \cdot \left[\frac{h_{f1}}{\pi} + \frac{l_e - \pi(r_i + p_1 + l_e)}{\pi^2} \cdot \ln\left(\frac{l_e}{l_e + \pi h_{f1}}\right) \right]$
$\Lambda_{fr2}, \Lambda_{fr3}$	Perméance de franges	$2\pi\mu_0 \cdot \left[\frac{h_{f2}}{\pi} + \frac{l_e - \pi(r_i + p_1 + l_e)}{\pi^2} \cdot \ln\left(\frac{l_e}{l_e + \pi h_{f2}}\right) \right]$
Λ_{2a}	Perméance fer	$\frac{\pi\mu_0\mu_f \cdot ((r_i + p_1 + p_2 + l_e)^2 - (r_i + p_1 + p_2 + l_e - e_2)^2)}{h - e_b}$
$\Lambda_{2e}, \Lambda_{2b}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f e_b}{\ln\left(r_i + p_1 + p_2 + l_e - \frac{e_2}{2}\right) - \ln(r_i + p_1 + p_2 + l_e - e_2)}$

$\Lambda_{2c}, \Lambda_{2f}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f e_b}{\ln\left(\frac{r_i + p_1 + p_2 + l_e - e_2}{r_i + p_1 + p_2 + l_e - e_2 - \left(\frac{p_2 - e_2}{2}\right)}\right)}$
$\Lambda_{2g}, \Lambda_{2d}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f e_b}{\ln\left(r_i + p_1 + l_e + \left(\frac{p_2 - e_2}{2}\right)\right) - \ln(r_i + p_1 + l_e)}$

Tableau 10.1 Tableau récapitulatif servant au calcul des perméances partielles de la structure de type U

10.2 Calcul des perméances partielles de la structure de type E

Le calcul numérique des valeurs d'inductances propres et mutuelles associées à une structure de type E n'est possible que lorsque la valeur des perméances partielles est connue. Dans ce sens, le tableau 9.2 présente les formules de calcul propres à chaque perméance partielle du modèle magnétique défini pour la structure de type E.

Nom de la perméance	Type	Structure en E
$\Lambda_{1a}, \Lambda_{2a}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f e_b}{\left(\ln\left(r_i + h - \frac{e_2}{2}\right) - \ln\left(r_i + \frac{e_1}{2}\right)\right)}$
$\Lambda_{1b}, \Lambda_{2b}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f \cdot \left((r_i + e_1)^2 - r_i^2\right)}{e_b}$
$\Lambda_{1c}, \Lambda_{1d}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f \cdot \left((r_i + e_1)^2 - r_i^2\right)}{p_1 - e_b}$
$\Lambda_{1e}, \Lambda_{2e}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f \cdot \left((r_i + h)^2 - (r_i + h - e_2)^2\right)}{e_b}$
$\Lambda_{1f}, \Lambda_{1g}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f \cdot \left((r_i + h)^2 - (r_i + h - e_2)^2\right)}{p_1 - e_b}$
$\Lambda_{\sigma e1}$	Perméance de fuite d'encoches	$\frac{2\pi\mu_0 \cdot (p_1 - e_b + 2a_1)}{3 \cdot (\ln(r_i + h - e_2) - \ln(r_i + e_1))}$

Λ_{e1}	Perméance d'entrefer	$\frac{\pi\mu_0 \cdot ((r_i + h)^2 - (r_i + h - e_2)^2)}{l_e}$
Λ_{e2}	Perméance d'entrefer	$\frac{\pi\mu_0 \cdot ((r_i + e_1)^2 - r_i^2)}{l_e}$
Λ_{fr1}	Perméance de franges	$2\mu_0 \cdot (r_i + h) \cdot \ln\left(\frac{l_e + \pi h_{f1}}{l_e}\right)$
Λ_{fr2}	Perméance de franges	$2\mu_0 \cdot (r_i + h - e_2) \cdot \ln\left(\frac{l_e + \pi h_{f2}}{l_e}\right)$
Λ_{fr3}	Perméance de franges	$2\mu_0 \cdot (r_i + e_1) \cdot \ln\left(\frac{l_e + \pi h_{f3}}{l_e}\right)$
Λ_{fr4}	Perméance de franges	$2\mu_0 r_i \cdot \ln\left(\frac{l_e + \pi h_{f4}}{l_e}\right)$
$\Lambda_{2c}, \Lambda_{2d}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f \cdot ((r_i + e_1)^2 - r_i^2)}{p_2 - e_b}$
$\Lambda_{2f}, \Lambda_{2g}$	Perméance fer	$\frac{2\pi\mu_0\mu_f \cdot ((r_i + h)^2 - (r_i + h - e_2)^2)}{p_2 - e_b}$
$\Lambda_{\sigma e2}$	Perméance de fuite d'encoches	$\frac{2\pi\mu_0 \cdot (p_2 - e_b + 2a_2)}{3 \cdot (\ln(r_i + h - e_2) - \ln(r_i + e_1))}$

Tableau 10.2 Tableau récapitulatif des perméances élémentaires de la structure de type E

10.3 Détermination des coefficients servant au calcul des pertes par hystérésis

Lorsque les coefficients de Steinmetz ne sont pas connus pour un matériau, on peut les estimer en se basant sur les courbes fournies par les fabricants ([4] et [5]). Pour rappel, l'équation traduisant les pertes par hystérésis et résiduelles dans la ferrite s'exprime de la manière suivante :

$$P_h(T) = C_m \cdot f^x \cdot B^y \cdot (ct_2 \cdot T^2 + ct_1 \cdot T + ct) \quad (10.22)$$

Les coefficients x , y , C_m , ct , ct_1 et ct_2 sont à déterminer. Le paramètre f correspond à la fréquence, B à l'induction de crête et T à la température en degré celsius.

On considère alors les courbes de pertes fournies par les fabricants. La figure xx présente 3 graphes extraits de la références [4] et exprimant les pertes spécifiques dans une ferrite de type N67.

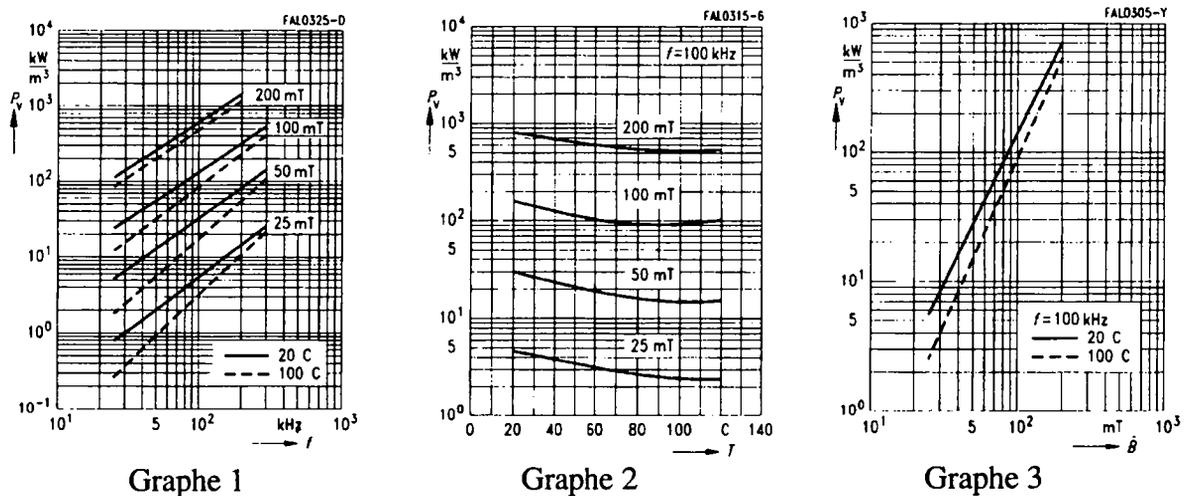


Fig. 10.7 Pertes spécifiques selon différents paramètres

En choisissant deux points extrêmes sur l'une des courbes du graphe 1, on fixe à la fois l'induction et deux fréquences. La fréquence minimale (f_{\min}) et la fréquence maximale (f_{\max}) choisies correspondent à des niveaux de pertes différents appelés respectivement $P_{h\max}$ et $P_{h\min}$.

Selon (4.39), on écrit alors les deux relations présentées sous (10.23).

$$\left. \begin{aligned} P_{h \max} &= C_m \cdot f_{\max}^x \cdot B^y \\ P_{h \min} &= C_m \cdot f_{\min}^x \cdot B^y \end{aligned} \right\} \quad (10.23)$$

La résolution de ces deux relations par rapport à l'exposant x aboutit à l'expression (10.24).

$$x = \frac{\ln(P_{h \max} / P_{h \min})}{\ln(f_{\max} / f_{\min})} \quad (10.24)$$

De manière identique, on choisit sur le graphe 1 pour une fréquence fixée, deux points correspondants à deux niveaux d'induction différentes. A ces deux valeurs d'induction, on attribue, selon les courbes, deux valeurs de pertes spécifiques.

$$B_{\max} \rightarrow P_{h\max} \qquad B_{\min} \rightarrow P_{h\min}$$

On écrit ainsi les deux relations présentées sous (10.25) obtenu par l'intermédiaire de la relation (4.39).

$$\left. \begin{aligned} P_{h\max} &= C_m \cdot f^x \cdot B_{\max}^y \\ P_{h\min} &= C_m \cdot f^x \cdot B_{\min}^y \end{aligned} \right\} \quad (10.25)$$

A nouveau, il est possible d'exprimer la valeur du coefficient y (10.26) en fonction des deux points considérés sur la courbe de pertes en fonction de l'induction.

$$y = \frac{\ln(P_{h\max}/P_{h\min})}{\ln(B_{\max}/B_{\min})} \quad (10.26)$$

Il reste finalement à déterminer le coefficient C_m de l'équation (4.39). Pour mener à bien cette opération, on choisit un point défini pour une fréquence, une induction et une valeur de pertes. Ce point choisi sera situé au milieu de la plage de fonctionnement, pour une valeur de température déterminée. Dans ces conditions on peut déterminer le coefficient C_m selon l'expression (10.27).

$$C_m = \frac{P_h}{f^x \cdot B^y} \quad (10.27)$$

Pour introduire la dépendance de la température, on se base sur une courbe exprimant les pertes par hystérésis en fonction de la température, pour une fréquence et une induction déterminées. En choisissant trois points (pertes pour trois différentes températures) sur cette courbe, on peut, sur la base de l'équation 4.40, écrire trois équations à 3 inconnues .

$$\begin{aligned} C_p(T_0) &= ct_2 \cdot T_0^2 + ct_1 \cdot T_0 + ct \\ C_p(T_1) &= ct_2 \cdot T_1^2 + ct_1 \cdot T_1 + ct \\ C_p(T_2) &= ct_2 \cdot T_2^2 + ct_1 \cdot T_2 + ct \end{aligned} \quad (10.28)$$

Les variables $C_p(T_i)$ correspondent respectivement aux valeurs de pertes aux différentes températures choisies par rapport aux pertes à la température de référence fixée à 100°C (10.29).

$$C_p(T_i) = \frac{P_h(T_i)}{P_h(T = 100^\circ\text{C})} \quad (10.29)$$

La résolution du système d'équation (10.28) nous permet finalement de trouver les coefficients du polynôme de second ordre définissant la sensibilité des pertes par hystérésis en fonction de la température. On trouve alors les coefficients exprimés à la relation (10.30). Cette méthode permet ainsi, sur la base de quelques courbes données en général par le fabricant, de modéliser les pertes par hystérésis dans la ferrite. Pour exemple, la Maison Siemens donne trois graphes décrivant les pertes mesurées sur le matériau N67. Ces graphes apparaissent à la figure 10.7 .

$$ct_1 = \frac{(C_p(T_2) - C_p(T_0)) \cdot (T_1^2 - T_0^2) - (C_p(T_1) - C_p(T_0)) \cdot (T_2^2 - T_0^2)}{(T_0 - T_1) \cdot (T_2^2 - T_0^2) + (T_2 - T_0) \cdot (T_1^2 - T_0^2)}$$

$$ct_2 = \frac{C_p(T_1) + ct_1 \cdot (T_0 - T_1) - C_p(T_0)}{T_1^2 - T_0^2} \quad (10.30)$$

$$ct = C_p(T_0) - ct_2 \cdot T_0^2 - ct_1 \cdot T$$

Ces graphes sont obtenus sur la base de mesures faites au moyen de tores en ferrite de petites tailles. Comme dans ce cas la section offerte au passage du flux est faible, les pertes par courants de Foucault sont minimales par rapport aux pertes par hystérésis et résiduelles. Ces graphes peuvent donc servir de base de calcul pour estimer de manière générale les pertes par hystérésis et résiduelles dans les ferrites.

La procédure qui suit présente une méthode d'adaptation des coefficients de la formule de calcul des pertes par hystérésis dans la ferrite. Comme l'on dispose de plusieurs courbes décrivant les pertes spécifiques par hystérésis et résiduelles en fonction de la fréquence et de l'induction (graphe 1 de la figure 10.7), on procède à la lecture du graphe et on enregistre certains points de ces différentes courbes. Cette méthode permet de calculer le même coefficient au moyen de plusieurs courbes. Une moyenne sera ensuite réalisée.

On désire estimer les coefficients de la relation (10.22) pour le matériau N67 [4]. On commence par le coefficient x . Pour une température fixée (graphes 1 de la figure 10.7), on relève pour différents niveaux d'induction deux points extrêmes par courbe. On trouve les valeurs suivantes :

	Température [°C]	Induction [mT]	Fréquence 1 [kHz]	Pertes 1 [W/m ³]	Fréquence 2 [kHz]	Pertes 2 [W/m ³]
Cas 1	100	25	30	600	200	10000
Cas 2	100	50	30	1000	200	53000
Cas 3	100	100	30	15000	200	210000
Cas 4	100	200	30	100000	200	520000

Tableau 10.3 Liste de points extraits des courbes de pertes du matériau N67

Pour chacun de ces quatre cas, on calcule le paramètre x (équation (10.24)) et on en tire une valeur moyenne:

	Cas 1	Cas 2	Cas 3	Cas 4	Moyenne
Valeur de x	1.483	2.09	1.39	0.87	1.458

Tableau 10.4 Calcul de la valeur du coefficient x

On procède de manière identique pour trouver le paramètre y défini à la relation (10.26). On distingue 3 cas différents correspondants à trois fréquences:

	Température [°C]	Fréquence [kHz]	Induction 1 [mT]	Pertes 1 [W/m ³]	Induction 2 [mT]	Pertes 2 [W/m ³]
Cas 1	100	30	25	480	200	100000
Cas 2	100	100	25	2100	200	470000
Cas 3	100	200	25	10000	200	1100000

Tableau 10.5 Liste de points extraits des courbes de pertes du matériau N67

Pour chacun de ces trois cas, on calcule le paramètre y (équation (10.26)) et on en tire une valeur moyenne:

	Cas 1	Cas 2	Cas 3	Moyenne
Valeur de y	2.567	2.41	2.26	2.412

Tableau 10.6 Calcul de la valeur du coefficient y

On détermine ensuite le paramètre C_m en considérant trois points de fonctionnement issus des graphes de la figure 10.7.

	Température [°C]	Fréquence [kHz]	Induction [mT]	Pertes [W/m ³]
Cas 1	100	100	25	2100
Cas 2	100	100	100	91000
Cas 3	100	100	25	480000

Tableau 10.7 Liste de points extraits des courbes de pertes du matériau N67

En utilisant la relation (10.27), on détermine pour chacun de ces trois points de fonctionnement la valeur du paramètre C_m (Tableau 9.9) :

	Cas 1	Cas 2	Cas 3	Moyenne
Valeur de C_m	1.205	0.78	1.19	1.06

Tableau 10.8 Calcul de la valeur du coefficient C_m

Il reste finalement à calculer les paramètres liés à la température (ct , $ct1$ et $ct2$). On se base dans ce cas sur le graphe 2 de la figure 10.7. On considère alors la courbe mesurée pour une induction de 100mT. Dans ce cas on relève les quatre points suivants :

Température [°C]	20	80	100	120
Pertes [w/m ³]	160000	91000	90000	100000

Sur la base de ce quatre points et des relations (10.29) et (10.30), on calcule les paramètres suivants :

$$C_t = 2.25$$

$$C_{t1} = -0.02774$$

$$C_{t2} = 0.000151$$

Le tableau suivant présente les coefficients de la relation (10.22) pour quelques matériaux utilisés dans des applications de puissance. Certains d'entre eux (N27, N67 et N87) ont été calculés selon la méthode décrite précédemment. Les autres sont issus du fabricant par le biais de la référence [6].

Fournisseur	Type	Gamme de fréquence (kHz)	C_m	x	y	$ct2$	$ct1$	ct
Philips	3C85	20....100	11	1.3	2.5	$0.91 \cdot 10^{-4}$	$1.88 \cdot 10^{-2}$	1.97
	3C85	100....200	1.5	1.5	2.6	$0.91 \cdot 10^{-4}$	$1.88 \cdot 10^{-2}$	1.97
	3F3	20....300	0.25	1.6	2.5	$0.79 \cdot 10^{-4}$	$1.05 \cdot 10^{-2}$	1.26
	3F3	300....500	0.02	1.8	2.5	$0.77 \cdot 10^{-4}$	$1.05 \cdot 10^{-2}$	1.28
Siemens	N27	5....100	8.41	1.315	2.2	$1.33 \cdot 10^{-4}$	-0.02	1.68
	N67	30....200	1.06	1.458	2.412	$1.51 \cdot 10^{-4}$	-0.0277	2.25
	N87	50....300	0.0055	1.89	2.516	$2.97 \cdot 10^{-4}$	-0.0504	3.06

Tableau 10.9 Coefficients de Steinmetz de différents matériaux

10.4 Modélisation et calcul des résistances thermiques de la structure de type E

10.4.1 Rappel

La figure suivante présente pour rappel la modélisation thermique proposée au chapitre 4 pour la structure en ferrite de type E.

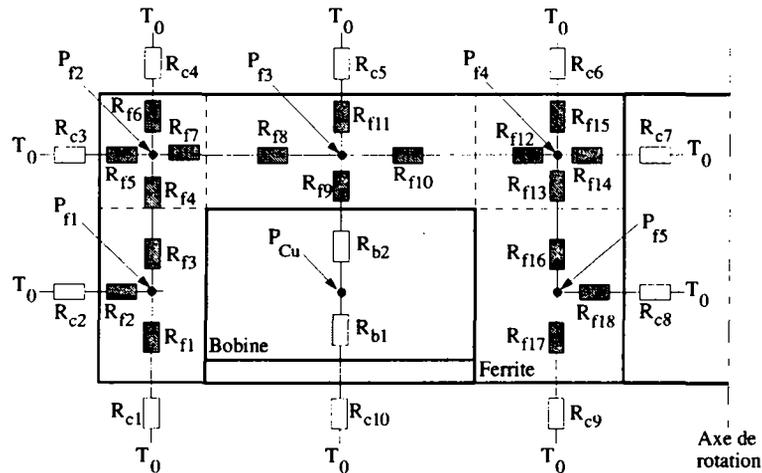


Fig. 10.8 Modèle thermique de la structure de type E

10.4.2 Résistance thermique élémentaire

Les cellules thermiques se composent de manière générale d'une source de chaleur et d'un certain nombre de résistances thermiques. Chacune de ces résistances correspond à un chemin que peut emprunter le flux de chaleur qui s'échappe ou qui entre dans la cellule. De manière générale, la définition d'une résistance thermique est basée sur la géométrie de la cellule. Pour exemple, la figure 10.9 présente une cellule thermique, ses dimensions géométriques et les quatre résistances thermiques qu'elle comprend.

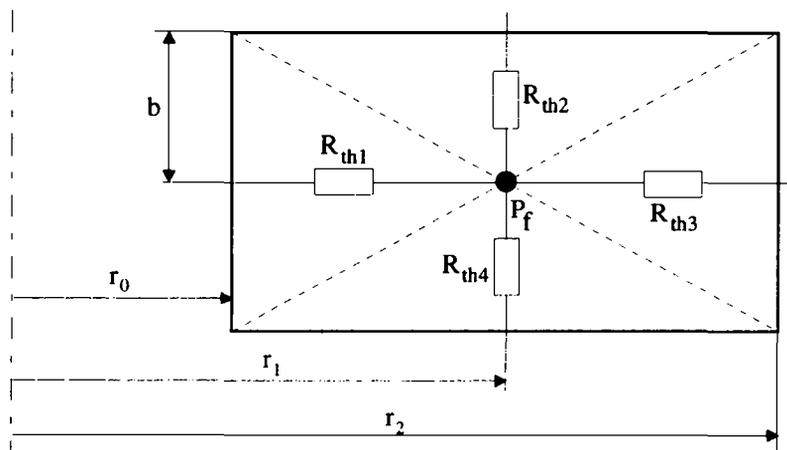


Fig. 10.9 Cellule thermique élémentaire

La figure 10.9 présente une cellule semblable à celle intervenant dans le modèle thermique défini pour la structure de type E. Pour le calcul de ses résistances thermiques, il est nécessaire d'avancer certaines hypothèses :

- La figure 10.9 présente une cellule thermique d'un élément circulaire (anneau) avec une source de chaleur ponctuelle située au centre.
- La cellule est divisée en quatre zones triangulaire définissant les résistances thermiques.
- Pour le calcul de chaque résistance thermique, on considère la base et la hauteur maximales du triangle comme dimension géométrique de la résistance thermique. On divise ensuite la résistance thermique obtenue par le facteur 2.
- Les résistances thermiques d'éléments thermiques circulaires ont été définies à la relation 4.58.

Pour exemple, on peut calculer la résistance R_{th1} et R_{th2} :

$$\left. \begin{aligned} R_{th1} &= \frac{1}{2} \frac{(\ln(r_1) - \ln(r_0))}{2\pi\lambda \cdot 2b} = \frac{1}{8} \frac{(\ln(r_1) - \ln(r_0))}{\pi\lambda b} \\ R_{th2} &= \frac{1}{2} \frac{b}{\lambda\pi(r_2^2 - r_0^2)} = \frac{b}{2\lambda\pi(r_2^2 - r_0^2)} \end{aligned} \right\} \quad (10.31)$$

10.4.3 Résistances thermiques liés au bobinage

Pour simplifier la modélisation thermique du transformateur, le bobinage est considéré comme une cellule thermique composée d'une source de chaleur et de deux résistances thermiques R_{b1} et R_{b2} . La figure 10.10 nous rappelle la modélisation adoptée :

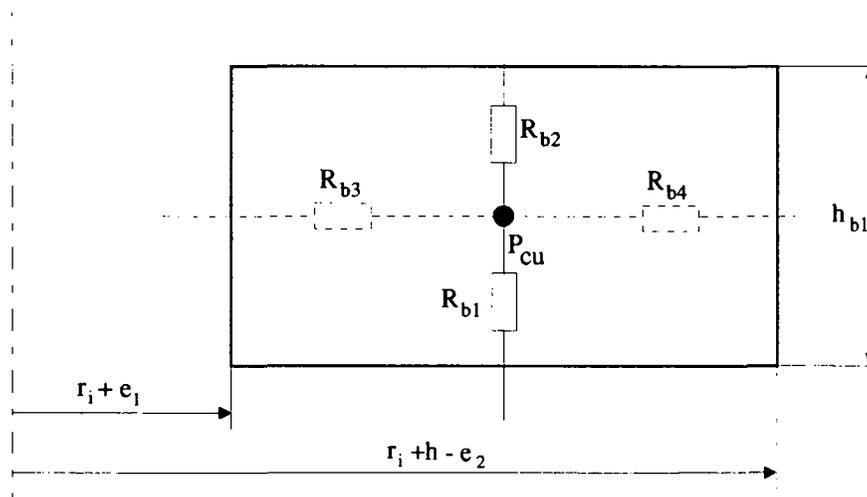


Fig. 10.10 Modèle thermique du bobinage

En réalité, la chaleur peut circuler latéralement et passer du bobinage à la structure en ferrite par les résistances thermiques R_{b2} , R_{b3} et R_{b4} . Pour tenir compte de ce phénomène, on considère la résistance R_{b2} comme la mise en parallèle des trois résistances thermiques R_{b2} , R_{b3} et R_{b4} .

Le lien thermique entre le bobinage et la structure dans la modélisation adoptée s'opère par le biais d'une seule résistance thermique de la structure en ferrite (R_{f9} définie à la figure 10.8). Pour améliorer le modèle thermique, il est indispensable que cette résistance représente toute la surface d'échange entre le bobinage et la ferrite. Les résultats de ces considérations apparaît dans les tableau 9.11 et 9.13.

10.4.4 Formules de calcul des résistances thermiques

Le calcul des résistances thermiques se base sur la description géométrique de la structure de type E présentée au chapitre 4. Le tableau suivant récapitule toutes les formules de calcul des résistances thermiques liées au modèle thermique du transformateur tournant de type E.

Résistance thermique	Formule
R_{f1}, R_{f3}	$\frac{p_1 - e_b}{4\pi\lambda[(r_i + h)^2 - (r_i + h - e_2)^2]}$
R_{f2}	$\frac{\ln(r_i + h) - \ln(r_i + h - \frac{e_2}{2})}{4\pi\lambda(p_1 - e_b)}$
R_{f4}, R_{f6}	$\frac{e_b}{4\pi\lambda[(r_i + h)^2 - (r_i + h - e_2)^2]}$
R_{f5}, R_{f7}	$\frac{\ln(r_i + h) - \ln(r_i + h - \frac{e_2}{2})}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f8}	$\frac{\ln(r_i + h - e_2) - \ln\left[r_i + e_1 + \left(\frac{h - e_1 - e_2}{2}\right)\right]}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f10}	$\frac{\ln\left[r_i + e_1 + \left(\frac{h - e_1 - e_2}{2}\right)\right] - \ln(r_i + e_1)}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f11}	$\frac{e_b}{4\pi\lambda[(r_i + h - e_2)^2 - (r_i + e_1)^2]}$
R_{f9}	$R_{f11} // \frac{\ln(r_i + e_1) - \ln(r_i + \frac{e_1}{2})}{4\pi\lambda h_{b1}} // \frac{\ln(r_i + h - \frac{e_2}{2}) - \ln(r_i + h - e_2)}{4\pi\lambda h_{b1}}$
R_{f12}	$\frac{\ln(r_i + e_1) - \ln(r_i + \frac{e_1}{2})}{4\pi\lambda e_b}$

R_{f13}, R_{f15}	$\frac{e_b}{4\pi\lambda[(r_i + e_1)^2 - r_i^2]}$
R_{f14}	$\frac{\ln(r_i + \frac{e_1}{2}) - \ln(r_i)}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f16}, R_{f17}	$\frac{p_1 - e_b}{4\pi\lambda[(r_i + e_1)^2 - r_i^2]}$
R_{f18}	$\frac{\ln(r_i + \frac{e_1}{2}) - \ln(r_i)}{4\pi\lambda(p_1 - e_b)}$
R_{b1}	$\frac{h_{b1}}{4\pi\lambda_b[(r_i + h - e_2)^2 - (r_i + e_1)^2]}$
R_{b2}	$R_{b1} // \frac{\ln\left[\frac{2(r_i + h - e_2)}{2r_i + 2e_1 + h - e_1 - e_2}\right]}{4\pi\lambda h_{b1}} // \frac{\ln\left[\frac{2r_i + 2e_1 + h - e_1 - e_2}{2(r_i + e_1)}\right]}{4\pi\lambda h_{b1}}$
R_{c1}, R_{c4}	$\frac{1}{\pi\alpha[(r_i + h)^2 - (r_i + h - e_2)^2]}$
R_{c2}	$\frac{1}{2\pi\alpha(r_i + h)(p_1 - e_b)}$
R_{c3}	$\frac{1}{2\pi\alpha e_b(r_i + h)}$
R_{c5}, R_{c10}	$\frac{1}{\pi\alpha[(r_i + h - e_2)^2 - (r_i + e_1)^2]}$
R_{c6}, R_{c9}	$\frac{1}{\pi\alpha[(r_i + e_1)^2 - r_i^2]}$
R_{c7}	$\frac{1}{2\pi\alpha e_b r_i}$
R_{c8}	$\frac{1}{2\pi\alpha r_i(p_1 + e_b)}$

Tableau 10.10 Formules de calcul des résistances thermiques liées à la structure de type E

10.4.5 Résolution du modèle thermique

Pour la résolution du modèle thermique, on se base sur le schéma électrique suivant déjà défini au chapitre 4 :

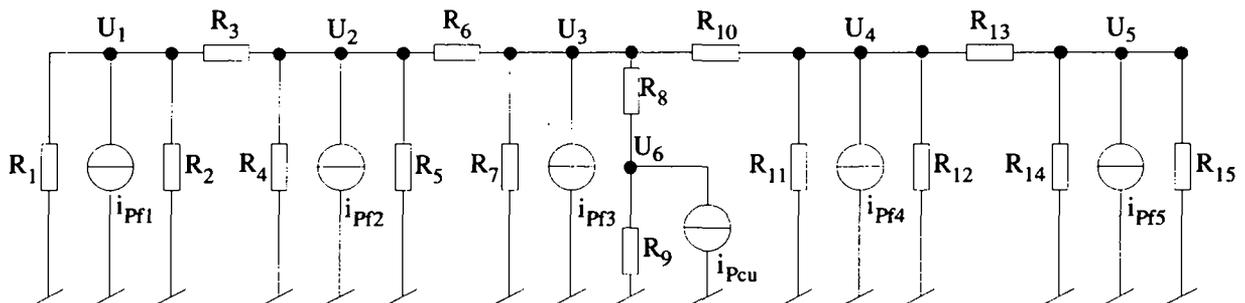


Fig. 10.11 Modèle électrique du comportement thermique

Ce schéma est issu du modèle thermique de la structure de type E présenté à la figure 10.8. Les transformations faites pour obtenir ce schéma électrique sont répertoriées dans le tableau suivant :

Symbole	Equivalence	Symbole	Equivalence
R_1	$R_{f1}+R_{c1}$	R_{12}	$R_{f14}+R_{c7}$
R_2	$R_{f2}+R_{c2}$	R_{13}	$R_{f13}+R_{f16}$
R_3	$R_{f3}+R_{f4}$	R_{14}	$R_{f18}+R_{c8}$
R_4	$R_{f5}+R_{c3}$	R_{15}	$R_{f17}+R_{c9}$
R_5	$R_{f6}+R_{c4}$	P_{f1}	i_{pf1}
R_6	$R_{f7}+R_{f8}$	P_{f2}	i_{pf2}
R_7	$R_{f11}+R_{c5}$	P_{f3}	i_{pf3}
R_8	$R_{f9}+R_{b2}$	P_{f4}	i_{pf4}
R_9	$R_{b1}+R_{c10}$	P_{f5}	i_{pf5}
R_{10}	$R_{f10}+R_{f12}$	P_{cu}	i_{pcu}
R_{11}	$R_{f15}+R_{c6}$		

Tableau 10.11 Liste des simplifications effectuées

La méthode de résolution consiste à calculer les courants dans chaque branche du circuit en appliquant le principe de superposition. On calcule ainsi les différents courants de branches avec une seule source de courant active. On recommence ensuite pour chacune des sources de courant. Finalement on additionne tous les courants partiels obtenus par branche pour trouver les courants circulants dans le système.

Pour décrire ce principe de résolution, on entreprend le calcul des courants de branches lorsque seul la source de courant correspondant aux pertes Joule est active. Le schéma électrique de la figure 10.12 sert alors de base pour la résolution.

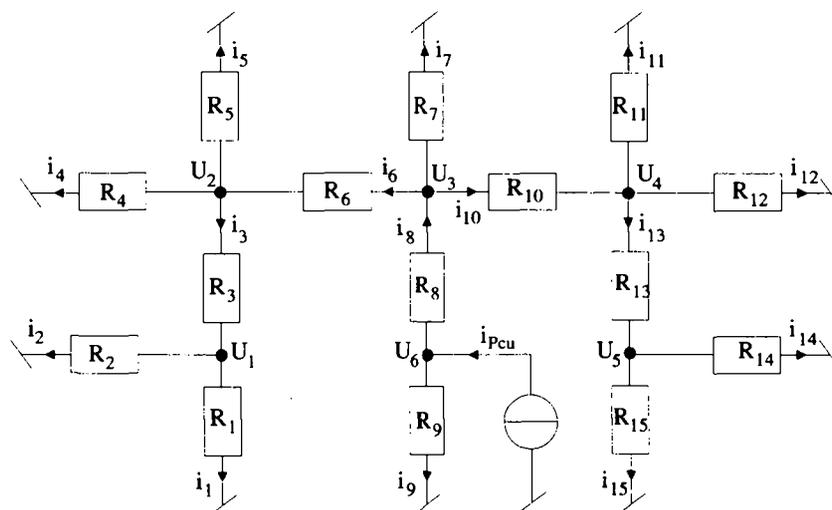


Fig. 10.12 Schéma électrique avec une seule source de courant représentant les pertes Joules

On simplifie le schéma de la figure 10.12 en admettant les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} R_{16} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 & R_{17} &= \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} \\ R_{18} &= \frac{R_{11} R_{12}}{R_{11} + R_{12}} & R_{19} &= \frac{R_{14} R_{15}}{R_{14} + R_{15}} + R_{13} \end{aligned} \right\} \quad (10.32)$$

Ces simplifications nous amènent au schéma simplifié suivant :

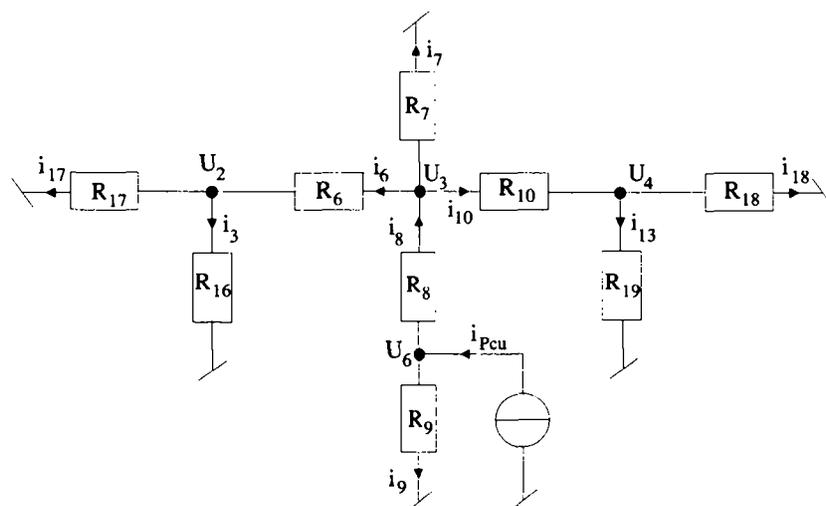


Fig. 10.13 Schéma électrique simplifié

On simplifie le schéma électrique de la figure 10.13 en admettant :

$$\left. \begin{aligned} R_{20} &= \frac{R_{16} R_{17}}{R_{16} + R_{17}} + R_6 & R_{21} &= \frac{R_{18} R_{19}}{R_{18} + R_{19}} + R_{10} \end{aligned} \right\} \quad (10.33)$$

Cette dernière simplification nous amène au schéma de la figure 10.14:

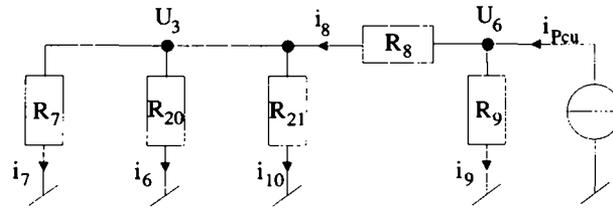


Fig. 10.14 Schéma électrique

Une ultime simplification du schéma précédent permet l'obtention d'un circuit électrique très simple décrit à la figure. La relation suivante alors admise :

$$R_{22} = \frac{\left(\frac{R_{20}R_7}{R_{20} + R_7} \right) R_{21}}{\left(\frac{R_{20}R_7}{R_{20} + R_7} \right) + R_{21}} \quad (10.34)$$

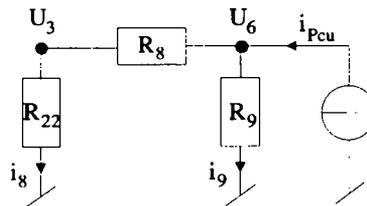


Fig. 10.15 Schéma électrique

La connaissance de la valeur du courant i_{pcu} (correspond au pertes Joules dans le bobinage) permet de calculer les courants i_8 et i_9 ainsi que les tensions U_6 et U_3 .

$$\left. \begin{aligned} i_9 &= \frac{i_{pcu}(R_8 + R_{22})}{R_9 + R_8 + R_{22}} & i_8 &= i_{pcu} - i_9 \\ U_3 &= U_6 - i_8 R_8 & U_6 &= i_9 R_9 \end{aligned} \right\} \quad (10.35)$$

On peut maintenant faire le chemin inverse et passer au schéma de la figure 10.14. La connaissance de U_3 et U_6 permet alors le calcul des courants suivants :

$$i_6 = \frac{U_3}{R_{20}} \quad i_7 = \frac{U_3}{R_7} \quad i_{10} = \frac{U_3}{R_{21}} \quad (10.36)$$

Les trois courants calculés précédemment nous autorisent le calcul des tensions U_2 et U_4 du schéma électrique de la figure 10.13 et implicitement les courants liés à ces deux tensions :

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= U_3 - i_6 R_6 & i_3 &= \frac{U_2}{R_{16}} & i_{17} &= \frac{U_2}{R_{17}} \\ U_4 &= U_3 - i_{10} R_{10} & i_{13} &= \frac{U_4}{R_{19}} & i_{18} &= \frac{U_4}{R_{18}} \end{aligned} \right\} \quad (10.37)$$

Finalement, on trouve la valeur des tensions U_1 et U_5 définies à la figure 10.12 et les courants qui leur sont associés.

$$\left. \begin{array}{lll} U_1 = U_2 - i_3 R_3 & i_1 = \frac{U_1}{R_1} & i_2 = \frac{U_1}{R_2} \\ U_5 = U_4 - i_{13} R_{13} & i_9 = \frac{U_5}{R_{14}} & i_{15} = \frac{U_5}{R_{15}} \end{array} \right\} \quad (10.38)$$

Les courants de branches qui ont été calculés sont générés par la source de courant qui représente les pertes Joules. Il s'agit donc, de recommencer ce même calcul pour toutes les autres sources de courants (pertes fer). La somme de tous les courants partiels ainsi obtenus pour chaque branche du circuit permettra le calcul de la température en différents points de la structure. Les points intéressants sont en particuliers les points qui représentent la température à la surface de la structure, la température au milieu de la structure et la température au centre du bobinage. L'intégralité du calcul des différents courants de branche apparaît dans le programme de calcul présenté dans les annexes du chapitre 6.

10.5 Modélisation et calcul des résistances thermiques de la structure de type E

10.5.1 Introduction

De par sa géométrie, la modélisation thermique de la structure de type U peut être entreprise par un modèle thermique identique à celui utilisé dans le cas de la structure en E. En raison de leur géométrie différente, on dissocie cependant la partie externe de la partie interne du transformateur de type U. On applique ainsi le modèle thermique de la structure de type E aux deux parties constituant le transformateur de type U.

10.5.2 Définition des résistances thermiques

10.5.2.1 Structure externe

La partie externe du transformateur peut bénéficier du même modèle thermique que la structure de type E. On obtient alors la figure 10.16.

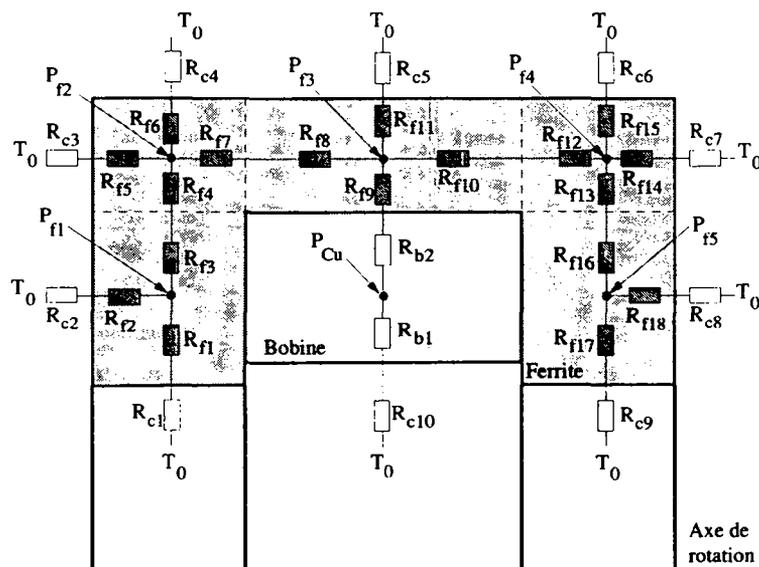


Fig. 10.16 Modèle thermique et coupe de la structure externe du transformateur de type U

Les différentes résistances thermiques apparaissant dans le modèle thermique défini à la figure 10.16 sont définies dans le tableau 9.9. Les variables utilisées dans les formules de ce tableau sont des grandeurs géométriques définissant la structure. Elles ont été définies à la figure 10.1.

Résistance thermique	Formule
R_{f1}, R_{f17}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + \frac{p_2 - e_2}{2}) - \ln(r_i + p_1 + l_e)}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f2}, R_{f18}	$\frac{e_b}{4\pi\lambda \left[(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)^2 - (r_i + p_1 + l_e)^2 \right]}$
R_{f3}, R_{f16}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2) - \ln(r_i + p_1 + l_e + \frac{p_2 - e_2}{2})}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f4}, R_{f13}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - \frac{e_2}{2}) - \ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f5}, R_{f12} R_{f7}, R_{f14}	$\frac{e_b}{4\pi\lambda \left[(r_i + p_1 + l_e + p_2)^2 - (r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)^2 \right]}$
R_{f6}, R_{f15}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + p_2) - \ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - \frac{e_2}{2})}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f8}, R_{f10}	$\frac{h - 2e_b}{4\pi\lambda \left[(r_i + p_1 + l_e + p_2)^2 - (r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)^2 \right]}$
R_{f11}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + p_2) - \ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - \frac{e_2}{2})}{4\pi\lambda (h - 2e_b)}$
R_{f9}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - \frac{e_2}{2}) - \ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)}{4\pi\lambda (h - 2e_b)}$ $\parallel \frac{e_b}{8\pi\lambda \left[(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)^2 - (r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2 - h_{b2})^2 \right]}$
R_{b1}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2 - \frac{h_{b2}}{2}) - \ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2 - h_{b2})}{4\pi\lambda_b (h - 2e_b)}$

R_{b2}	$\frac{\ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2) - \ln(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2 - \frac{h_{b2}}{2})}{4\pi\lambda_b (h - 2e_b)}$ $\parallel \frac{h - 2e_b}{8\pi\lambda_b [(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)^2 - (r_i + p_1 + l_e + a_2)^2]}$
R_{c1}, R_{c9}	$\frac{1}{2\pi\alpha e_b (r_i + p_1 + l_e)}$
R_{c2}, R_{c8}	$\frac{1}{\pi\alpha [(r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)^2 - (r_i + p_1 + l_e)^2]}$
R_{c3}, R_{c7}	$\frac{1}{\pi\alpha [(r_i + p_1 + l_e + p_2)^2 - (r_i + p_1 + l_e + p_2 - e_2)^2]}$
R_{c4}, R_{c6}	$\frac{1}{2\pi\alpha e_b (r_i + p_1 + l_e + p_2)}$
R_{c5}	$\frac{1}{2\pi\alpha (h - 2e_b) (r_i + p_1 + l_e + p_2)}$
R_{c10}	$\frac{1}{2\pi\alpha (h - 2e_b) (r_i + p_1 + l_e + a_2)}$

Tableau 10.12 Formules pour le calcul des résistances thermiques de la structure externe du transformateur de type U

10.5.2.2 Structure interne

La partie interne du transformateur peut aussi être modélisée par le même modèle thermique que la structure de type E. On obtient alors la figure 10.17.

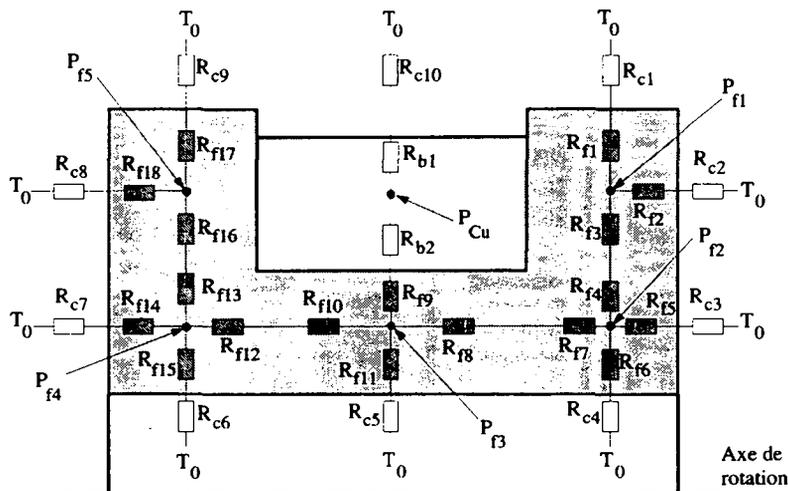


Fig. 10.17 Modèle thermique et coupe de la structure interne du transformateur de type U

Les résistances thermiques sont calculées dans le tableau 9.10.

Résistance thermique	Formule
R_{f1}, R_{f17}	$\frac{\ln(r_i + p_1) - \ln(r_i + p_1 - \frac{p_1 - e_1}{2})}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f2}, R_{f18}	$\frac{e_b}{4\pi\lambda [(r_i + p_1)^2 - (r_i + e_1)^2]}$
R_{f3}, R_{f16}	$\frac{\ln(r_i + e_1 + \frac{p_1 - e_1}{2}) - \ln(r_i + e_1)}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f4}, R_{f13}	$\frac{\ln(r_i + e_1) - \ln(r_i + \frac{e_1}{2})}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f5}, R_{f12} R_{f7}, R_{f14}	$\frac{e_b}{4\pi\lambda [(r_i + e_1)^2 - r_i^2]}$
R_{f6}, R_{f15}	$\frac{\ln(r_i + \frac{e_1}{2}) - \ln(r_i)}{4\pi\lambda e_b}$
R_{f8}, R_{f10}	$\frac{h - 2e_b}{4\pi\lambda [(r_i + e_1)^2 - r_i^2]}$
R_{f11}	$\frac{\ln(r_i + \frac{e_1}{2}) - \ln(r_i)}{4\pi\lambda (h - 2e_b)}$
R_{f9}	$\frac{\ln(r_i + e_1) - \ln(r_i + \frac{e_1}{2})}{4\pi\lambda (h - 2e_b)} // \frac{e_b}{8\pi\lambda [(r_i + e_1 + h_{b1})^2 - (r_i + e_1)^2]}$
R_{b1}	$\frac{\ln(r_i + e_1 + h_{b1}) - \ln(r_i + e_1 + \frac{h_{b1}}{2})}{4\pi\lambda_b (h - 2e_b)}$
R_{b2}	$\frac{\ln(r_i + e_1 + \frac{h_{b1}}{2}) - \ln(r_i + e_1)}{4\pi\lambda_b (h - 2e_b)} // \frac{h - 2e_b}{8\pi\lambda_b [(r_i + e_1 + h_{b1})^2 - (r_i + e_1)^2]}$
R_{c1}, R_{c9}	$\frac{1}{2\pi\alpha e_b (r_i + p_1)}$

R_{c2}, R_{c8}	$\frac{1}{\pi\alpha [(r_i + p_1)^2 - (r_i + e_1)^2]}$
R_{c3}, R_{c7}	$\frac{1}{\pi\alpha [(r_i + e_1)^2 - r_i^2]}$
R_{c4}, R_{c6}	$\frac{1}{2\pi\alpha e_b r_i}$
R_{c5}	$\frac{1}{2\pi\alpha r_i (h - 2e_b)}$
R_{c10}	$\frac{1}{2\pi\alpha (h - 2e_b)(r_i + e_1 + h_{b1})}$

Tableau 10.13 Formules pour le calcul des résistances thermiques de la structure interne du transformateur de type U

10.5.3 Résolution du modèle thermique de la structure de type U

Le modèle thermique proposé pour la structure de type U, que ce soit pour la partie interne ou externe du transformateur, est identique au modèle choisi pour la structure de type E. En réalité, seul les valeurs des éléments du modèle changent. Cette différence ne modifie en aucun cas la méthode de résolution du modèle thermique présentée au paragraphe 9.4.5. Cette méthode s'applique donc à la structure de type U.

10.6 Annexes au chapitre 5

10.6.1 Calcul de l'impédance du transformateur vue du primaire

Le Calcul de l'impédance vue du primaire du transformateur s'établit selon le schéma équivalent suivant :

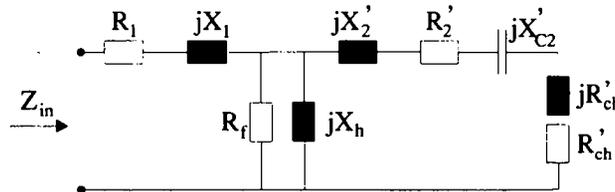


Fig. 10.18 Schéma électrique équivalent du transformateur

On pose :

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1} = a_1 + jb_1 \quad \underline{Z}_2 = \frac{R_f X_h^2 + jR_f^2 X_h}{R_f^2 + X_h^2} = a_2 + jb_2 \quad (10.39)$$

$$\underline{Z}_3 = \ddot{u} \left[R_2 + j \left(X_{\sigma 2} - \frac{1}{\omega \cdot C_2} \right) \right] = a_3 + jb_3 \quad \underline{Z}_4 = R'_{ch} + jX'_{ch} = a_4 + jb_4 \quad (10.40)$$

La simplification du schéma de la figure 10.18 nous amène au calcul de l'impédance vue du primaire et nommée Z_{in} :

$$\underline{Z}_{in} = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_4} \quad (10.41)$$

Le développement de cette équation (10.41) par rapport au variable $a_{1..6}$ et $b_{1..6}$ nous amène à la relation suivante :

$$\underline{Z}_{in} = \frac{a_1(a_6^2 + b_6^2) + a_5 a_6 + b_5 b_6}{a_6^2 + b_6^2} + j \frac{b_1(a_6^2 + b_6^2) + a_6 b_5 - a_5 b_6}{a_6^2 + b_6^2} = R_{eq} + jX_{eq} \quad (10.42)$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_5 &= a_2 a_3 - b_2 b_3 + a_2 a_4 - b_2 b_4 & a_6 &= a_2 + a_3 + a_4 \\ b_5 &= a_3 b_2 + a_2 b_3 + a_4 b_2 + b_4 a_2 & b_6 &= b_2 + b_3 + b_4 \end{aligned} \quad (10.43)$$

10.6.2 Calcul de la capacité de résonance

L'impédance vue du primaire du transformateur étant calculée (équation (10.42)), on cherche maintenant l'impédance vue du primaire du transformateur lorsqu'une capacité servant à faire résonner le système est introduite :

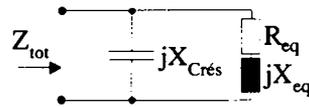


Fig. 10.19 Circuit équivalent réduit et sa capacité de résonance

On calcul alors l'impédance totale vue par l'onduleur :

$$\underline{Z}_{tot} = \frac{\frac{R_{eq}}{\omega^2 C_{rés}^2} + j \left(\frac{X_{eq}}{\omega^2 C_{rés}^2} - \frac{X_{eq}^2}{\omega C_{rés}} - \frac{R_{eq}^2}{\omega C_{rés}} \right)}{R_{eq}^2 + \left(X_{eq} - \frac{1}{\omega C_{rés}} \right)^2} \quad (10.44)$$

L'annulation de la partie imaginaire de l'impédance totale du système nous conduit à la valeur de la capacité de résonance :

$$C_{rés} = \frac{X_{eq}}{\omega(R_{eq}^2 + X_{eq}^2)} \quad (10.45)$$

10.6.3 Optimisation de la puissance transmise

Pour optimiser la puissance transmise, on compense au moyen d'une capacité série ou parallèle la partie imaginaire de l'impédance vue du secondaire du transformateur.

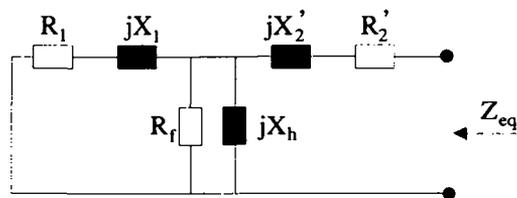


Fig. 10.20 Modèle électrique du transformateur vu du secondaire

On applique d'abord les simplifications suivantes :

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1} \quad \underline{Z}_2 = \frac{R_f X_h^2 + jR_f^2 X_h}{R_f^2 + X_h^2} \quad \underline{Z}_3 = \ddot{u}R_2 + j\ddot{u}X_{\sigma 2} \quad (10.46)$$

On peut alors écrire :

$$\underline{Z}_{eq} = \underline{Z}_3 + \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = R_{eq} + jX_{eq} \quad (10.47)$$

En développant cette dernière équation on obtient :

$$R_{eq} = \frac{(R_1^2 + X_{\sigma 1}^2) \left(\frac{R_f X_h^2}{R_f^2 + X_h^2} \right) + R_1 \left[\left(\frac{R_f X_h^2}{R_f^2 + X_h^2} \right)^2 + \left(\frac{R_f^2 X_h}{R_f^2 + X_h^2} \right)^2 \right]}{\left[R_1 + \left(\frac{R_f X_h^2}{R_f^2 + X_h^2} \right) \right]^2 + \left[X_{\sigma 1} + \left(\frac{R_f^2 X_h}{R_f^2 + X_h^2} \right) \right]^2} + \ddot{u} R_2 \quad (10.48)$$

$$X_{eq} = \frac{(R_1^2 + X_{\sigma 1}^2) \left(\frac{R_f^2 X_h}{R_f^2 + X_h^2} \right) + X_{\sigma 1} \left[\left(\frac{R_f X_h^2}{R_f^2 + X_h^2} \right)^2 + \left(\frac{R_f^2 X_h}{R_f^2 + X_h^2} \right)^2 \right]}{\left[R_1 + \left(\frac{R_f X_h^2}{R_f^2 + X_h^2} \right) \right]^2 + \left[X_{\sigma 1} + \left(\frac{R_f^2 X_h}{R_f^2 + X_h^2} \right) \right]^2} + \ddot{u} X_{\sigma 2} \quad (10.49)$$

La figure suivante présente deux possibilités d'optimisation de la puissance transmise par l'ajout d'une capacité en série ou en parallèle au secondaire :

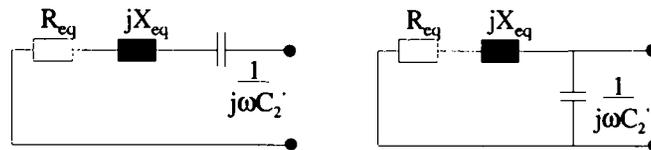


Fig. 10.21 Deux méthodes différentes d'optimisation de la puissance transmise

Dans les deux cas, il faut que l'impédance vue de la charge ne présente plus de terme imaginaire. Une capacité C_2 mise en série prend alors la valeur suivante :

$$jX_{eq} + \frac{\ddot{u}}{j\omega C_2} = 0 \quad \Rightarrow \quad C_2 = \frac{\ddot{u}}{\omega X_{eq}} \quad (10.50)$$

Pour une capacité mise en parallèle au secondaire on obtient :

$$\text{Im} \left[\frac{\ddot{u}^2 R_{eq} + j \cdot (\ddot{u}^2 X_{eq} - \ddot{u} \omega C_2 (X_{eq}^2 + R_{eq}^2))}{(\ddot{u} - \omega C_2 X_{eq})^2 + (\omega C_2 R_{eq})^2} \right] = 0 \quad \Rightarrow \quad C_2 = \frac{\ddot{u} X_{eq}}{\omega (R_{eq}^2 + X_{eq}^2)} \quad (10.51)$$

10.6.4 Calcul des grandeurs caractéristiques du transformateur.

On se base pour ce développement sur les résultats déjà obtenus aux relations (10.39) à (10.43). Le schéma équivalent simplifié du transformateur présenté à la figure 10.22 peut être adopté :

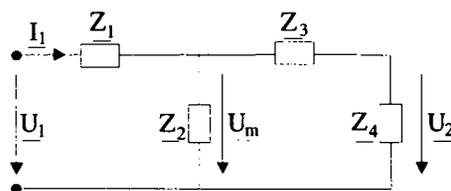


Fig. 10.22 Schéma électrique équivalent constitué d'impédances complexes

On peut calculer le courant primaire, le déphasage α_1 et la puissance fournie P_1 :

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_{in}} = \frac{\underline{U}_1}{a_7 + jb_7} = \underline{U}_1 \left(\frac{a_7 - jb_7}{a_7^2 + b_7^2} \right) = \underline{U}_1 (a_8 + jb_8) \quad (10.52)$$

$$\hat{I}_1 = \hat{U}_1 \sqrt{a_8^2 + b_8^2} \quad \alpha_1 = \arctan\left(\frac{b_8}{a_8}\right) \quad (10.53)$$

$$P_1 = \frac{\hat{I}_1 \cdot \hat{U}_1}{2} \cdot \cos(\alpha_1) \quad (10.54)$$

Le développement suivant permet de calculer la tension et le courant magnétisant.

$$\underline{U}_m = \underline{U}_1 - \underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_1 = \underline{U}_1 - \underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_1 = \underline{U}_1 (a_9 + jb_9) \quad (10.55)$$

Avec :

$$a_9 = 1 - a_1 a_8 + b_1 b_8 \quad b_9 = -a_1 b_8 - b_1 a_8 \quad (10.56)$$

Ainsi on obtient la valeur de crête de la tension magnétisante et celle du courant magnétisant :

$$\hat{U}_m = \hat{U}_1 \cdot \sqrt{a_9^2 + b_9^2} \quad \hat{I}_m = \hat{U}_1 \cdot \sqrt{\left(\frac{b_9}{X_h}\right)^2 + \left(\frac{a_9}{X_h}\right)^2} \quad (10.57)$$

On exprime alors la tension secondaire rapportée au primaire :

$$\underline{U}'_2 = \underline{U}_m \cdot \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4} = \underline{U}_1 \frac{(a_9 + jb_9) \cdot (a_4 + jb_4)}{(a_3 + a_4) + j(b_3 + b_4)} \quad (10.58)$$

En développant cette dernière expression on aboutit à la relation suivante :

$$\hat{U}'_2 = \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}}} \hat{U}_1 \sqrt{a_{12}^2 + b_{12}^2} \quad (10.59)$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_{10} &= a_9 a_4 - b_9 b_4 & a_{11} &= a_3 + a_4 & a_{12} &= \frac{a_{10} a_{11} + b_{10} b_{11}}{a_{11}^2 + b_{11}^2} \\ b_{10} &= a_9 b_4 + b_9 a_4 & b_{11} &= b_3 + b_4 & b_{12} &= \frac{a_{11} b_{10} - a_{10} b_{11}}{a_{11}^2 + b_{11}^2} \end{aligned} \quad (10.60)$$

On calcule finalement le courant secondaire :

$$\underline{I}'_2 = \frac{\underline{U}'_2}{\underline{Z}_4} = \frac{\underline{U}'_2}{a_4 + jb_4} = \hat{U}'_2 (a_{13} + jb_{13}) \quad (10.61)$$

Avec :

$$a_{13} = \frac{a_4}{a_4^2 + b_4^2} \quad b_{13} = \frac{-b_4}{a_4^2 + b_4^2} \quad (10.62)$$

On obtient alors :

$$\hat{I}_2 = \ddot{u} \cdot \hat{U}_2 \cdot \sqrt{a_{13}^2 + b_{13}^2} \quad (10.63)$$

10.6.5 Fichier de définition des structures en ferrite standard

Les structures en ferrite de type E proposées par les fabricants et appelées plus communément « pot » sont géométriquement définies dans un fichier appelé structure.txt. Ce fichier est utilisé par le logiciel de dimensionnement. Les valeurs qui y figurent sont tirées des catalogues délivrés par les fabricants de ferrites et se présentent sous la forme suivante :

1					0.0067	p1	
	0	ri			0.0067	p2	
	0.007025	h		***			
	0.001275	eb		4			
	0.0029	e1	pot 14		0	ri	
	0.001125	e2			0.01275	h	
	0.004175	p1			0.00245	eb	
	0.004175	p2			0.00565	e1	pot 26
***					0.00195	e2	
1T					0.00805	p1	
	0.00155	ri			0.00805	p2	
	0.00545	h		***			
	0.00125	eb		4T			
	0.0014	e1	pot 14		0.00275	ri	
	0.0011	e2			0.01	h	
	0.00415	p1			0.0024	eb	
	0.00415	p2			0.0029	e1	pot 26
***					0.00195	e2	
2					0.00805	p1	
	0	ri			0.00805	p2	
	0.009	h		***			
	0.00145	eb		5			
	0.003725	e1	pot 18		0	ri	
	0.001425	e2			0.015	h	
	0.0052	p1			0.0028	eb	
	0.0052	p2			0.00665	e1	pot 30
***					0.0023	e2	
2T					0.0094	p1	
	0.00155	ri			0.0094	p2	
	0.00745	h		***			
	0.0016	eb		5T			
	0.002175	e1	pot 18		0.00275	ri	
	0.001425	e2			0.01225	h	
	0.0053	p1			0.0028	eb	
	0.0053	p2			0.0039	e1	pot 30
***					0.0023	e2	
3					0.0094	p1	
	0	ri			0.0094	p2	
	0.0108	h		***			
	0.002	eb		6			
	0.004625	e1	pot 22		0	ri	
	0.0017	e2			0.01775	h	
	0.0067	p1			0.00345	eb	
	0.0067	p2			0.008	e1	pot 36
***					0.0026	e2	
3T					0.01085	p1	
	0.002275	ri			0.01085	p2	
	0.008525	h		***			
	0.002	eb		6T			
	0.00235	e1	pot 22		0.00275	ri	
	0.0017	e2			0.01505	h	

0.00345	eb			0.0279	p1	
0.0052	e1	pot 36		0.0279	p2	
0.0026	e2			***		
0.01085	p1			8T		
0.01085	p2			0.00325	ri	
***				0.0299	h	
7				0.0067	eb	
0	ri			0.01085	e1	pot 66
0.020225	h			0.0059	e2	
0.0037	eb			0.0279	p1	
0.008625	e1	pot 42		0.0279	p2	
0.003	e2			***		
0.01235	p1			9		
0.01235	p2			0	ri	
***				0.075	h	
7T				0.015	eb	
0.00275	ri			0.0325	e1	pot 150
0.01845	h			0.01	e2	
0.00445	eb			0.03	p1	
0.00595	e1	pot 42		0.03	p2	
0.00305	e2			***		
0.0174	p1			9T		
0.0174	p2			0.0129	ri	
***				0.0622	h	
8				0.015	eb	
0	ri			0.0196	e1	pot 150
0.0332	h			0.01	e2	
0.0067	eb			0.03	p1	
0.014	e1	pot 66		0.03	p2	
0.0059	e2					

Pour chaque taille, un numéro de 1 à 9 a été donné. Ce numéro est associé à la lettre « T » si la structure possède un trou central. Après la définition de la taille, on trouve les valeurs des dimensions de la structure définies selon les variables introduites au chapitre 4 lors de la définition géométrique de la structure. Les données relatives à chaque structure sont séparées entre elles par une suite de trois étoiles « *** ».

10.6.6 Fichier de définition des matériaux

Les caractéristiques des matériaux proposés par le logiciel de dimensionnement sont définies dans le fichier appelé « materio.txt ». Ce fichier a l'allure suivante :

N27				1.06	Cm
14	H1			1.458	x
100	H2			2.412	y
200	H3			0.000151	Ct2
0.04	B1			-0.0277	Ct1
0.36	B2			2.25	Ct
0.43	B3			6.0	résistivité
0.11	coefficient			0.40	induction max
8.41	Cm			4800	masse volumique
1.315	x			2100	mu initial
2.2	Ct2			***	
-0.02	Ct1			N87	
1.68	Ct			15	H1
3.0	résistivité			115	H2
0.50	induction max			300	H3
4750	masse volumique			0.04	B1
2000	mu initial			0.38	B2
***				0.44	B3
N67				0.15	coefficient
15	H1			0.0055	Cm
85	H2			1.89	x
200	H3			2.516	y
0.04	B1			0.000297	Ct2
0.35	B2			-0.0504	Ct1
0.42	B3			3.06	Ct
0.14	coefficient			8.0	résistivité

0.42	induction max	11	Cm
4800	masse volumique	1.3	x
2200	mu initial	2.5	y
***		0.000091	Ct2
3F3LF		0.0188	Ct1
15	H1	1.97	Ct
80	H2	2.0	résistivité
250	H3	0.40	induction max
0.04	B1	4800	masse volumique
0.35	B2	2000	mu initial
0.41	B3	***	
0.19	coefficient	3C85HF	
0.25	Cm	10	H1
1.6	x	50	H2
2.5	y	200	H3
0.000079	Ct2	0.04	B1
0.0105	Ct1	0.28	B2
1.26	Ct	0.39	B3
2.0	résistivité	0.14	coefficient
0.40	induction max	1.5	Cm
4750	masse volumique	1.5	x
1800	mu initial	2.6	y
***		0.000091	Ct2
3F3HF		0.0188	Ct1
15	H1	1.97	Ct
80	H2	2.0	résistivité
250	H3	0.40	induction max
0.04	B1	4800	masse volumique
0.35	B2	2000	mu initial
0.41	B3	***	
0.19	coefficient	C303	
0.02	Cm	1200	H1
1.8	x	7500	H2
2.5	y	25000	H3
0.000077	Ct2	0.05	B1
0.0105	Ct1	0.2	B2
1.28	Ct	0.35	B3
2.0	résistivité	0.1	coefficient
0.40	induction max	1.06	Cm
4750	masse volumique	1.458	x
1800	mu initial	2.412	y
***		0.000151	Ct2
3C85LF		-0.0277	Ct1
10	H1	2.25	Ct
50	H2	300	résistivité
200	H3	0.40	induction max
0.04	B1	3600	masse volumique
0.28	B2	24	mu initial
0.39	B3	***	
0.14	coefficient		

Les grandeurs $H_1, H_2, H_3, B_1, B_2, B_3$, servent à la définition de la caractéristique magnétique du matériau. $C_m, x, y, C_{t1}, C_{t2}, C_t$ sont des coefficients utilisés lors du calcul des pertes fer dans le matériau (Chapitre4).

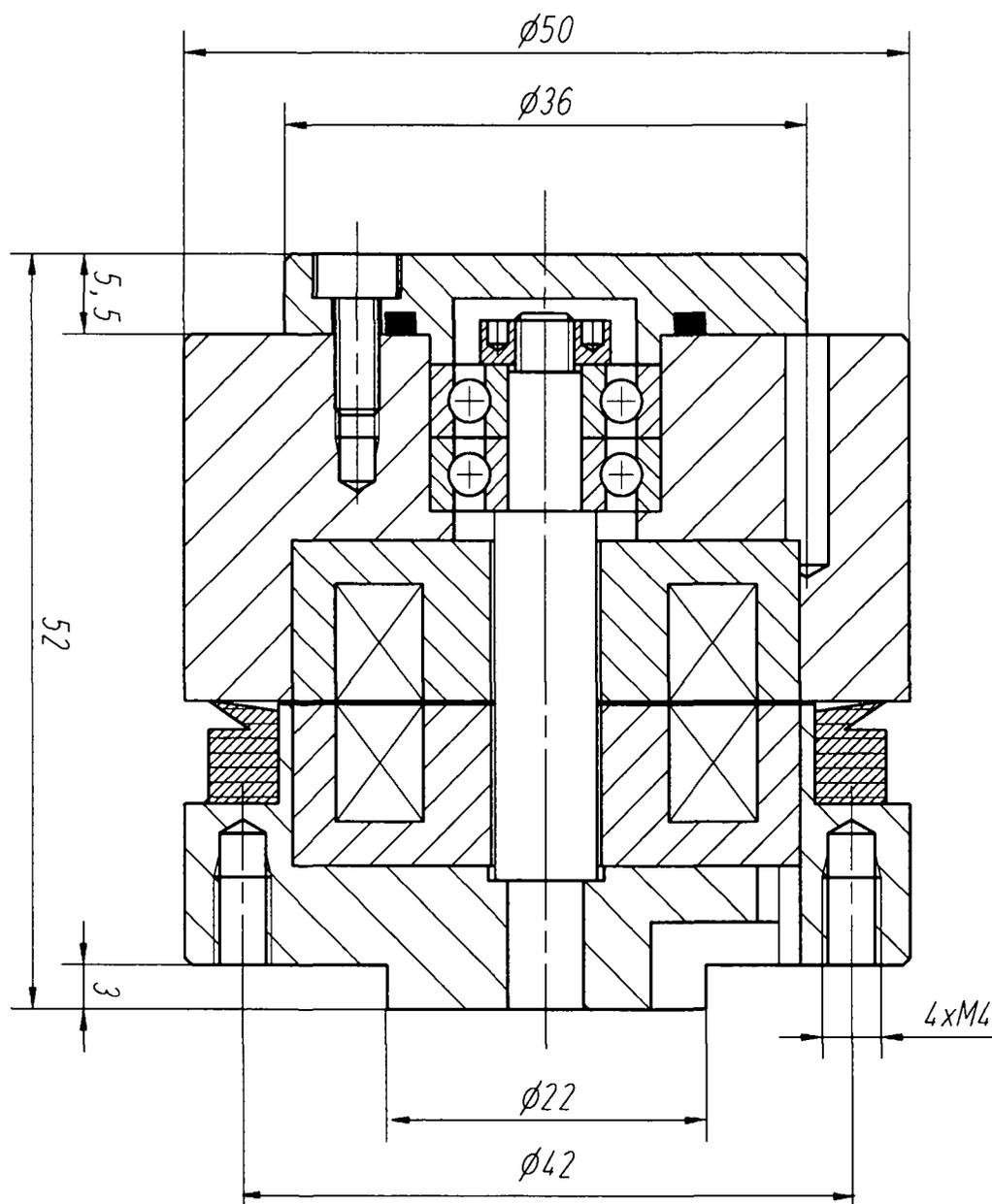
10.6.7 Résultats

Les lignes qui suivent présentent un extrait du fichier de résultats fourni par le programme de dimensionnement lors du dimensionnement de l'exemple traité au point 5.3.5.1. On trouve écrite en gras la solution réalisée.

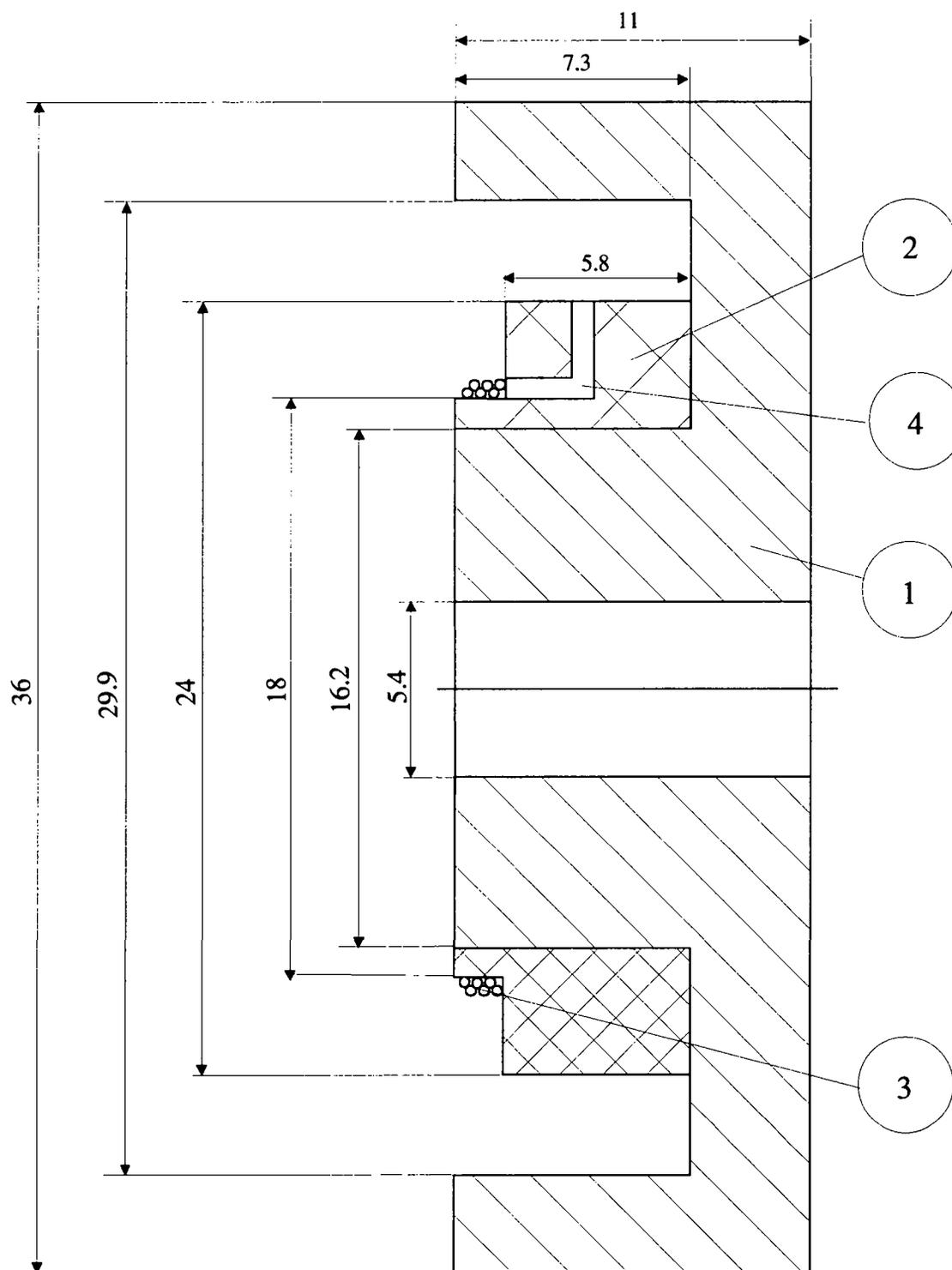
10.7 Annexes au chapitre 6

10.7.1 Description du transformateur destiné au réseau FIP

10.7.1.1 Dessin d'ensemble



10.7.1.2 Définition de la structure et du support de bobinage



Caractéristiques mécaniques générales:

Pièce 1: Ferrite de type Philips P36/22, matériau 3H1

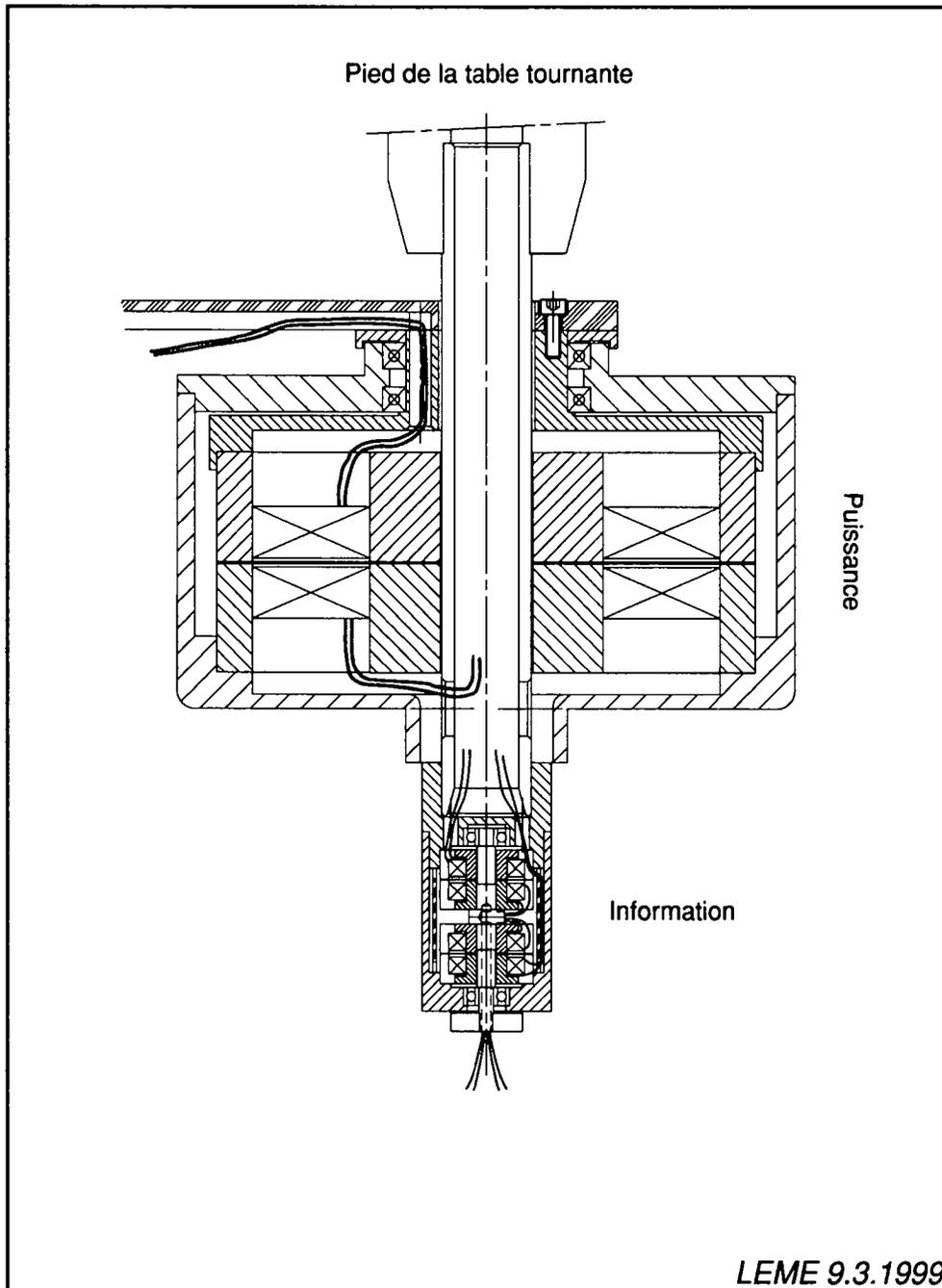
Pièce 2: Support de bobinage en matière plastique. Cette pièce doit être ajustée sur l'arbre central du pot et collée.

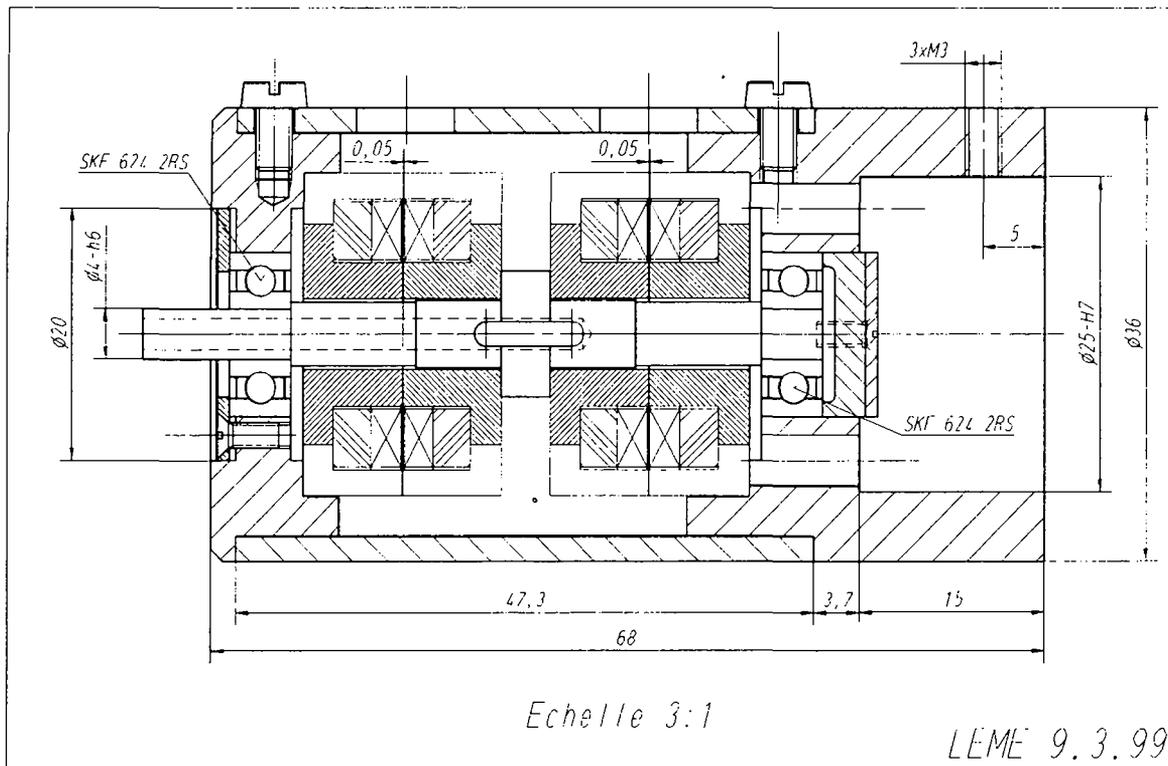
Pièce 3: Bobinage composé de 6 spires de fils en cuivre isolés de diamètre 0.3mm

Partie 4: Canal servant au passage des fils

10.7.2 Transmissions de puissance et d'information dissociées

10.7.2.1 Dessin d'ensemble (puissance et réseau Macro)

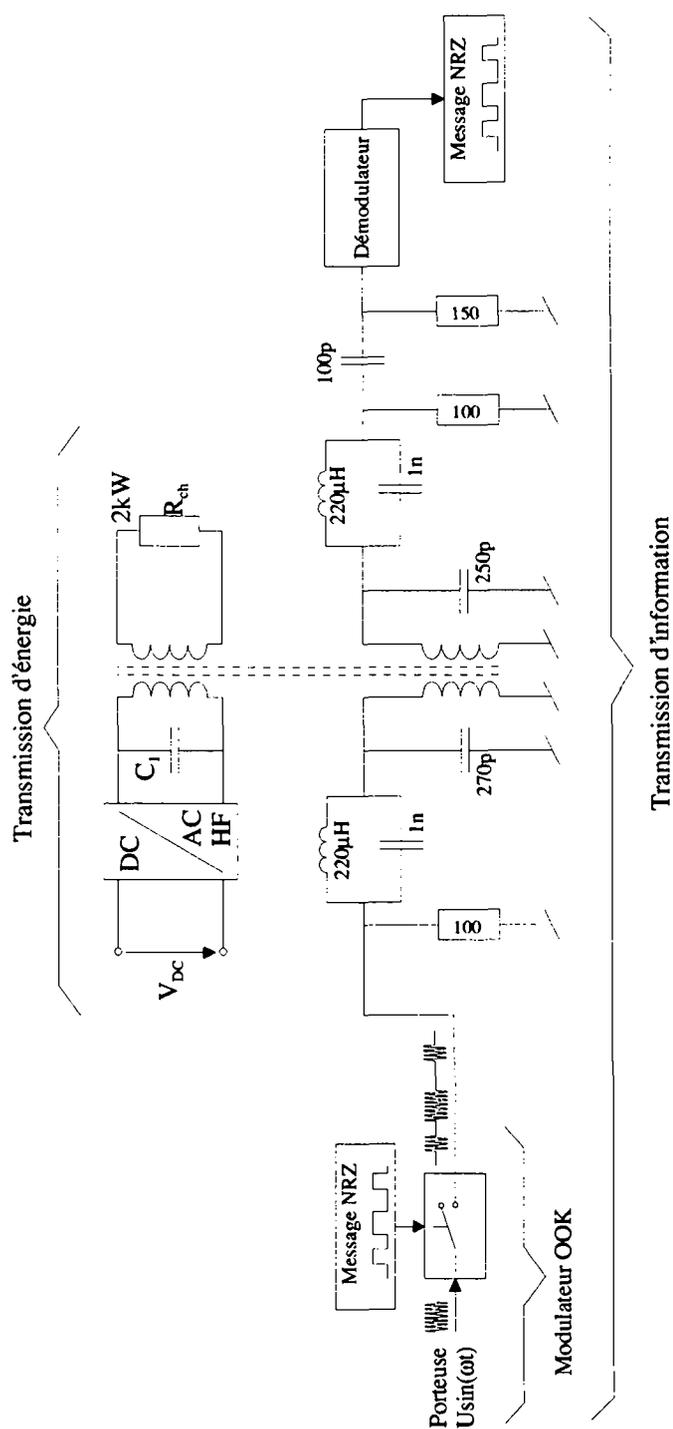


10.7.2 Transformateur d'information pour réseau Macro

10.8 Annexes au chapitre 7

10.8.1 Transmission d'énergie et d'information dans une structure en ferrite

10.8.1.1 Descriptif du système de test utilisé



LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

a	diamètre de fil	[m]
a	longueur	[m]
A	surface	[m ²]
A	affaiblissement	[dB]
b	longueur	[m]
b	facteur géométrique	[-]
B	induction magnétique	[T]
B	largeur de bande	[Hz]
c	longueur, chemin d'intégration	[m]
c	chaleur massique	[J/(kg·K)]
C	condensateur	[-]
C	capacité	[F]
C	capacité thermique	[J/K]
Cm	coefficient de Steinmetz	[-]
ct	coefficient de pertes	[-]
d	paramètre géométrique	[-]
d	longueur	[m]
D	déplacement électrique	[A·s/m]
D	diode	[-]
\dot{D}	débit de décision	[bit/s]
e	épaisseur	[m]
e	tension	[V]
Ep	énergie d'activation	[J]
f	fréquence	[Hz]
h	distance entre spire	[m]
H	champs magnétique	[A/m]
i	courant	[A]
I	courant	[A]
I	courant en régime permanent sinusoïdal	[A]
J	densité de courant	[A/mm ²]
k	constante de Boltzmann	[J/K]
k	rapport de transformation du transformateur	[-]
k	rapport entre rayon de la spire et diamètre du fil	[-]
k	coefficient	[-]
k	constante	[-]
k	coefficient de remplissage	[-]
l	longueur	[m]
lb	logarithme binaire	[-]
L	inductance	[H]
M	inductance mutuelle entre deux spires	[H]
\dot{M}	débit de moments	[Bd]
n	nombre de spires	[-]
N	nombre	[-]
p	profondeur	[m]
p	nombre de couches	[-]
P	puissance	[W]
P	pertes	[W]

q	rappport entre différentes grandeurs géométriques	[-]
\dot{Q}	source de chaleur	[W]
u	tension	[V]
ü	rappport de transformation élevé au carré	[-]
\underline{U}	tension en régime permanent sinusoïdal	[V]
r	rayon	[m]
R	résistance	[Ω]
R	réductance	[H ⁻¹]
S	surface	[m ²]
Sp	spire	[-]
t	temps	[s]
T	transistor	[-]
T	période électrique	[s]
v	vitesse de circulation de l'air	[m/s]
V	tension	[V]
V	volume	[m ³]
w	densité d'énergie magnétique	[J/m ³]
W	énergie magnétique	[J]
Z	impédance	[Ω]
x	coefficient de Steinmetz	[-]
x	variable	[m]
X	réactance	[Ω]
y	coefficient de Steinmetz	[-]
α	angle	[rad]
α	coefficient de convection	[W/(m ² ·K ⁴)]
β	paramètre de correction de forme	[-]
δ	angle de pertes	[rad]
δ	angle de conduction d'une diode	[rad]
ΔT	différence de température	[K]
ϵ	constante diélectrique	[A·s/(V·m)]
ϵ	émitivité d'une surface	[-]
Φ	flux	[V·s]
λ	conductibilité thermique	[W/(m·K)]
Λ	perméance	[A]
μ	perméabilité	[V·s/(A·m)]
π	pi, 3.14...	[-]
ρ	résistivité	[Ω ·m]
ρ	coefficient	[-]
θ	angle	[rad]
σ	constante de Stefan-Boltzmann	[W/(m ² ·K ⁴)]
τ	rappport cyclique	[-]
Ψ	flux totalisé	[V·s]
ω	pulsation électrique	[Hz]
∞	infini	[-]

LISTE DES INDICES

air	relatif à l'air	m	magnétique
AC	relatif à une tension alternative	m	milieu
b	relatif à un bobinage	max	faisant état d'un maximum
b	bit	min	faisant état d'un minimum
BF	basse fréquence	out	relatif à la sortie
c	coercitif	p	propre
c	convection	P _{cu}	relatif aux pertes cuivre
c	couplage	P _f	relatif aux pertes fer
ch	relatif à la charge	r	relatif
cond	conduction	r	rémanent
conv	convection	r	résiduel
Cu	relatif au cuivre	r	réflexion
DC	relatif à une tension continue	rayo	rayonnement
e	extérieur	s	secondaire
e	d'enclenchement	s	source
e	d'entrée	th	thermique
e	équivalent pour le fer	T	relatif à un transistor
e	en rapport à l'entrefer	v	relatif au vide
e	équivalent	x	relatif à une direction
eq	équivalent	y	relatif à une direction
f	relatif au fer	Z	relatif à une diode Zener
fr	concerne les franges		référence
F	Foucault	0	relatif au vide
Fe	relatif au fer	0	tension continue d'entrée de convertisseur
h	de champs principal		
h	hystérésis	12,21	pour inductances mutuelles
hyst	hystérésis	1..4	pour numérotation
i	insertion	1	primaire
i	intérieur	11	propre primaire
i	initial	22	propre secondaire
i, j	pour numérotation	2	secondaire relatif aux fuites
j	jonction	σ _e	relatif aux fuites d'encoches
L	relatif à une inductance		
m	magnétisant		

CURRICULUM VITAE

Nom : PERROTTET
Prénom : Marc
Date de naissance : 5 avril 1967
Nationalité : Suisse
Etat civil : Marié

Formation

Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, section Microtechnique, 1986-1992.

Obtention du Diplôme d'Ingénieur Microtechnicien EPF en février 1992.

Assistant-doctorant au Laboratoire d'Electromécanique et de Machines Electriques de l'EPFL depuis mai 1993.

Publications

M. Jufer, M. Perrottet, "Contactless Energy and Information Transmission for Electric Drives", First International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Control Systems, Electromotion'95, Cluj-Napoca, Romania, May 25-26, 1995, pp. 1-8.

M. Jufer, M. Perrottet, "Contactless Energy and Information Transmission for Electric Drives", Proceedings 24th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices (IMCSD), San Jose (Ca), June 1995, pp. 163-170.

M. Jufer, L. Cardoletti, P. Germano, B. Arnet, M. Perrottet, "Induction Contactless Energy Transmission System for an Electric Vehicle", 5th International conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments, Optim'96, Brasov (Roumania), May 1996, pp. 1157-1162.

M. Jufer, M. Perrottet, N. Macabrey, "Contactless Energy Transmission for Electric Drives", EPE Chapter Symposium on Electric Drive Design and Applications, Nancy, June 1996, pp 7-12.

M. Jufer, L. Cardoletti, P. Germano, B. Arnet, M. Perrottet, N. Macabrey, "Induction Contactless Energy Transmission System for an Electric Vehicle", ICEM96, International Conference on Electrical Machines, Vigo (Spain), Sept. 10-12, 1996, Vol II, pp. 343-347.

M. Jufer, N. Macabrey, M. Perrottet, "Modeling and Test of Contactless Inductive Energy Transmission", 5th International Conference Electrimacs 1996, Saint-Nazaire (France), Sept. 17-19, 1996, Vol 3/3, pp. 1199-1204.

M. Jufer, M. Perrottet, N. Macabrey, , "Modeling and Test of Contactless Inductive Energy Transmission", MATHEMATICS AND COMPUTER IN SIMULATION, 1998, pp. 197-211.

M. Jufer, M. Perrottet, "Lateral position sensor for an inductively powered automatic guided vehicle", EPE'99, Lausanne, Sept. 6-9, 1999, paper number 684.