ETUDE DES DEFAUTS DANS LES ASSOCIATIONS ONDULEUR - MACHINE ASYNCHRONE. EXEMPLE D'UNE CHAINE DE TRACTION

Nicolas Rétière

▶ **To cite this version:**

Nicolas Rétière. ETUDE DES DEFAUTS DANS LES ASSOCIATIONS ONDULEUR - MACHINE ASYNCHRONE. EXEMPLE D'UNE CHAINE DE TRACTION. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT : . tel-00908685

HAL Id: tel-00908685

https://theses.hal.science/tel-00908685

Submitted on 25 Nov 2013

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

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

MEDIATHEQUE AMPERE GRENOBLE INPG
D 051 097946 7

T534

THESE

présentée par :

Nicolas RETIERE

Ingénieur ENSIEG

pour obtenir le grade de **DOCTEUR**

de **l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE.**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie électrique)

==========

ETUDE DES DEFAUTS DANS LES ASSOCIATIONS ONDULEUR - MACHINE ASYNCHRONE. EXEMPLE D'UNE CHAINE DE TRACTION.

==========

Date de soutenance: 18 Novembre 1997

Composition du jury :

Messieurs	J. M. KAUFFMANN	Président - rapporteur
	B. TRANNOY	Rapporteur
	M. IVANES	Examinateur
	P. MANNEVY	Examinateur
	M. ROGER	Examinateur
	D. ROYE	Examinateur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

THESE

présentée par :

Nicolas RETIERE

Ingénieur ENSIEG

pour obtenir le grade de **DOCTEUR**

de **l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE.**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie électrique)

==========

ETUDE DES DEFAUTS DANS LES ASSOCIATIONS ONDULEUR - MACHINE ASYNCHRONE. EXEMPLE D'UNE CHAINE DE TRACTION.

==========

Date de soutenance: 18 Novembre 1997

Composition du jury :

Messieurs	J. M. KAUFFMANN	Président - rapporteur
	B. TRANNOY	Rapporteur
	M. IVANES	Examinateur
	P. MANNEVY	Examinateur
	M. ROGER	Examinateur
	D. ROYE	Examinateur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Remerciements

REMERCIEMENTS

Mes premiers remerciements s'adressent à M. le Professeur M. IVANES pour l'attention soutenue qu'il a portée aux travaux présentés dans ce mémoire et qui s'est concrétisée par une collaboration sans failles et chaleureuse. Qu'il soit assuré de ma sincère reconnaissance.
Je tiens aussi à exprimer ma gratitude à M. le Professeur D. ROYE qui a toujours su orienter mes travaux, depuis le DEA, avec rigueur ET bonne humeur.
Je remercie chaleureusement M. le Professeur A. FOGGIA pour l'intérêt porté à ce travail et sa gentillesse.

J'adresse mes plus vifs remerciements à M. le Professeur J.P. ROGNON pour son accueil au sein de l'équipe Commande et ses conseils avisés concernant la rédaction d'articles et autres essais.

Ces remerciements s'adressent aussi à M. le Professeur J.M. KAUFFMANN qui m'a fait l'honneur d'être président du Jury de thèse et qui a rapporté avec soin et rigueur l'ensemble des travaux présentés. Que M. le Professeur B. TRANNOY soit aussi assuré de ma gratitude pour avoir rapporté ce travail avec attention et chaleur.

Je remercie M. KIECKEN de la SNCF sans qui l'étude n'aurait pas pu être initiée et pour l'intérêt qu'il n'a cessé de manifester envers les travaux réalisés.
Je tiens tout particulièrement à exprimer ma gratitude envers M. MANNEVY P., Ingénieur SNCF, et M. ROGER M., Ingénieur GEC ALSTHOM, pour l'attention constante qu'ils ont porté à l'étude et qui s'est traduite par une collaboration amicale et des réunions de travail animées.

Je ne saurai oublier les personnes du LEG qui ont permis la réalisation ces travaux dans la bonne humeur :

- les techniciens, ingénieurs et secrétaires, véritables poumons du laboratoire sans qui rien ne peut se faire ;
- M. GERBAUD L., Chargé de Recherche au CNRS, et M. BOLOPION A., Maître de Conférences, pour leur disponibilité et leur aide dans la mise au point des outils de simulations ;

- MM LASTECOUERES S. et FRIZON V. qui ont permis, le temps d'un stage, la conception, la mise au point et la simulation du banc d'essais
- l'équipe de foot du laboratoire à géométrie (très) variable, Réza et Hassan, les thésards de la plate-forme et de l'équipe Commande.

Je tiens aussi à exprimer mes profonds sentiments à deux personnes qui m'ont accompagné au long de ces trois années :

- K'Louche, compagnon de lutte et de tous les instants (du RU aux concerts en passant par les matchs de foot) qui a su s'assurer, à jamais, mon amitié (Sniff ...) ;
- ZG1, il était 21h00 à sa montre SEIKO - PAS A QUARTZ .... Ah les joies du vin jaune, de la pêche, des anniversaires endiablés, des conversations à bâtons rompus (voire plus). Impayable ces Gauchos (Prononcer Gaotchos).

Et aussi, Thanx to : La famille, Fophie, Christophe (MMMHHH) et Claire, Cyrille (T'as branché la machine à laver ?), Divy (alias Romain Gary, alias Emile Ajard), Frankie (Valery's Boy), Marc (dit le Cow-boy), Pinou et Michel (On est crevé), Lionel (Dieu sait si je suis cinéphile), Fil et Hilda, La Vache dans l'arbre, Javier et le Loco, La Barak et Tapavu, Christine, François L. (Souvenir quand tu nous tiens), François P. (Le Feu), Bruno et Sarah, Eric (Faut positiver), Angéline (Il est où est Jean-Paul ?), Laurent (Sugar&Spice), Bad Card Rds, Laurent, Nathalie, Théo, Klaus, Arndt, Hanno, Thomas, la raia du Click.

Enfin, la dernière sera toujours la première : un grand merci à Cécile.

Sommaire

INTRODUCTION **1**

NOMENCLATURE **3**

CHAPITRE I : POSITION DU PROBLEME **7**

I. PROBLEMATIQUE GENERALE 7

I.1. Les associations Onduleur de tension - Machine asynchrone et la traction ferroviaire **7**

I.1.1. Historique *7*

I.1.2. Caractéristiques générales *9*

I.2. Les défauts d'une association onduleur de tension - machine asynchrone **10**

I.2.1. Défauts de la machine asynchrone à cage *10*

I.2.2. Les défauts de la commande *11*

I.2.3. Les défauts de l'onduleur *12*

a. Les défauts des semi-conducteurs de puissance 12

b. Les défauts de la commande de l'onduleur 14

I.2.4. Choix des types de défauts étudiés *15*

II. PRINCIPES DE L'ETUDE DES REGIMES DE DEFAUTS 16

II.1. Cahier des charges minimal nécessaire à un modèle d'étude **16**

II.2. Modèle de la machine **18**

II.2.1. Principe et hypothèses *19*

II.2.2. Représentation par schéma équivalent *21*

II.2.3. Conséquences de la saturation sur le schéma équivalent *22*

II.2.4. Principe de l'identification des inductances saturables *22*

a. Essai à vide 22

b. Essai rotor bloqué 24

II.2.5. Topologie finale du modèle de la machine *25*

II.3. Modèle de l'onduleur de tension **26**

II.4. Méthodes d'étude des régimes de défaut de l'association **28**

III. VERS UN NECESSAIRE DEPASSEMENT DES APPROCHES PRESENTEES 29

III.1. La modélisation de l'association **29**

III.2. L'étude de l'association **30**

III.3. Eléments d'une méthodologie **30**

CHAPITRE II : ETUDE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE **33**

I. PRESENTATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS 34

I.1. Formulation des équations de Maxwell **34**

I.1.1. Formulation magnétostatique vectorielle *34*

I.1.2. Formulation magnétodynamique complexe *35*
I.1.3. Formulation magnétoévolutive *37*
I.2. Résolution des formulations par la méthode des éléments finis **37**
I.2.1. Description de la géométrie *38*
I.2.2. Description du circuit électrique *40*
I.2.3. Affectation des propriétés physiques *41*
I.2.4. Résolution des équations *41*
I.3. Application de la méthode des éléments finis **41**
II. APPLICATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS A LA FORMULATION MAGNETODYNAMIQUE COMPLEXE 42
II.1. Conditions générales de la modélisation **42**
II.2. Inclusion des termes 3D dans une modélisation 2D **43**
II.2.1. Méthodes de calcul des paramètres relatifs aux extrémités *44*
a. Les têtes de bobine 44
b. Les anneaux de court-circuit 47
II.3. Comparaison avec les essais de type **51**
II.3.1. Comparaison avec les essais de type à vide *51*
II.3.2. Comparaison avec les essais de type rotor bloqué *52*
II.3.3. Correction empirique des termes tridimensionnels *54*
III. APPLICATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS A L'ETUDE DU COURT-CIRCUIT TRIPHASE 56
III.1. Simulation du court-circuit triphasé **56**
III.2. Analyse de l'état électromagnétique et des formes d'onde **57**
III.2.1. Présentation des formes d'onde *57*
III.2.2. Analyse des lignes de champ *58*
III.2.3. Conséquences sur le niveau de saturation des tôles *61*
III.2.4. Conséquences sur le déplacement de courant dans les barres de la cage *61*
III.2.5. Conséquences pour la modélisation de la machine *61*
III.3. Contraintes induites par le court-circuit **61**
III.3.1. Etude des contraintes sur les becs d'encoche *62*
a. Méthode et résultats du calcul des contraintes 62
b. Interprétation 64
III.3.2. Efforts électrodynamiques sur les barres *65*
a. Méthode et résultats du calcul des efforts 65
b. Interprétation 65
IV. CONCLUSION 67
CHAPITRE III : ETUDES ET MODELES SIMPLIFIES DES COURTS-CIRCUITS TRIPHASES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE **68**
I. APPROCHE ANALYTIQUE DU COURT-CIRCUIT TRIPHASE 68
I.1. Principe et hypothèses **68**

I.2. Résolution analytique **69**
I.2.1. Expressions des maxima du couple et du courant de court-circuit *71*
a. Valeur du couple maximal pour des conditions initiales nominales 71
b. Valeur du couple maximal pour des conditions initiales quelconques 72
c. Valeur du courant maximal pour des conditions initiales quelconques 72
I.2.2. Prise en compte de l'amortissement *73*
I.2.3. Prise en compte de la saturation *75*
I.2.4. Prise en compte de l'effet de peau *75*
I.3. Résultats **75**
II. APPROCHE NUMERIQUE SIMPLIFIEE DU COURT-CIRCUIT TRIPHASE 78
II.1. Emploi du schéma équivalent simple cage **78**
II.2. Vers un schéma équivalent fin du moteur **78**
II.2.1. Modélisation de l'effet de peau d'une machine asynchrone à cage *79*
II.2.2. Modélisation de la saturation d'une machine asynchrone à cage *81*
II.2.3. Topologie et équations du modèle adopté *83*
a. Topologie 83
b. Equations 84
II.3. Procédure d'identification du schéma équivalent fin **84**
II.3.1. Identification des paramètres de la branche principale du schéma équivalent *84*
II.3.2. Identification des paramètres représentatifs de l'effet de peau *85*
a. Principe théorique 85
b. Mise en oeuvre pratique 87
II.3.3. Identification de $l_{\sigma m}$ *89*
II.4. Application et résultats de la procédure d'identification **90**
II.5. Application des modèles à la simulation d'un court-circuit triphasé **96**
III. CONCLUSION 99

CHAPITRE IV : ETUDE EXPERIMENTALE DES COURTS-CIRCUITS TRIPHASES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE CAGE **101**

I. MODELISATION DES REGIMES TRANSITOIRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE CAGE 102
I.1. Le schéma équivalent **102**
I.2. Remarques sur la saturation **103**
I.3. Formulation opérationnelle **104**
I.4. Application à l'étude analytique du court-circuit triphasé **108**
I.4.1. Expression du courant de court-circuit *108*
I.4.2. Expression du couple de court-circuit *112*
II. PRESENTATION ET IDENTIFICATION DU BANC EXPERIMENTAL 114
II.1. Fonction et réalisation du banc **114**
II.1.1. Fonctions du banc *114*
II.1.2. La machine asynchrone *116*

II.1.3. L'alimentation triphasée ... *116*
II.1.4. Le court-circuiteur [CHR-97] ... *116*
II.1.5. Mesures et acquisitions ... *118*
II.2. Identification expérimentale des paramètres électriques de la machine ... **118**
II.2.1. Présentation succincte des méthodes conventionnelles ... *118*
II.2.2. Méthodologie expérimentale adoptée ... *119*
II.2.3. Résultats de l'identification ... *120*
II.2.4. Les valeurs des paramètres des modèles ... *123*
II.3. Identification des autres paramètres du banc ... **125**
II.3.1. Identification expérimentale des paramètres mécaniques ... *125*
II.3.2. Identification de la chute de tension du court-circuiteur ... *125*
III. DE LA MISE EN OEUVRE A LA VALIDATION EXPERIMENTALE ... 126
III.1. Points de méthodologie ... **126**
III.2. Validité de la formulation analytique ... **127**
III.3. Validité de l'approche numérique simplifiée ... **129**
III.4. L'estimation du couple ... **130**
III.5. Conclusion ... **131**

CHAPITRE V : MODELISATION ET ANALYSE DES ASSOCIATIONS ONDULEUR DE TENSION - MACHINE ASYNCHRONE ... **133**

I. LA METHODOLOGIE GENTIANE ... 134
I.1. La décomposition modulaire et la notion de bloc ... **135**
I.1.1. Règles et définitions ... *135*
I.1.2. Illustration de la décomposition modulaire ... *136*
a. Le bloc alimentation ... 136
b. Le bloc onduleur - machine ... 136
c. Les blocs arbre et charge ... 136
d. Le bloc capteur ... 137
e. Les blocs de commande ... 137
I.2. La description du bloc onduleur de tension - machine asynchrone ... **138**
I.3. Elaboration des modèles informatiques ... **139**
I.4. Construction et simulation de l'application ... **140**
II. ANALYSE VECTORIELLE DES DEFAUTS D'UNE ASSOCIATION ... 143
II.1. Modélisation vectorielle de l'association ... **143**
II.1.1. L'onduleur de tension et son pilotage ... *143*
II.1.2. La machine ... *145*
II.2. Analyse vectorielle du fonctionnement de l'association ... **146**
III. ETUDE DES DEFAUTS DU CONVERTISSEUR ... 149
III.1. Etude du défaut de court-circuit symétrique ... **151**
III.1.1. Analyse structurelle ... *151*

III.1.2. Analyse vectorielle *151*
III.1.3. Facteurs influençant l'amplitude maximale du couple de défaut *152*
III.2. Etude du défaut de court-circuit d'un interrupteur **152**
III.2.1. Analyse structurelle *152*
III.2.2. Analyse vectorielle *154*
a. position angulaire initiale de $\varphi_r = 210°$ 155
b. position angulaire initiale de $\varphi_r = 330°$ 156
c. Conséquences sur le couple électromagnétique 156
III.2.3. Facteurs influençant l'amplitude maximale du couple de défaut *157*
III.2.4. Remarque sur l'inhibition du thyristor GTO complémentaire *157*
III.3. Etude du défaut de court-circuit de deux interrupteurs **158**
III.3.1. Analyse vectorielle *158*
a. position angulaire initiale de $\varphi_r = 210°$ 158
b. position angulaire initiale de $\varphi_r = 330°$ 159
c. Conséquences sur le couple électromagnétique 160
III.3.2. Facteurs influençant l'amplitude maximale du couple de défaut *160*
III.4. Conclusion sur l'étude des défauts **161**
IV. ETUDE EXPERIMENTALE 161
IV.1. Description du banc d'essai [LAS-97] - [FRI-97] **162**
IV.2. Modélisation du banc expérimental **164**
IV.2.1. La décomposition modulaire *164*
IV.2.2. La génération des modèles informatiques des blocs *165*
IV.2.3. Identification des paramètres des modèles *166*
IV.3. Validation en régime établi [LAS-97] **167**
IV.4. Validation en régime de défaut de fermeture **168**
V. LA POURSUITE DE LA VALIDATION 170
VI. CONCLUSION 171
CONCLUSION **173**
ANNEXE 1 : COMPARAISON AVEC LES ESSAIS DE TYPE A 140 HZ **177**
ANNEXE 2 : DERIVATION COMPLETE DES EQUATIONS DU SCHEMA EQUIVALENT **178**
ANNEXE 3 : LA COMMANDE DU COURT-CIRCUITEUR **183**
ANNEXE 4 : DEFAUT DE FERMETURE DE LA CHAINE DE TRACTION **184**
ANNEXE 5 : VALIDATION EN ONDES MLI ET REGIME ETABLI **185**
BIBLIOGRAPHIE **186**

Introduction

INTRODUCTION

Les développements des composants de l'électronique de puissance ont permis l'utilisation des associations convertisseur - machine électrique alternative pour la traction ferroviaire et de ce fait un gain de performances important.
Cet accroissement des performances ne peut se faire au détriment de la sécurité et de la fiabilité. Une étude des régimes de défaut de l'association s'avère donc indispensable afin d'anticiper ou de maîtriser les conséquences des éventuelles défaillances. Bien entendu, ce problème n'est pas propre à la traction ferroviaire, il est de même nature pour tous les entraînements électriques basés sur une association convertisseur - machine.

Les associations onduleur de tension - machine asynchrone occupent une place privilégiée parmi les associations destinées à la traction ferroviaire. En effet, la machine asynchrone est reconnue pour sa robustesse et son faible coût de construction et de maintenance. En outre, alimentée en tension et fréquence variables par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion, elle offre des performances extrêmement intéressantes.
Parmi les régimes de défaut possibles, le fonctionnement à la suite d'un défaut de l'onduleur est particulièrement critique car, outre une modification radicale des performances, il peut se manifester par la destruction ou la rupture d'éléments sensibles de la chaîne de traction.

Ainsi, l'objectif premier du travail présenté dans ce mémoire est d'acquérir une plus grande connaissance des fonctionnements d'une association onduleur de tension - machine asynchrone à la suite d'un défaut de l'onduleur.

L'accent sera particulièrement mis sur la machine asynchrone car, assurant la conversion électromécanique, elle est au coeur de la répercussion du défaut vers la transmission mécanique, élément vital pour la sécurité.

En traction électrique, les transferts d'énergie qui ont lieu au sein de l'association ont des niveaux tels qu'il est extrêmement délicat de mener l'étude sur la base d'expérimentations. Le travail sera donc

essentiellement tourné vers la recherche de modèles d'étude des régimes de défaut, les vérifications expérimentales étant faites sur des bancs d'essais à faible puissance.

Notre démarche pour atteindre ces objectifs peut être résumée en cinq points.

Dans le premier chapitre, nous situerons notre travail dans le cadre général des études des associations onduleur de tension - machine asynchrone et nous rappellerons les approches classiques utilisées pour mener ce type d'études. Elles constitueront la base de la méthodologie de modélisation et d'analyse proposée dans ce mémoire.

A la suite de ce chapitre d'introduction, une première approche des régimes de défaut sera présentée dans le chapitre 2 sous la forme d'une analyse par la méthode des éléments finis des courts-circuits triphasés d'un moteur de traction.

Le chapitre 3 aborde le même problème en partant des équations différentielles classiques de la machine. Cette approche sera présentée dans un ordre de complexité croissante, allant de formules analytiques simples à la mise en oeuvre d'un schéma équivalent fin, prenant en compte la saturation et le déplacement de courant.

Le chapitre 4 présentera la validation expérimentale des approches précédentes pour un moteur d'une puissance, bien sûr, largement inférieure à celle d'un moteur de traction. Cette validation sera menée sur la base d'essais expérimentaux de courts-circuits triphasés.

Avant de conclure, le retour vers l'étude des régimes de défaut de l'association complète sera amorcé. Il consistera, tout d'abord, en la présentation et l'application d'une nouvelle méthodologie de modélisation et de simulation des associations convertisseur - machine. Sur la base des simulations d'une chaîne de traction ferroviaire utilisant le moteur précédemment modélisé, l'analyse vectorielle des régimes de défaut sera détaillée. Finalement, la mise au point d'un banc expérimental spécifique ayant été menée en parallèle, des premiers éléments de réponse concernant la validité des modèles et méthodes d'étude de l'association complète seront apportés.

Nomenclature

NOMENCLATURE

Nota Bene : les grandeurs vectorielles sont en caractère gras, les grandeurs scalaires sont laissées en caractère normal.

Grandeurs relatives aux équations de Maxwell et aux équations constitutives des milieux

$\mathbf{E}$	potentiel vecteur électrique (V/m)
$\mathbf{D}$	induction électrique (C/m^2)
$\mathbf{A}$	potentiel vecteur magnétique (Wb/m)
$\mathbf{H}$	champ magnétique (A/m)
$\mathbf{B}$	induction magnétique (T)
$\mathbf{B_L}$	composante longitudinale de **B** (T)
$\mathbf{B_T}$	composante transversale de **B** (T)
B_n	composante normale à un élément surfacique de **B** (T)
B_t	composante tangentielle à un élément surfacique de **B** (T)
$\mathbf{P}$	pression magnétique surfacique unitaire (N/m^2)
P_n	composante normale à un élément surfacique **P** (N/m^2)
P_t	composante tangentielle à un élément surfacique de **P** (N/m^2)
$\mathbf{n}$	normale sortante à un élément surfacique unitaire
$\mathbf{J}$	densité surfacique de courant (A/m^2)
ρ	densité volumique de charge (C/m^3)
μ	perméabilité (H/m)

Tensions

$\mathbf{V}_s$	vecteur tension stator
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	tensions simples phase - neutre de la machine (V)
V_s	valeur efficace de $\mathbf{V}_s$ (V)
V_{sn}	valeur efficace nominale de $\mathbf{V}_s$ (V)
Φ	position angulaire initiale de $\mathbf{V}_s$ dans le référentiel lié au stator (rad)

$\mathbf{e_s}$	vecteur force contre-électromotrice
e_a, e_b, e_c	forces contre-électromotrice par phase de la machine (V)
$\mathbf{u_s}$	vecteur tension induit par le flux stator
$\mathbf{u_m}$	vecteur tension induit par le flux magnétisant
$\mathbf{u_r}$	vecteur tension induit par le flux de fuite du rotor
$\mathbf{u_{\sigma m}}$	vecteur tension induit par le flux mutuel de fuite

Courants

i_a, i_b, i_c	courants des phases de la machine (A)
i_{amax}	valeur maximale du courant de court-circuit de la phase (a) (A)
$\mathbf{i}_s$	vecteur courant stator
I_s	valeur efficace de $\mathbf{i}_s$ (A)
I_{sn}	valeur efficace nominale de $\mathbf{i}_s$ (A)
I_d	valeur efficace du courant de démarrage (A)
I_{dn}	valeur efficace nominale du courant de démarrage (A)
$\mathbf{i}_r$	vecteur courant rotor
$\mathbf{i}_m$	vecteur courant magnétisant
φ	déphasage entre $\mathbf{i}_s$ et $\mathbf{V}_s$ (rad)
φ_n	déphasage nominal entre $\mathbf{i}_s$ et $\mathbf{V}_s$ (rad)
φ_d	déphasage au démarrage entre $\mathbf{i}_s$ et $\mathbf{V}_s$ (rad)

Flux

φ_s	vecteur flux stator
θ_s	position angulaire de φ_s dans le référentiel lié au stator (rad)
φ_r	vecteur flux rotor
θ_r	position angulaire de φ_r dans le référentiel lié au stator (rad)
$\varphi_{\sigma m}$	vecteur flux mutuel de fuite
φ_s, φ_r	module de φ_s et φ_r (Wb)
γ	angle entre φ_s et φ_r (rad)

Couples

Γ_{elm}	couple électromagnétique de la machine (Nm)
Γ_n	couple nominal de la machine (Nm)
Γ_{max}	amplitude maximale du couple de court-circuit (Nm)
Γ_{ch}	couple de charge (Nm)
Γ_s	couple de frottements secs (Nm)

Fréquences, pulsations et angles

f_s	fréquence d'alimentation de la machine (Hz)
ω_s	pulsation d'alimentation de la machine (rad/s)
ω_{sn}	pulsation nominale d'alimentation de la machine (rad/s)
ω	pulsation mécanique du rotor = $p\Omega$ (rad/s)
ω_r	pulsation de glissement (rad/s)
Ω	vitesse mécanique du rotor (rad/s)
θ	position angulaire du rotor dans le référentiel de Concordia (rad)
g	glissement de la machine

Paramètres de la machine asynchrone

p	nombre de paires de pôles
R_s	résistance statorique (Ω)
Z_s	impédance opérationnelle
R_r	résistance rotorique (Ω)
R_{ri}	résistance ramenée au stator de la branche n°i du rotor (Ω)
$l_{\sigma s}$	inductance de fuite stator (H)
$l_{\sigma r}$	inductance de fuite rotor ramenée au stator (H)
$l_{\sigma ri}$	inductance de fuite ramenée au stator de la branche n°i du rotor (H)
$l_{\sigma m}$	inductance de fuite mutuelle ramenée au stator (H)
σ	coefficient de dispersion
L	inductance opérationnelle
L_s	inductance statorique (appelée aussi inductance principale) (H)
L'_s	inductance statorique transitoire
L''_s	inductance statorique subtransitoire
L_r	inductance rotorique (H)
L_m	inductance magnétisante (H)
f_1	coefficient des frottements visqueux d'ordre 1 (S.I.)
f_2	coefficient des frottements visqueux d'ordre 2 (S.I.)

Constantes de temps de la machine asynchrone

τ_s, τ_r	constantes de temps stator et rotor (s)
τ	constante d'amortissement moyen de la machine (s)
T'	constante de temps transitoire du rotor, stator en court-circuit
T''	constante de temps subtransitoire du rotor, stator en court-circuit
T'_0	constante de temps transitoire du rotor, stator ouvert

T''_0	constante de temps subtransitoire du rotor, stator ouvert
T_a	constante de temps transitoire du stator, rotor en court-circuit
α	inverse de la constante de temps subtransitoire du stator, rotor en court-circuit

Grandeurs relatives à la MLI

U_{DC}	tension du bus continu de l'onduleur (V)
$\mathbf{V_i}$	vecteur tension appliqué par l'onduleur
T_{PWM}	période de MLI (s)
T_i	durée d'application du vecteur tension (s)
S_i	ordre de commande du bras de la phase (i)

Chapitre I : position du problème

Chapitre I : POSITION DU PROBLEME

L'objectif de ce chapitre est de situer l'étude des régimes de défauts d'une chaîne de traction ferroviaire à motorisation asynchrone au sein du cadre, très large, de l'étude des associations convertisseurs statiques - machines électriques. Après un rapide historique de l'utilisation des associations onduleur de tension - moteur asynchrone dans la traction ferroviaire, la problématique de l'étude sera précisée : structure de l'association, types des défauts. Les principes de l'étude des régimes de défaut seront ensuite présentés. Ceci conduira à la proposition des grands axes d'une nouvelle méthodologie d'étude.

I. PROBLEMATIQUE GENERALE

I.1. Les associations Onduleur de tension - Machine asynchrone et la traction ferroviaire

I.1.1. Historique

Un opérateur ferroviaire doit disposer d'une chaîne de traction qui fournisse un effort variable sur une plage de vitesse donnée. Les contraintes auxquelles doit répondre le choix de cette chaîne de traction sont essentiellement relatives à la sécurité, aux performances et à la rentabilité économique.

Ces contraintes sont [PRO-93] :

1. des caractéristiques effort - vitesse adaptées à l'engin (automotrices de banlieue, locomotives pour le transport des voyageurs ou du fret, trains à grande vitesse).

2. la maîtrise des régimes transitoires survenant lors de la marche de l'engin : décollement de pantographe, patinage, réapplication de l'effort après une marche sur l'erre qui correspond au blocage des commandes de l'onduleur, l'engin roulant alors sur sa seule inertie [PEL-96].

3. la sécurité et le confort des voyageurs.

4. le respect de la compatibilité électromagnétique entre les signaux générés par la puissance et les signaux utilisés pour les réseaux de signalisation et de téléphone.

5. la compatibilité éventuelle avec les différents réseaux d'alimentation ferroviaire européens.

6. la réduction du coût de la construction et de la maintenance.

La solution initialement adaptée d'une motorisation à courant continu a été peu à peu abandonnée depuis le début des années 80 au profit des motorisations à courant alternatif.

Cet abandon a été justifié pour plusieurs raisons :

- Gain important de la puissance et du couple massique pouvant aller jusqu'à plus de 50 % suivant la puissance nominale qui permet de tracter des charges remorquées plus importantes à une vitesse plus élevée [DIA-93].
- Absence de contacts mobiles d'où une construction plus simple (plus particulièrement pour la machine asynchrone à cage) et une maintenance moindre.
- Vitesse périphérique des pièces en rotation élevée.
- Moindre coût de construction.

Il a été possible du fait des progrès :

- de l'électronique de puissance qui ont permis l'utilisation de convertisseurs statiques à la place des groupes tournants au coût de maintenance prohibitif [PRO-93].
- de la commande (asservissement et régulation, MLI) qui ont entraîné une meilleure maîtrise des régimes transitoires [PEL-96] - [DIA-93] et de la pollution harmonique.

Le thyristor était le seul semi-conducteur utilisable dans la gamme de puissance des applications ferroviaires au début des années 80. La première chaîne à motorisation alternative envisagée a alors été l'association commutateur de courant / machine synchrone qui n'utilisait pas la commutation forcée. Avec le développement des thyristors GTO et de l'électronique de commande, l'utilisation d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone a pu enfin être possible. C'est la

solution adoptée pour les nouvelles générations de locomotives et de trains à grande vitesse. Cette solution résulte d'un compromis entre la complexité de la structure de puissance et de commande, la simplicité de construction du moteur asynchrone (et donc son faible coût) et sa robustesse.

I.1.2. Caractéristiques générales

Le moteur est une machine asynchrone à cage qui permet d'obtenir un couple de démarrage élevé et un rendement en régime de fonctionnement nominal satisfaisant du fait de l'effet de peau dans les barres de la cage [WIL-95] - [VAS-92] - [ORA-95].
Afin de répartir équitablement la puissance entre chaque moteur et de tolérer des écarts sur les diamètres des roues, les moteurs sont généralement alimentés individuellement par un onduleur de tension [PRO-93] - [PLU-77]. L'alimentation des onduleurs peut être commune ou individuelle et elle est fonction du type d'alimentation de la ligne (25kV-50 Hz / 1500V=...).
La commande est généralement vectorielle à flux rotorique orienté [DIA-93] - [BON-91]. Le pilotage de l'onduleur est dans ce cas réalisé par une succession de modes de MLI (asynchrone, synchrone, angles calculés) qui assurent le respect des contraintes de l'onduleur et d'un taux d'harmonique acceptable quel que soit la fréquence de rotation du moteur [DIA-93]. Pour les modes asynchrone et synchrone, la MLI est du type intersectif ou vectoriel [PEL-96].

Le schéma de principe de la chaîne de traction asynchrone peut alors être décrit par la Figure I-1.

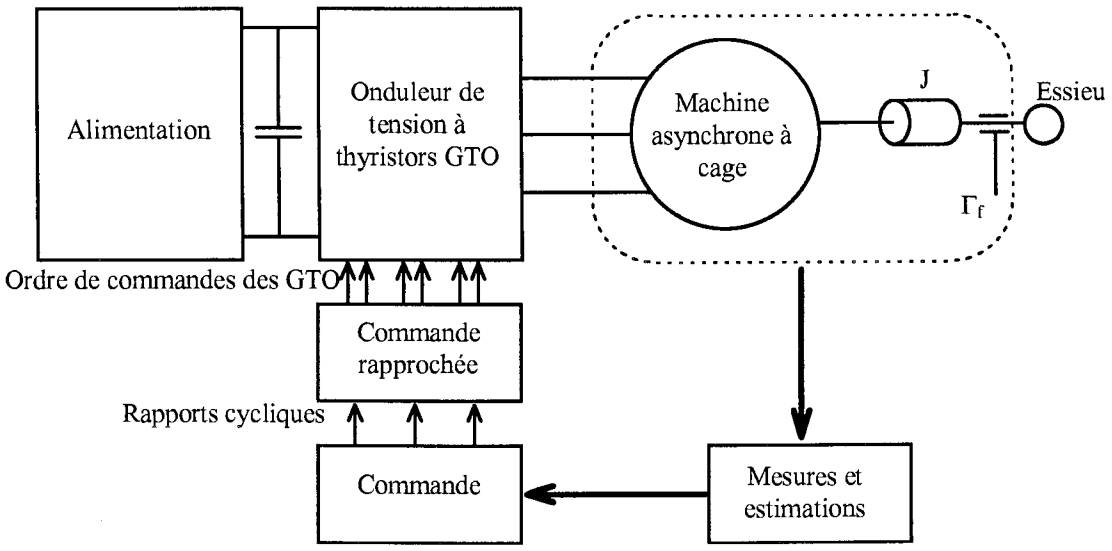


Figure I-1 : schéma de principe de la chaîne de traction asynchrone.

J : inertie ramenée à l'arbre moteur des masses de l'engin.

Γ_f : Couple résistant ramené à l'arbre moteur dû au roulement, aux frottements mécaniques et à la résistance de l'air [PAP-96] - [TES-78].

I.2. Les défauts d'une association onduleur de tension - machine asynchrone

Les impératifs de fiabilité, de disponibilité et de sécurité imposent l'étude des causes et conséquences des défauts d'une chaîne de traction asynchrone telle qu'elle est définie à la Figure I-1.
On entend par défaut le fonctionnement anormal d'un organe ou d'une fonction a priori sain. Les défauts peuvent être classés suivant les blocs fonctionnels où ils apparaissent [THO-95a] :

- Ligne
- Alimentation de l'onduleur
- Onduleur
- Machine
- Commande + MLI + capteurs
- Transmission mécanique.

Notre étude est restreinte à l'association Onduleur de tension - Machine asynchrone au sens strict. L'environnement propre à la traction ferroviaire (ligne, alimentation multitension, transmission mécanique) est donc mis au second plan. Malgré cela, les défauts de l'association seront avant tout étudiés du point de vue de leurs conséquences sur cet environnement et notamment sur la transmission mécanique qui est un élément clé de la fiabilité et de la sûreté d'un train. La redondance des équipements peut, en effet, permettre à la rigueur la destruction d'un élément de puissance mais absolument pas la rupture d'une transmission mécanique qui amènerait l'immobilisation du train voire son déraillement ! Le moteur asynchrone étant à l'origine du couple d'excitation de la transmission mécanique, l'étude de ses défauts ou de ceux influant sur le couple électromagnétique présente donc un intérêt certain.

I.2.1. Défauts de la machine asynchrone à cage

Dans la machine asynchrone à cage, on distingue généralement les défauts du stator de ceux du rotor [BON-92].

Les défauts affectant le stator peuvent être classés comme suit :

- Défauts thermiques liés aux surcharges et à l'âge qui endommagent l'isolant des conducteurs.
- Défauts électriques qui consistent en des courts-circuits entre phases, entre spires ou en des mises à la terre de spires. Ils sont liés à une dégradation de l'isolation provoquée, par exemple, par des surtensions transitoires ou une mauvaise tenue de l'isolant dans un environnement donné (humidité, température).
- Défauts mécaniques comme les mouvements d'une bobine suite à des vibrations d'origine électromagnétiques. Ceci peut entraîner une détérioration de l'isolant.

En définitive, tous ces défauts conduisent, à terme, à la mise en court-circuit de tout ou partie de l'alimentation de la machine. Ils seront donc à l'origine de transitoires de courant et de couple pouvant être critiques pour la chaîne de traction.

Les défauts affectant le rotor sont aussi de diverses natures :

- Défauts thermiques affectant les barres ou l'anneau de court-circuit qui peuvent être à l'origine de vibrations ou de détériorations des éléments de la cage. Ces défauts peuvent être dus, par exemple, à une insuffisance du refroidissement.
- Défauts d'excentricité du rotor par rapport au stator causés entre autres par un mauvais alignement ou par un mauvais usinage. Ils se manifestent par des vibrations supplémentaires.
- Défauts mécaniques comme une rupture de barre.

Ces défauts sont souvent la conséquence de contraintes thermiques ou électromécaniques et sont essentiellement à l'origine de vibrations et donc d'une modification du contenu harmonique des courants et du couple. Les transitoires dont ils sont la cause ont ainsi une amplitude moindre que pour les défauts affectant le stator [TOL-94] - [FIS-97] car seule l'impédance équivalente de la cage est modifiée et non les séquences d'alimentation.

I.2.2. Les défauts de la commande

Sont inclus dans la commande les capteurs et leur traitement ainsi que les boucles de contrôle en amont des drivers de l'onduleur. Les défauts de commande de l'onduleur étant étudiés dans le paragraphe suivant et considérés comme défauts de l'onduleur, les seuls défauts sont, au sens strict, les défauts des capteurs utilisés par la commande : offset, erreur de gain ou déconnexion.

Ils entraînent une dégradation des performances de la commande et l'apparition d'oscillations d'amplitude plus ou moins importante suivant le point de fonctionnement et le type du défaut [PEU-97].

Remarque :

Les mauvaises performances d'une structure de commande (du type vectoriel ou autre) peuvent être aussi vues comme un défaut (au sens large) de l'association. En effet, elles sont essentiellement causées par :

- un manque de robustesse vis à vis de variations des paramètres de l'association [CHA-95].
- une mauvaise estimation de ces variations [DIA-93] - [ROY-95] - [KRI-90] - [LEM-91].
- une mauvaise prise en compte des non-linéarités (temps de garde notamment) [JEL-93] - [COL-90].
- une gestion imparfaite ou absente des transitions de modes de commande ou de MLI [PEL-96].

Elles ont donc comme conséquence l'application à l'onduleur de séquences de commande incompatibles avec l'état réel de l'association. La dégradation des performances se manifeste alors par des oscillations ou des régimes transitoires analogues à ceux provoqués par des défauts réels de l'association.

I.2.3. Les défauts de l'onduleur

Les défauts de l'onduleur consistent essentiellement dans le fonctionnement défectueux des composants de puissance et de la commande des semi-conducteurs [THO-95a].

a. Les défauts des semi-conducteurs de puissance

Les onduleurs de tension utilisés par la traction ferroviaire utilisent essentiellement les thyristors GTO et, depuis peu, les IGBT.

La mise en défaut brutale du composant peut avoir plusieurs origines. Cependant, c'est essentiellement un phénomène thermique qui est la cause directe des destructions de composant, la température du silicium atteignant une valeur critique qui lui fait perdre ses capacités de semi-conducteur [JAN-95] - [CHO-95].

Les défauts de GTO se produisent :

- à l'ouverture : remise en conduction du fait d'un taux de montée de la tension directe trop important [JAN-95] - [HON-87] ou échauffements localisés provoqués par la focalisation des lignes de courant [LET-89].

- à la fermeture : si le taux de montée du courant est trop important et la gâchette et la cathode ne sont pas suffisamment interdigitées, il y a amorçage de seulement une partie de la cathode et donc un échauffement localisé se produit [JAN-95].

- pendant la conduction : si un surcourant circule pendant une durée ne respectant pas les critères de surcharge, il y a destruction thermique.

- pendant l'état bloqué : suite à une surtension, le composant est détruit par effet d'avalanche. Une circonstance aggravante est alors la température élevée du GTO.

Tous ces fonctionnements conduisent à une fusion du silicium : le thyristor GTO se comporte alors comme un interrupteur fermé idéal.

Les destructions de l'IGBT sont essentiellement dues à des surintensités, des surtensions ou des forts gradients de tension. Les mécanismes de destruction sont principalement la mauvaise dissipation des pertes et l'effet thyristor (dit "latching") qui consiste en l'amorçage incontrôlé du thyristor parasite inscrit dans la structure de l'IGBT [CHO-95] - [JAN-95] - [ARN-92].
A la différence du thyristor GTO, la destruction de l'IGBT en court-circuit est précédée par un régime de plateau durant lequel le courant est limité à une valeur fonction de la tension de gâchette, de la température et de la technologie [ARN-92] - [DUO-95]. Ce régime de plateau peut être figuré par la caractéristique idéale d'un IGBT présentée à la Figure I-2.

Le courant maximal est défini par : $I_{cc} = \frac{C_0}{2}\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2$ (I-1)

avec : - V_{GS} = tension de gâchette,

- V_{th} = tension de seuil fonction de la technologie,
- C_0= constante fonction de la technologie et de la température [ARN-92].

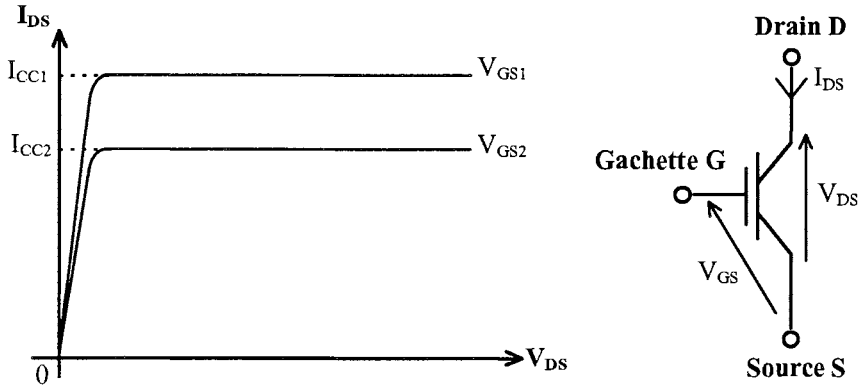


Figure I-2 : régime de plateau d'un IGBT.

La température tendant à diminuer la valeur du courant de plateau, l'allure du courant dans l'IGBT sera telle que celle représentée à la Figure I-3.

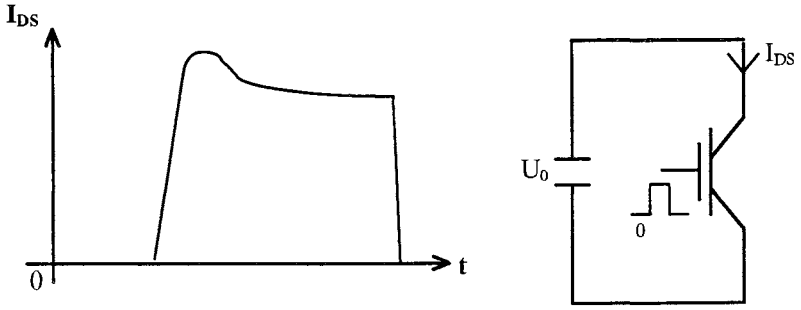


Figure I-3 : allure schématique du courant de court-circuit d'un IGBT [DUO-95].

L'IGBT ne pourra donc pas être assimilé à un court-circuit idéal (c'est à dire un fil). Un modèle spécifique devra être utilisé.

b. Les défauts de la commande de l'onduleur

Si la logique de commande en amont des pilotes des interrupteurs de puissance est bonne, les fonctionnements anormaux de la commande de l'onduleur sont essentiellement dus à [KAS-92] - [CHR-96a] - [SZC-95] :

- la rupture de la connexion entre le pilote et l'interrupteur qui est alors maintenu dans l'état précédant la rupture,

- l'inhibition du pilote suite à la détection d'un court-circuit (par surveillance de la tension de saturation par exemple) ou à une tension d'alimentation du pilote insuffisante. En supposant l'interrupteur sain, cette inhibition entraîne une ouverture du semi-conducteur qui se comporte alors comme un interrupteur ouvert parfait (aux courants de fuite près).

Les défauts de commande de l'onduleur auront des conséquences importantes sur le fonctionnement de l'association car ils modifient de manière fondamentale les conditions d'alimentation de la machine.

I.2.4. Choix des types de défauts étudiés

Parmi le grand nombre des défauts présentés, un choix a été fait d'après les critères suivants :

1. Fréquence d'apparition du défaut.
2. Importance des conséquences du point de vue de la sécurité et des dommages causés.
3. Représentativité du défaut vis à vis de l'ensemble des fonctionnements défectueux possibles.
4. Intérêt des défauts pour la mise au point des modèles.

En définitive, les défauts sélectionnés ont été:

1. Les défauts de court-circuit des interrupteurs de l'onduleur de tension du fait de leur fréquence d'apparition non nulle et de leurs conséquences sur la transmission mécanique.

2. Le court-circuit triphasé de la machine qui est une conséquence possible (et probable) des défauts de court-circuit de l'onduleur. Il est en outre représentatif d'un certain nombre de régimes transitoires de la machine asynchrone à cage.

3. Le défaut de fermeture des interrupteurs de l'onduleur (qui se comportent alors comme des circuits ouverts) C'est un défaut souvent présenté dans la littérature [KAS-92] - [CHR-96a] - [SZC-95] - [GEN-92] qui ne conduit pas à des niveaux de contraintes élevés pour la chaîne de

traction. Cependant, ses conséquences sont si remarquables (perte d'une alternance du courant de la phase défectueuse) qu'il peut être utile pour une première validation des modèles.

Les modes de fonctionnement défectueux étudiés seront alors le résultat de l'apparition d'un ou plusieurs de ces défauts.

II. PRINCIPES DE L'ETUDE DES REGIMES DE DEFAUTS

L'objectif premier de l'étude des régimes de défaut d'une chaîne de traction est d'assurer à terme sa sûreté de fonctionnement. Cet objectif est atteint lorsque sont connus les éléments du dimensionnement du système qui assurent sa fiabilité dans une plage de fonctionnement donnée (ou tout au moins l'absence de conséquences irrémédiables lors d'une mise en défaut), et des stratégies de diagnostic qui permettent d'accroître la disponibilité par la possibilité d'une maintenance plus rapide ou de modes dégradés de fonctionnement [ROS-97]. L'élaboration d'un cahier des charges respectueux de la sûreté de fonctionnement ne pourra se faire sans la connaissance a priori du système défectueux et donc, sans un modèle d'étude. D'autre part, les méthodes de diagnostic, qu'elles soient basées sur la modélisation [COU-97] - [ISE-93] ou la connaissance [CAL-95] - [LEE-85] du système, ont aussi le plus souvent recours à des modèles plus ou moins complexes des procédés [CAB-95] - [CHA-96] - [WAT-97] - [CHR-96a]. Les propos de cette partie concernent donc essentiellement les modèles d'étude des associations onduleur de tension - machine asynchrone et les méthodes d'analyse des fonctionnements défectueux sur la base de ces modèles. Les approches proposées seront classiques et donneront lieu finalement à une discussion sur leur nécessaire dépassement vers des modèles et méthodes plus aptes à l'étude des régimes de défauts d'une chaîne de traction.

II.1. Cahier des charges minimal nécessaire à un modèle d'étude

Les modèles d'étude des régimes de défaut d'une association électromécanique doivent répondre à deux besoins : compréhension des phénomènes et/ou utilisation pour la simulation des fonctionnements défectueux. Si le premier besoin est évident, le deuxième est justifié par les exigences et contraintes de toute étude des régimes de défaut :

- possibilité de provoquer de manière répétitive une multitude de défauts d'une chaîne de traction sans risque et à un faible coût.

- séparation des phénomènes pouvant intervenir lors des fonctionnements défectueux.
- accès à des grandeurs difficilement mesurables.
- possibilité de mise au point de stratégies de détection et de diagnostic.

Un cahier des charges minimal auquel doivent répondre les modèles peut alors être élaboré :

- Représentativité et précision des résultats de simulation.
- Modularité (respect du découpage organique et fonctionnel de l'association).
- Disponibilité du maximum d'informations sur le fonctionnement.

Le premier point impose une modélisation adaptée à la simulation des régimes de défaut de l'onduleur de tension et de la machine et la possibilité d'inclure les fonctions de contrôle et de diagnostic éventuelles [DAG-95]. Notamment, les modèles de machine et de l'onduleur devront être aptes à la reproduction des transitoires électromagnétiques causés par les défauts.

La modularité permet :

- le respect du découpage de l'association de la Figure I-1 en fonction de critères fonctionnels, de la distinction entre la commande (souvent numérique) et la puissance (partie analogique du système) [NOR-92].
- la constitution d'une bibliothèque de modules décrivant des organes (redresseur, moteur, source de tension continue...), des fonctions (régulation, MLI...) utilisables pour décrire des applications diverses par différents utilisateurs [GER-96] - [DAG-95].
- l'adaptation du niveau de modélisation de chaque bloc en fonction des connaissances de l'organe ou de la fonction réelle et des objectifs de l'étude [GER-96]. Par exemple, l'étude qui nous concerne nécessite un modèle relativement plus précis de la machine et de l'onduleur de tension que de leur environnement (charge, alimentation...).

L'association de la Figure I-1 est ainsi découpée modulairement comme l'indique la Figure I-4. Chacun des blocs obtenus peut alors être modélisé séparément, le modèle complet de l'association étant construit ensuite par assemblage des différents blocs.

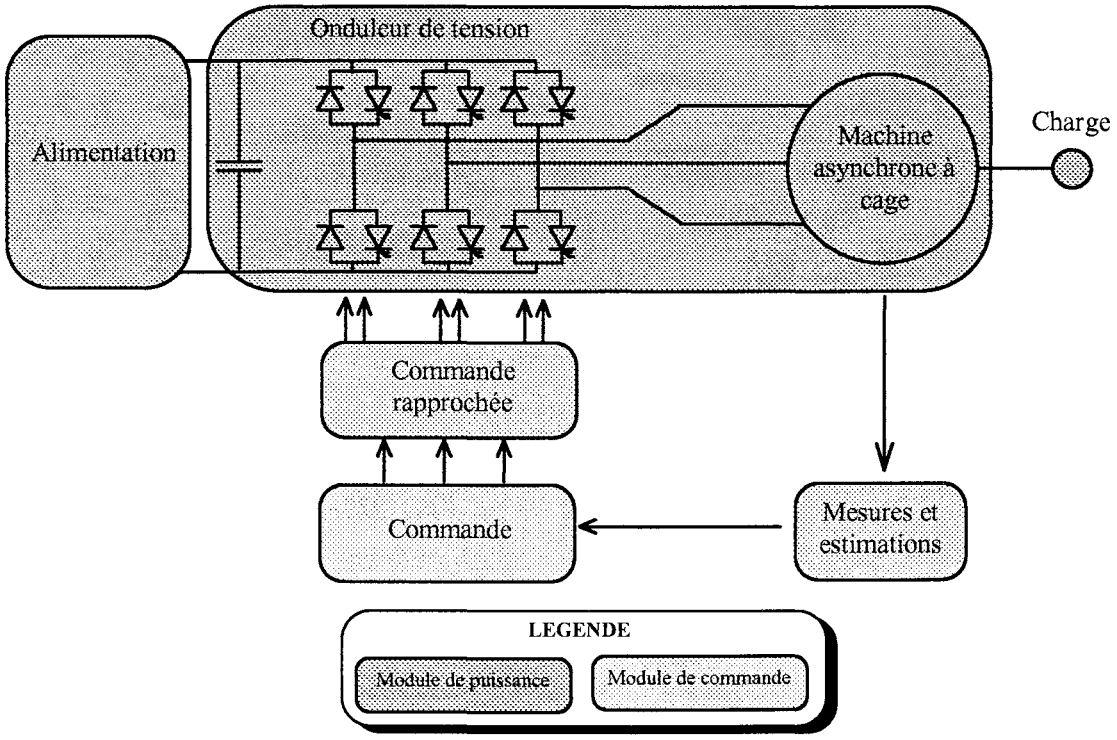


Figure I-4 : description modulaire de l'association.

Afin de disposer du maximum d'informations sur le fonctionnement, toute variable interne aux blocs ou échangée entre eux doit pouvoir être observée.

Remarque : il apparaît sur la Figure I-4 que la machine, l'onduleur et son filtre d'entrée sont regroupés dans le même bloc. Le modèle du bloc est alors constitué de l'assemblage des modèles de la machine et de l'onduleur de tension. Les raisons de ce regroupement seront données au chapitre 5.

II.2. Modèle de la machine

La modélisation de la machine est une étape sensible de l'étude, avec celle de l'onduleur de tension, car en tant que convertisseur électromécanique, la machine subit les transitoires électromagnétiques crées par les défauts et les répercute sur la transmission mécanique via le couple. En outre, c'est un organe fortement non linéaire et dont les paramètres sont fonction du point de fonctionnement. Le modèle généralement adopté par l'étude des défauts est un modèle transitoire d'une machine asynchrone à cage qui dérive des équations électriques de la machine [DOU-97] - [HER-95] - [GEN-92] et prenant parfois en compte la saturation des tôles de la machine [SZC-95] - [ROM-95] - [KAS-92]. On peut ainsi modéliser la machine par le modèle de Park.

II.2.1. Principe et hypothèses

Si on néglige les pertes fer et mécanique on définit la machine idéale présentée à la Figure I-5.

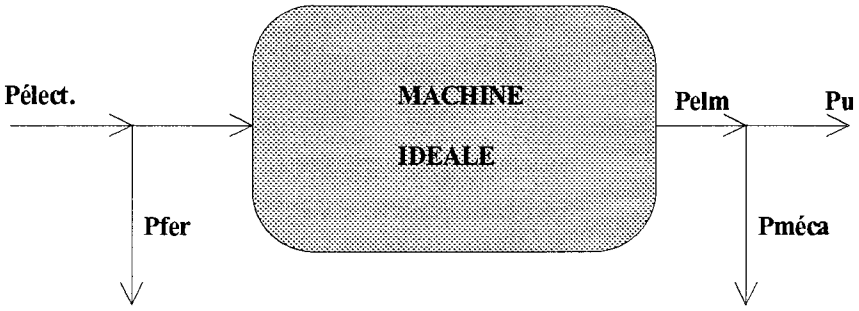


Figure I-5: présentation de la machine asynchrone idéale.

Les équations électriques de la machine asynchrone à cage idéale fonctionnant en régime transitoire sont obtenues en considérant les hypothèses suivantes :

1. La machine est de construction symétrique.
2. Il n'y a pas de saturation ou d'autres non-linéarités telles les variations de température.
3. Les enroulements stator et la cage d'écureuil sont remplacés par des enroulements triphasés symétriques à répartition sinusoïdale. Les harmoniques d'espace sont donc négligés.
4. Les barres sont isolées des tôles. Il n'y a donc pas de courants inter-barres.

Dans ces conditions, on peut dériver de la machine idéale une machine présentant deux enroulements en quadrature (d, q) tournant à une vitesse ω_g par rapport au stator (cf. Figure I-6). Suivant l'utilisation qui doit être faite du modèle, le référentiel (d, q) est choisi fixe par rapport au stator ($\omega_g = 0$), au rotor ($\omega_g = \omega$) ou aux champs tournants ($\omega_g = \omega_s$).

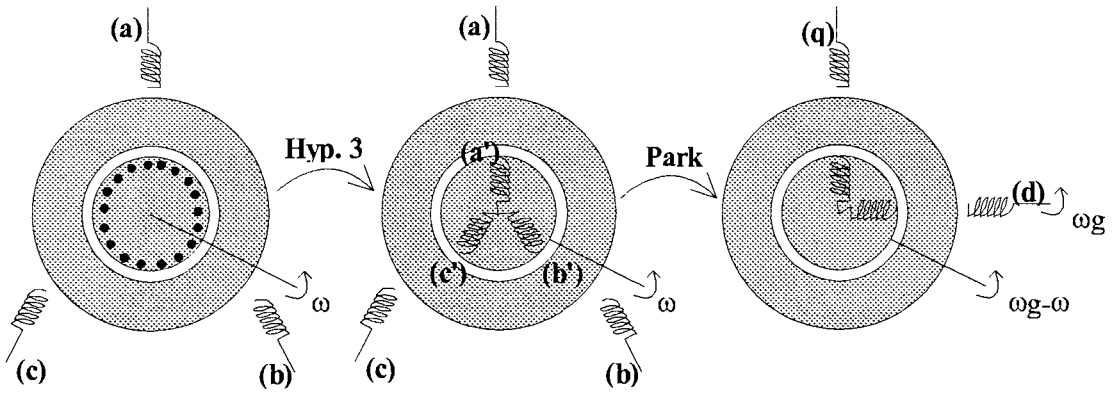


Figure I-6: obtention de la machine de PARK.

Dans un référentiel lié au stator, les équations électriques de la machine idéale sont, sous une forme vectorielle :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{i}_s + \dfrac{d\varphi_s}{dt} \\ \mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + \dfrac{d\varphi_r}{dt} - j\omega\varphi_r \end{cases} \tag{I-2}$$

Ces deux égalités présentent chacune un terme résistif et un terme de conversion électromagnétique en $\dfrac{d\varphi}{dt}$. L'égalité relative au rotor en court-circuit présente en outre un terme de rotation sous la forme d'une force contre-électromotrice $-j\omega\varphi_r$.

La conversion électromécanique est traduite par l'équation:

$$\Gamma_{elm} = pL_m \times \mathrm{Imag}\left[\mathbf{i}_s . \mathbf{i}^*_r\right] \tag{I-3}$$

en désignant Γ_{elm} le couple électromagnétique.

Les pertes négligées ici pourront être prises en compte ultérieurement comme une correction à l'entrée et à la sortie de cette machine idéale.

II.2.2. Représentation par schéma équivalent

$$\text{On considère : } \begin{cases} \varphi_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \\ \varphi_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \end{cases} \tag{I-4}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} L_s = L_m + l_{\sigma s} \\ L_r = L_m + l_{\sigma r} \end{cases} \tag{I-5}$$

Les équations (I-2) peuvent alors être représentées par le schéma équivalent de la Figure I-7.

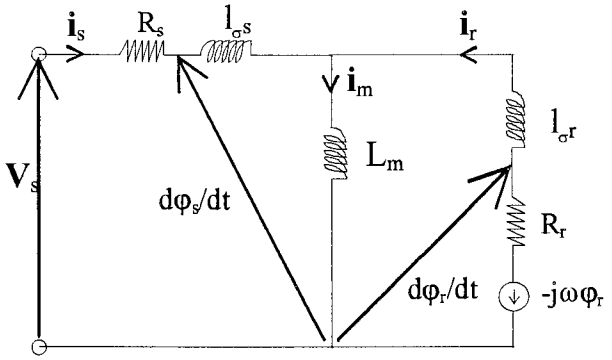


Figure I-7: schéma équivalent d'une machine asynchrone simple cage dans un référentiel lié au stator.

Ce schéma équivalent présente 5 inconnues: R_s, R_r, L_m, $l_{\sigma s}$ et $l_{\sigma r}$. Le système ainsi représenté étant linéaire, deux points de fonctionnement suffisent pour le définir. On peut, par exemple, identifier le système à partir d'un essai à vide et d'un essai à rotor bloqué. Les essais à vide et à rotor bloqué donnent alors les impédances $\mathbf{Z_0}$ et $\mathbf{Z_{cc}}$ On obtient ainsi 4 équations fonction des paramètres du schéma équivalent : deux pour les gains et deux pour les phases des impédances.

Le schéma équivalent présente donc sous cette forme une indétermination qui doit être levée de manière arbitraire. La levée de l'indétermination revient en fait à effectuer une hypothèse de séparation des flux de fuite entre le stator et le rotor. Cette séparation est tout à fait arbitraire [ALG-78]. On peut ainsi supposer une toute autre répartition des fuites (par exemple $l_{\sigma s} = 0$ ou $l_{\sigma r} = 0$). Les valeurs des paramètres du schéma équivalent sont alors modifiées mais celles de l'impédance terminale et du couple à chaque point de fonctionnement sont conservées.

En définitive, la machine asynchrone peut être représentée par une infinité de schémas équivalents.

II.2.3. Conséquences de la saturation sur le schéma équivalent

La saturation est la conséquence de la non-linéarité des tôles qui n'ont pas une perméabilité constante avec l'excitation. Les machines saturées n'ont donc pas une répartition sinusoïdale de l'induction $B(\Theta,t)$ dans l'entrefer en présence d'une excitation sinusoïdale. Mais la répartition $N(\Theta)$ des enroulements étant sinusoïdale, le flux $\Phi(t)$ vu par un enroulement reste sinusoïdal car seule la composante fondamentale de l'induction peut encore créer un flux à travers cet enroulement [VAS-92].

Les variations des grandeurs du schéma équivalent sont donc toujours sinusoïdales et le schéma équivalent est encore valable si les inductances sont saturables c'est-à-dire fonction du point de fonctionnement. Pour prendre en compte la saturation, les inductances du schéma équivalent seront donc chacune fonction du courant les traversant [LIP-84] - [BOL-87] - [SLE-88] - [KEY-89a].

II.2.4. Principe de l'identification des inductances saturables

En présence de saturation, la séparation des fuites nécessaire à l'obtention du schéma équivalent est réalisée de telle sorte que seule l'inductance de fuite rotor soit variable avec le courant. On suppose donc que $l_{\sigma s}$ est connue par sa valeur analytique et constante. L'indétermination du schéma équivalent est ainsi levée arbitrairement pour chaque point de fonctionnement et l'ensemble des paramètres du schéma équivalent peut être identifié par des essais à vide et à rotor bloqué.

a. Essai à vide

Lors de l'essai à vide, le schéma équivalent se ramène à sa branche principale comme indiqué sur la Figure I-8.

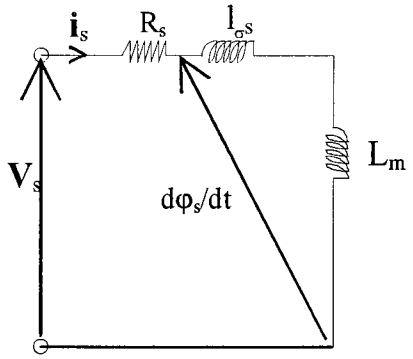


Figure I-8: schéma équivalent pour la marche à vide.

La connaissance de l'impédance à vide $\mathbf{Z_0}$ permet a priori d'identifier R_s et L_m.

D'un point de vue physique, l'absence de courant induit dans la cage de la machine fait que les lignes de champ pénètrent complètement dans le rotor. Au-dessus d'un certain seuil d'excitation, il y a donc saturation du circuit principal de la machine (cf. Figure I-9).

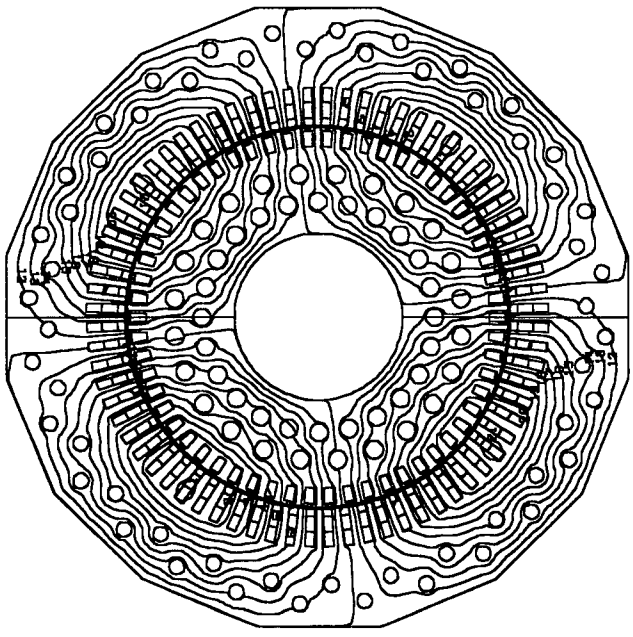


Figure I-9: parcours des lignes de champ pour une marche à vide (i_{rotor} = 0).

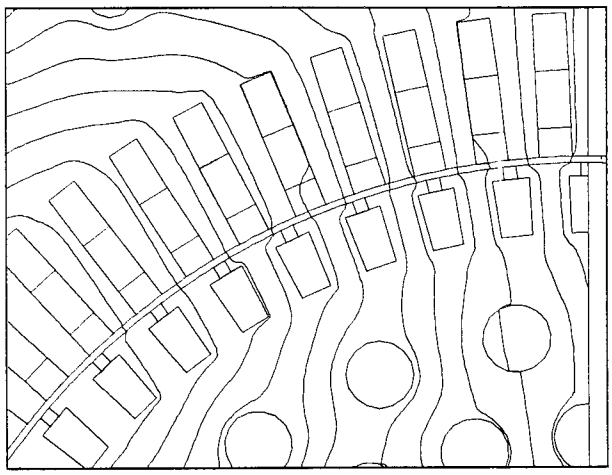


Figure I-10: zoom sur l'entrefer pour une marche à vide.

La saturation du circuit principal entraîne la diminution de la perméabilité des tôles et donc une augmentation de l'entrefer apparent. En définitive, l'inductance magnétisante décroît avec le courant magnétisant.

Remarque: Le zoom sur l'entrefer présenté Figure I-10 montre que les lignes de champ traversent perpendiculairement l'entrefer. La composante tangentielle de l'induction dans l'entrefer est donc nulle et le couple l'est aussi par application du tenseur de Maxwell [ALG-70].

b. Essai rotor bloqué

Les ordres de grandeur des différents paramètres du schéma équivalent font qu'il se présente sous la forme suivante :

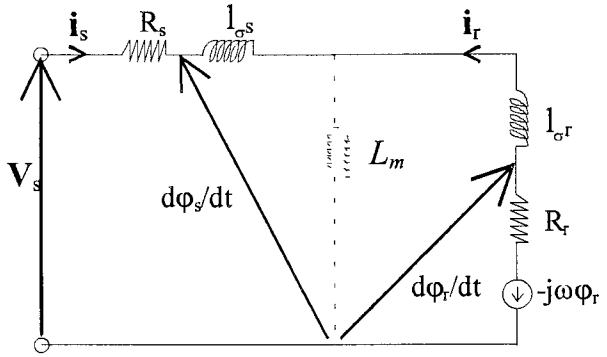


Figure I-11: schéma équivalent pour le fonctionnement rotor bloqué

L'essai rotor bloqué va donc permettre a priori de définir R_r (R_s étant connue par l'essai à vide) et $l_{\sigma r}$ ($l_{\sigma s}$ étant calculée analytiquement et supposée invariante).

Les forces magnétomotrices stator et rotor étant opposées, les lignes de champ ne pénètrent quasiment pas dans le rotor. Les flux sont donc essentiellement des flux de fuite qui se referment au niveau des becs d'encoche (cf. Figure I-12 et Figure I-13). Il y a donc saturation des becs d'encoche pour une excitation suffisante. Dans ce cas, la perméabilité diminue ce qui équivaut à une augmentation de l'ouverture apparente des encoches. En définitive, les valeurs des inductances de fuite diminuent avec la saturation.

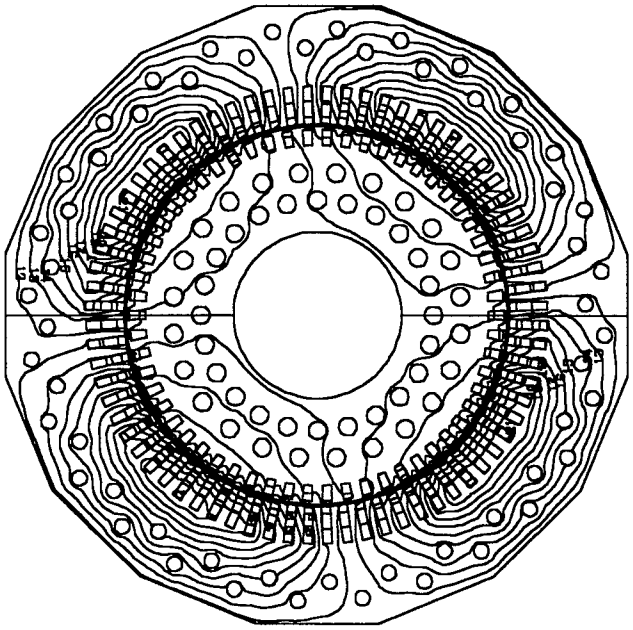


Figure I-12: parcours des lignes de champ pour un fonctionnement rotor bloqué.

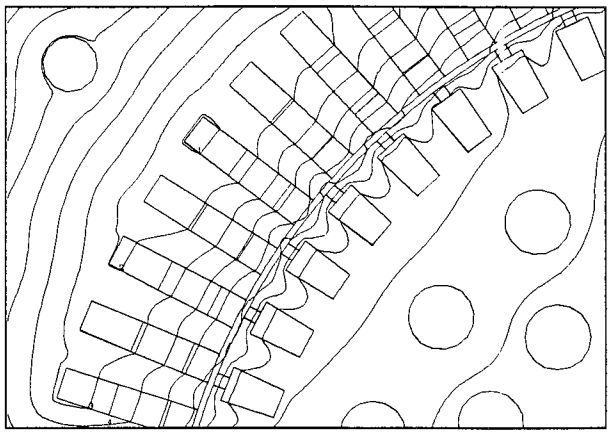


Figure I-13: zoom sur l'entrefer pour un fonctionnement rotor bloqué.

II.2.5. Topologie finale du modèle de la machine

La topologie du modèle saturé de la machine est présentée Figure I-14. Les paramètres stator sont constants, l'inductance magnétisante est saturable et l'inductance de fuite rotor est saturable. La résistance rotor est constante.

Plusieurs remarques peuvent être faites sur la validité de ce modèle pour l'étude des régimes transitoires saturés d'une machine asynchrone. Malgré les hypothèses, les pertes fer peuvent, dans une certaine mesure, être prises en compte dans le schéma équivalent par des résistances supplémentaires [BOL-87] - [SLE-88] - [ZHU-90]. De même, les effets des harmoniques d'espace peuvent être représentés par des inductances de fuite supplémentaires [ALG-70]. Enfin, en couplant le schéma équivalent avec l'équation de la mécanique (I-6) , il peut être tenu compte des pertes mécaniques.

$$J\frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{elm} - \Gamma_{ch} - \Gamma_s - f_1\Omega - f_2\Omega^2 \qquad \text{(I-6)}$$

Ainsi, seules les hypothèses d'alimentation sinusoïdale et de symétrie de la machine ne peuvent pas être contournées, même partiellement, par le schéma équivalent proposé ci-dessus, la première nécessitant de considérer un schéma équivalent pour chaque harmonique de l'alimentation [VAS-92] - [SLE-88] et la seconde ne pouvant être résolue sans un modèle complet de la machine mis sous la forme, par exemple, de représentations éléments finis [PAL-90] ou matricielle [TOL-95]-[LUO-93]. La méthode basée sur la résolution des équations différentielles du modèle de Park présenté est donc adaptée à l'étude des régimes transitoires de grande amplitude qui respectent les conditions suivantes :

1. Alimentation sinusoïdale,
2. Pas d'influence de la fréquence d'alimentation sur les paramètres du modèle,
3. Conséquences mineures des pertes fer et des harmoniques d'espace,
4. Respect des symétries électriques et mécaniques de la machine.

Cette méthode donne des résultats macroscopiques : formes d'onde, évolution de l'impédance terminale. Elle ne permet cependant pas d'avoir une idée précise du comportement interne de la machine pendant le régime transitoire (saturation, déplacement de courant, contraintes). Pour cela, une autre méthode devra être utilisée basée , par exemple, sur des simulations éléments finis en pas à pas dans le temps.

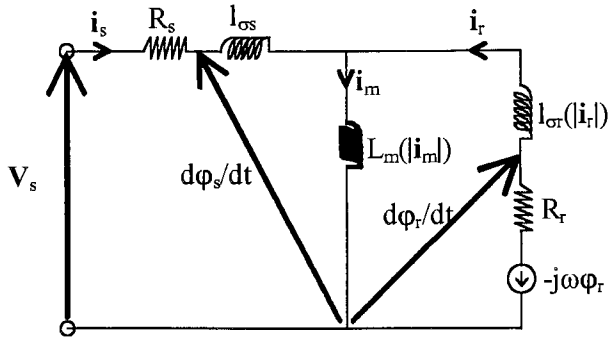


Figure I-14: topologie du schéma équivalent adopté

II.3. Modèle de l'onduleur de tension

Les modèles d'un convertisseur sont du type topologie fixe ou topologie variable [SAH-93]. Dans un modèle à topologie fixe [DOU-97] - [SZC-89], le semi-conducteur est représenté le plus souvent par

une résistance dont la valeur dépend de son état (passant ou bloqué). Ce modèle comporte donc un seul jeu d'équations (une topologie). Les semi-conducteurs d'un modèle à topologie variable sont représentés à l'état bloqué par un interrupteur ouvert idéal [KAS-92] - [GEN-92]. Les semi-conducteurs bloqués sont alors supprimés physiquement du convertisseur et le modèle comprend au maximum 2^n systèmes d'équations s'il y a n semi-conducteurs (une équation pour chaque topologie). A l'état passant, le semi-conducteur est, le plus souvent, simplement représenté par un court-circuit idéal.

Les avantages de la topologie variable par rapport à la topologie fixe sont [SAH-93] - [GER-97] :

- la taille minimale du système d'équations traité pour chaque configuration. Les temps de simulation sont donc réduits.
- l'absence de problème de traitement numérique, les matrices utilisées étant correctement conditionnées.
- la simplicité de l'association avec le modèle de la machine.
- l'adaptation à l'étude macroscopique des associations convertisseurs - machines.

A contrario, les inconvénients sont :

- la difficulté de construction des 2^n jeux d'équations et des tests pour commuter de l'un à l'autre [SAH-93] - [GER-97].
- l'impossibilité d'étudier la finesse des commutations (et les pertes qui en découlent).
- la difficulté de connaître la tension aux bornes des semi-conducteurs. En effet, le semi-conducteur ouvert ayant été supprimé du système d'équations représentatif de l'onduleur, la tension à ses bornes doit être reconstruite a posteriori sur la base des variables toujours définies.

Malgré cela, le modèle à topologie variable est souvent utilisé pour l'étude des associations et notamment de leur commande car il est possible de supprimer les configurations électriquement non viables (court-circuit d'un bras par exemple), c'est-à-dire qui ne sont pas censées se produire en régime de fonctionnement normal [GER-96] - [GER-97]. Le degré de complexité du modèle est donc diminué. En revanche, la topologie d'un convertisseur défectueux, se déduisant de l'état des

commandes des interrupteurs et de l'état du semi-conducteur en défaut, peut être quelconque parmi les 2^n topologies possibles. Le degré du modèle à topologie variable du convertisseur défectueux ne pourra donc pas être réduit.

Les modèles des semi-conducteurs sont, quel que soit le type de modélisation, essentiellement choisis en fonction de la connaissance de leurs comportements et des objectifs de l'étude. Ainsi, les modèles à topologie fixe pourront inclure des modèles statiques et dynamiques à la complexité plus ou moins importante suivant les objectifs assignés [MUS-96] - [LET-89]. De même, le modèle à l'état passant du semi-conducteur d'un convertisseur représenté en topologie variable pourra être l'association d'impédances et de sources de courant et/ou de tension [WON-97] ou même toute relation entre le courant dans le semi-conducteur et la tension à ses bornes. Le couplage avec un modèle thermique peut aussi être envisagé [MAN-97] - [KAS-92].

Remarque :
Le problème de la modélisation des blocs restant de la Figure I-4 (alimentation, commande + MLI, charge) sera présenté succinctement au chapitre 5 car la problématique de l'étude a été volontairement restreinte à l'association onduleur de tension/machine.

II.4. Méthodes d'étude des régimes de défaut de l'association

Les méthodes utilisées pour l'étude des fonctionnements défectueux d'une association onduleur de tension - machine asynchrone sur la base des modèles précédents utilisent généralement les relations existant entre les évolutions temporelles [KAS-92] ou fréquentielles [CHR-96a] - [GEN-92] de certaines grandeurs du système.
Ces grandeurs sont des variables d'état (tension, courant, vitesse) des fonctions de ces variables (couple, paramètres), des grandeurs de commande (rapports cycliques) ou de sortie.
A travers ces relations, on peut :

- définir les contraintes maximales subies par l'association [ROB-96].
- envisager le diagnostic de certains défauts [PEU-97].

Les conclusions tirées de cette partie de l'analyse nécessitent alors une validation expérimentale qui intègre l'ensemble des paramètres réels susceptibles d'influer sur le comportement en régime de défaut

III. VERS UN NECESSAIRE DEPASSEMENT DES APPROCHES PRESENTEES

Les approches présentées sont généralement satisfaisantes pour une première étude des fonctionnements défectueux des associations onduleur de tension - machine asynchrone utilisées dans nombre d'applications industrielles. Cependant, la traction ferroviaire a ses propres spécificités :

1. forte puissance.

2. la valeur maximale et la dynamique du couple électromagnétique de défaut sont des paramètres critiques pour la sécurité du train.

3. "laisser-faire" relatif de la commande (la fréquence de la MLI étant de l'ordre de 700 Hz du fait de l'utilisation de thyristors GTO).

L'ensemble de ses spécificités impose le dépassement des approches précédentes. Notamment, on recherchera des **modèles de l'association** et des **méthodes d'investigation** adaptés à l'étude quantitative des **régimes de défaut des chaînes de traction ferroviaire**.
Il sera plus particulièrement insisté sur **les modèles du moteur de traction** afin de résoudre le problème de l'estimation correcte des couples électromagnétiques transitoires de grande amplitude.

III.1. La modélisation de l'association

Afin d'aboutir à un outil de simulation performant et dédié à l'étude des régimes de défaut, le cahier des charges minimal auquel doit répondre la modélisation nécessite d'être revu. Les critères guidant la modélisation sont alors :

1. Précision et représentativité : Les modèles obtenus devront permettre de prendre en compte l'ensemble des paramètres influant sur le régime de défaut. La démarche adoptée devra ainsi inclure une **compréhension locale** des phénomènes et le lien avec leur **manifestation globale**. Ainsi, les modèles de la machine porteront sur une approche électromagnétique des

phénomènes dont elle est le siège et de leurs conséquences électromécaniques (courants, couple) sur l'association. De même, les modèles de l'onduleur de tension seront basés sur la compréhension du comportement des semi-conducteurs, notamment en régime de court-circuit, et sur l'ensemble des règles qui lui permettent globalement d'assurer la conversion tension continue - courant alternatif.

2. Modularité : Les règles de découpage organique et fonctionnel de l'association devront être systématisées de façon à éviter les problèmes de causalité induits par un découpage arbitraire.

3. Rapidité : L'augmentation du degré de complexité des modèles ne devra pas se faire au détriment du temps de simulation afin de ne pas rendre le coût de calcul de l'étude prohibitif.

4. Simplicité : De même, la construction des modèles de chaque bloc et leur assemblage devront être simples pour l'utilisateur ou tout au moins être strictement guidés afin d'éviter le maximum d'erreurs et de faciliter l'élaboration d'un modèle dérivé.

III.2. L'étude de l'association

Afin de maîtriser au mieux l'influence des conditions initiales sur les conséquences du régime de défaut et donc d'anticiper le plus rapidement possible son évolution, l'étude doit se focaliser sur les premiers instants du fonctionnement défectueux. En fait, le comportement de l'ensemble de l'association est régi par les séquences de commande appliquées à l'onduleur via les pilotes par la MLI (ou dans le cas d'une commande directe du couple par la logique des tables de vérité [CHA-95]). La période de référence est donc la période de MLI et les évolutions des grandeurs caractéristiques de l'association (courants, flux, couple, tension) sont déterminées par les commutations de l'onduleur sur une période de MLI. Une méthode d'étude du fonctionnement de l'association peut donc être basée sur les liens existant entre les grandeurs électromagnétiques et les états de la commande de l'onduleur. En régime de défaut, cette méthode d'étude doit être élargie aux **liens entre la topologie de l'onduleur et l'évolution des tensions, courants, flux et couple**.

III.3. Eléments d'une méthodologie

La Figure I-15 décrit les éléments de la méthodologie adoptée pour la modélisation et l'étude des régimes de défaut d'une association onduleur de tension - machine asynchrone. Cette méthodologie

doit permettre l'articulation des axes spécifiques constitués par la machine et le convertisseur. Plus généralement, elle devra faciliter **l'intégration dans le système complexe**, constitué par l'association, de la connaissance acquise dans d'autres domaines de recherche (par exemple en électronique de puissance pour les semi-conducteurs et en automatique pour les stratégies de contrôle et de diagnostic). Cette intégration devra se faire sans perdre l'information utile à la poursuite des objectifs assignés à l'étude des régimes de défauts.

La méthodologie proposée s'articule sur un ensemble de modèles auxquels correspondent des outils d'analyse spécifiques. L'ensemble des modèles respecte **la dualité locale - globale** inhérente au comportement des procédés étudiés (machine, convertisseur ...). Ainsi la machine sera décrite par un modèle électromagnétique local résolu par la méthode des éléments finis (Chapitre 2) et un modèle global sous la forme d'un schéma équivalent (Chapitres 3 et 4). De même, le convertisseur pourra être décrit par un modèle valide à l'échelle du semi-conducteur ou par un circuit électrique équivalent (Chapitre 5). Il faut cependant noter que le modèle local du convertisseur ne fait pas l'objet de notre étude, seuls les éléments indispensables à l'établissement du circuit électrique étant présentés dans ce rapport.
Pour chaque type de modèle, une méthode d'analyse des régimes de défaut sera présentée. Notamment le chapitre 5 sera le lieu du développement d'une méthode d'analyse originale des régimes de défauts de l'association basée sur la modélisation vectorielle de ces éléments et permettant le lien entre la topologie de l'onduleur et l'évolution des grandeurs électromagnétiques.
Dans la mesure du possible, **la mise en oeuvre de la méthodologie sera effectuée en simulation puis validée expérimentalement**. Cependant, les niveaux de puissance d'une chaîne de traction ferroviaire sont tels qu'il sera parfois difficile de mener à bien les deux étapes de manière totalement cohérente. Malgré cela, des éléments de validation expérimentale seront donnés aussi bien pour l'étude de la machine (Chapitre 4) que pour celle de l'association (Chapitre 5).

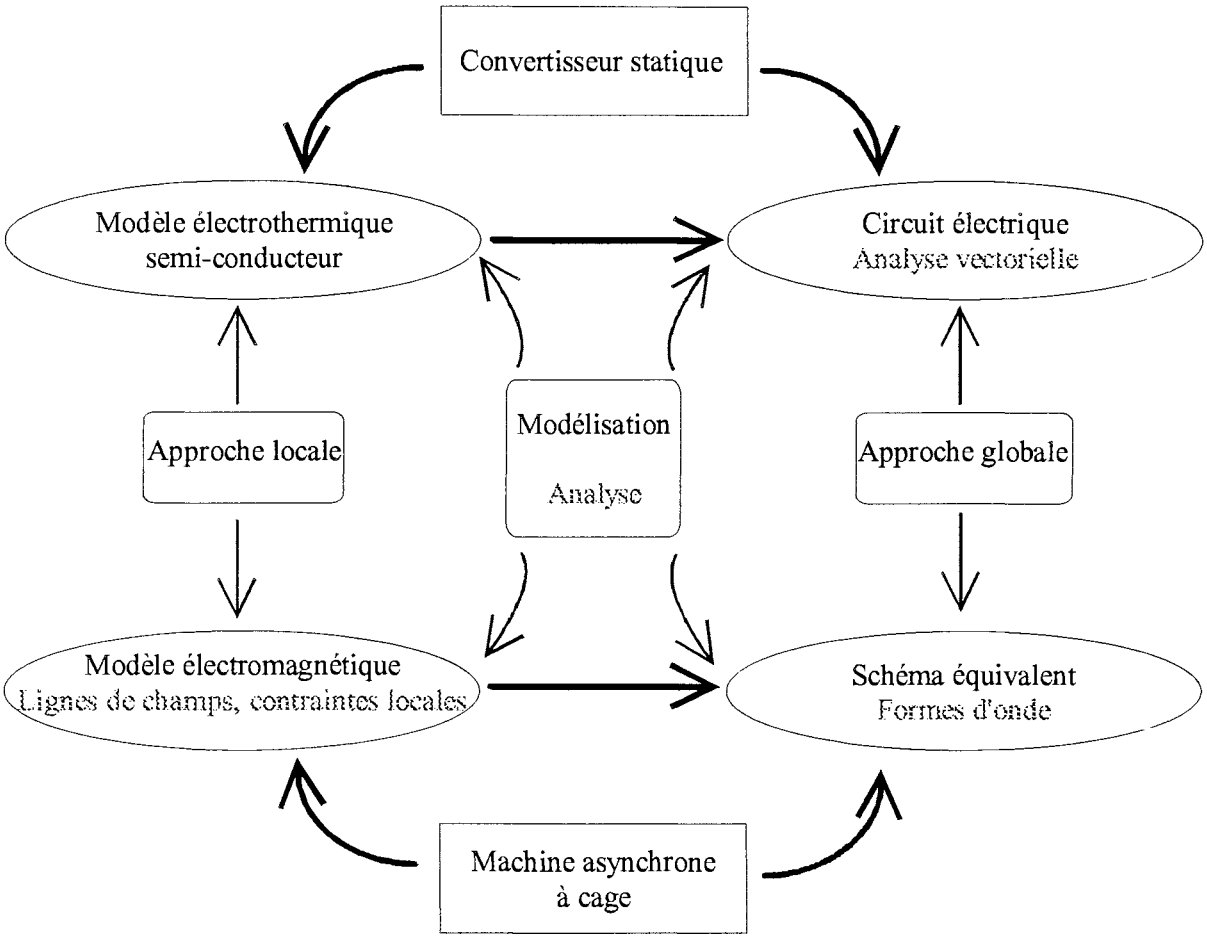


Figure I-15 : éléments d'une méthodologie d'étude des régimes de défaut d'une association onduleur de tension - machine asynchrone.

Enfin l'ensemble de la méthodologie doit être suffisamment systématique pour pouvoir être appliquée quel que soit la chaîne de traction asynchrone.

Il est important de noter que l'ensemble de la méthodologie pour la machine a été appliqué à l'étude du court-circuit triphasé car, comme il a déjà été signalé, c'est une conséquence des défauts de court-circuit de l'onduleur et c'est un régime de fonctionnement représentatif de nombreux régimes transitoires d'une machine.

Chapitre II : étude par la méthode des éléments finis d'une machine asynchrone à cage

Chapitre II : ETUDE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

La méthode des éléments finis est particulièrement adaptée à la synthèse dans un même modèle des approches globales et locales de l'étude d'une machine asynchrone fonctionnant en régime transitoire de grande amplitude. Elle permet en effet de déterminer à la fois l'état électromagnétique local d'une machine et les valeurs des grandeurs présentes aux bornes du stator et en bout d'arbre.

Ce chapitre est essentiellement destiné à l'exposé de cette méthode et à son application à l'étude des régimes transitoires d'un moteur asynchrone de traction ferroviaire 1,5 MW - 4 pôles.

La première partie présente une description des formulations magnétodynamique complexe et magnétoévolutive des équations de Maxwell et le principe de leur résolution par la méthode des éléments finis. L'intention est non pas d'exposer les fondements théoriques de la méthode mais d'indiquer les conditions, et donc les limites, de cette modélisation.

L'étude par la méthode des éléments finis du moteur de traction est ensuite scindée en deux parties :

1. Mise en place et validation d'un modèle de la machine sur la base de la formulation magnétodynamique. Le problème de la modélisation des effets d'extrémité sera plus particulièrement détaillé et le modèle sera validé sur les essais de type réalisés expérimentalement par le constructeur.

2. Analyse détaillée du court-circuit triphasé à vitesse mécanique constante à partir d'une représentation magnétoévolutive du moteur. On insistera particulièrement sur les aspects locaux : saturation, densités de courant, contraintes électromagnétiques.

051 097946 7

I. PRESENTATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS

I.1. Formulation des équations de Maxwell

Les phénomènes électromagnétiques au sein d'une machine électrique sont régis par les quatre équations aux dérivées partielles de Maxwell et par les relations constitutives du milieu considéré :

$$\begin{cases} \mathbf{rotE} = -\dfrac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \mathbf{rotH} = \mathbf{J} + \dfrac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ div\mathbf{B} = 0 \\ div\mathbf{D} = \rho \end{cases} \tag{II-1}$$

$$\begin{cases} \mathbf{B} = \mu\mathbf{H} + \mathbf{B}_r \\ \mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} \\ \mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} \end{cases} \tag{II-2}$$

Une première simplification peut être faite si on suppose que tous les phénomènes électromagnétiques se produisent à basse fréquence : le courant $\dfrac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$ est alors négligé dans (II-1). Afin de pouvoir les résoudre, les équations sont ensuite généralement simplifiées et découplées en fonction du problème considéré [SAB-88]. Pour l'étude des machines électriques, on distingue essentiellement trois types de formulation.

I.1.1. Formulation magnétostatique vectorielle

Le champ magnétique est considéré indépendant du champ. Les équations de Maxwell se réduisent alors à :

$$\begin{cases} \mathbf{rotH} = \mathbf{J} \\ div\mathbf{B} = 0 \\ \mathbf{B} = \mu\mathbf{H} + \mathbf{B}_r \end{cases} \tag{II-3}$$

La divergence de l'induction **B** étant nulle, on peut définir un potentiel vecteur magnétique A tel que :

$$\begin{cases} \mathbf{B} = \mathbf{rotA} \\ div\mathbf{A} = 0 \end{cases} \tag{II-4}$$

Ceci conduit à l'expression de la formulation magnétostatique vectorielle des équations de Maxwell :

$$\begin{cases} div\mathbf{A} = 0 \\ \mathbf{rot}(\frac{1}{\mu}\mathbf{rotA}) = \mathbf{J} + \mathbf{rot}(\frac{1}{\mu}\mathbf{B_r}) \end{cases} \tag{II-5}$$

Si le matériau est non linéaire (présence de saturation), on définit aussi :

$$\mu = \mu(\mathbf{B}) \tag{II-6}$$

La résolution du système d'équation (II-5) peut être alors effectuée. Si possible, le domaine d'étude sera, au préalable, réduit en fonction des symétries du problème et les conditions à ses limites seront définies.

Cette formulation n'est applicable qu'en l'absence d'induction. Elle sera donc délaissée pour l'étude des machines asynchrones au profit des formulations magnétodynamiques complexes et magnétoévolutives.

I.1.2. Formulation magnétodynamique complexe

Cette formulation est un cas particulier de la formulation magnétodynamique pour laquelle le champ est variable dans le temps et les pièces du système étudié sont immobiles. Les hypothèses qui y conduisent sont :

- la densité volumique de charge ρ est nulle,
- la perméabilité μ ne dépend pas de l'induction (matériaux linéaires),
- les variations des sources de champ sont sinusoïdales (pas d'harmoniques dans l'alimentation),
- l'induction rémanente est nulle (matériaux ferromagnétiques doux).

Dans ces conditions, les équations de Maxwell peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} div\mathbf{A} = 0 \\ \mathbf{rot}(\frac{1}{\mu}\mathbf{rotA}) + j\omega\sigma\mathbf{A} = \mathbf{J} \end{cases} \qquad \text{(II-7)}$$

J est le courant d'excitation du procédé. Il doit être connu et sinusoïdal de pulsation ω pour mener à terme la résolution de (II-7). Le terme jωσ**A** traduit l'existence des courants de Foucault induits dans les matériaux conducteurs par la variation temporelle de l'induction.

Malgré sa simplicité et la prise en compte des courants de Foucault, cette formulation présente les inconvénients principaux suivants [SAH-94] - [VAS-90a] :

1. Valable uniquement pour les régimes permanents.

2. La prise en compte des non-linéarités due à la saturation des matériaux ferromagnétiques n'est pas possible. Elle peut, cependant, être introduite en définissant une réluctivité équivalente qui conserve, malgré la non sinusoïdalité de l'induction dans le temps, la valeur moyenne de l'énergie magnétique stockée sur une période de variation du courant d'excitation [TAI-92] - [VAS-90b]. Ceci assure des valeurs correctes des grandeurs globales calculées (énergie, couple, courants) mais non des grandeurs locales (induction en un point de l'espace par exemple).

3. Le rotor est immobile. On peut cependant prendre en compte imparfaitement l'effet du glissement en multipliant dans (II-7) la conductivité des matériaux conducteurs du rotor par la valeur du glissement [SAH-94]. Ceci est imparfait car le glissement est différent pour chaque harmonique d'espace de l'induction dans l'entrefer.

Il est donc parfois préférable d'utiliser une formulation plus générale.

I.1.3. Formulation magnétoévolutive

Pour une pièce se déplaçant à la vitesse **V** dans un champ créé par une source **J** variable dans le temps, la formulation la plus générale est [VAS-90a] :

$$\begin{cases} div\mathbf{A} = 0 \\ \mathbf{rot}(\frac{1}{\mu}\mathbf{rotA}) + \sigma\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \sigma\mathbf{V} \wedge \mathbf{rotA} = \mathbf{J} \end{cases} \qquad \text{(II-8)}$$

Cette formulation permet :

- le calcul des régimes transitoires,
- la prise en compte de la saturation,
- le mouvement du rotor,
- le calcul des harmoniques d'espace,
- le couplage avec une équation de la mécanique.

Elle fait apparaître les courants de Foucault $-\sigma\mathbf{V} \wedge \mathbf{rotA}$ créés par le déplacement de la pièce dans un champ. Cependant, sa résolution pour l'ensemble d'une machine électrique est très complexe du fait de la non-linéarité des tôles et du mouvement de certaines pièces (le rotor).

I.2. Résolution des formulations par la méthode des éléments finis

La résolution des formulations précédentes par la méthode des éléments finis est basée sur une discrétisation finie de l'espace d'étude. Cette discrétisation est grandement facilitée dans le cas d'une machine dont la longueur du fer utile est suffisamment grande devant le diamètre du stator et dont les effets d'extrémités sont négligeables. L'étude de la machine complète peut alors se ramener à celle de sa section transversale et les éléments utiles à la discrétisation sont bidimensionnels (quadrilatères, triangles).

La valeur de la variable d'état (ici **A**) est donnée par une combinaison adaptée des valeurs de cette variable en des points de référence de l'élément (par exemple les sommets) appelés noeuds.

La résolution des formulations n'est donc plus effectuée sur l'ensemble du domaine mais consiste en une approximation locale de la solution sur chaque élément [SAB-88].

Cette méthode des éléments finis permet, en outre, le couplage des équations électriques et magnétiques qui décrivent le système constitué d'une machine et de son alimentation. A travers ce couplage, le bobinage statorique est décrit, les relations entre les sources de tension et ce bobinage sont spécifiées, la structure de la cage est définie et les résistances et inductances caractéristiques des effets tridimensionnels (effets des têtes de bobines et des anneaux de court-circuit) peuvent être incluses [LOM-92a] - [LOM-92b] - [PAL-90].

Les grandes étapes de la résolution par la méthode des éléments finis pour un problème bidimensionnel sont :

- Descriptions de la géométrie et du circuit électrique,
- Affectation des propriétés physiques,
- Résolution des équations.

Chaque étape est maintenant présentée.

I.2.1. Description de la géométrie

Le domaine de la machine étudiée est réduit par l'utilisation des symétries existantes et la définition d'une limite à l'infini. Ensuite, le système réduit est décrit par des régions surfaciques délimitées par des lignes s'appuyant sur des points définis par l'utilisateur.
Une région particulière est la bande de roulement [VAS-90a]. Située dans l'entrefer de la machine, elle permet de modifier la position angulaire du rotor par rapport au stator pendant la résolution en évitant tout remaillage par l'utilisateur ; elle seule est remaillée automatiquement à chaque nouvelle position angulaire. Son utilisation permet une diminution significative du coût de calcul des simulations des régimes transitoires, à vitesse de rotation non nulle, décrits par la formulation magnétoévolutive.

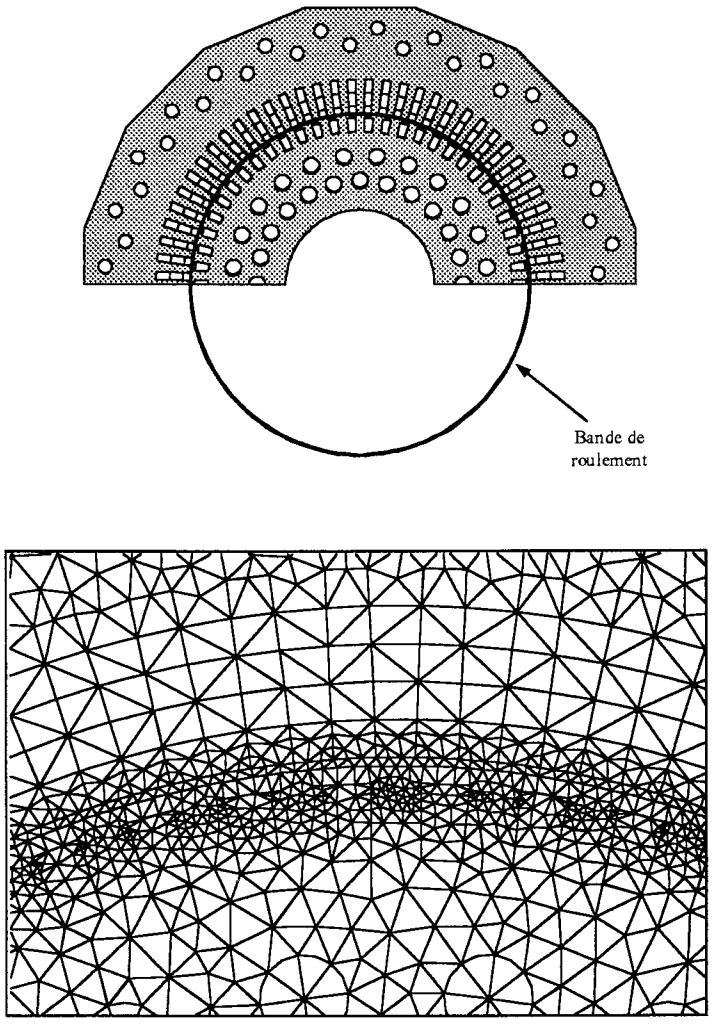


Figure II-1 : géométrie d'une demi-machine (haut) et détail du maillage au voisinage de l'entrefer (bas)

Une fois décrites, les régions du problème sont maillées. Ce maillage est généralement réalisé de manière automatique en s'appuyant sur une discrétisation initiale des lignes effectuée par l'utilisateur. Cette discrétisation est choisie d'autant plus fine que la variable d'état varie rapidement dans les zones concernées. C'est notamment le cas au voisinage de l'entrefer et dans les dents du fait de la saturation.

Cette première étape nécessite la connaissance précise des caractéristiques géométriques et du schéma de bobinage de la machine.

I.2.2. Description du circuit électrique

Le circuit électrique est décrit, indépendamment de la géométrie, à partir du schéma de bobinage de la machine. Typiquement, il se présente sous la forme donnée à la Figure II-2.

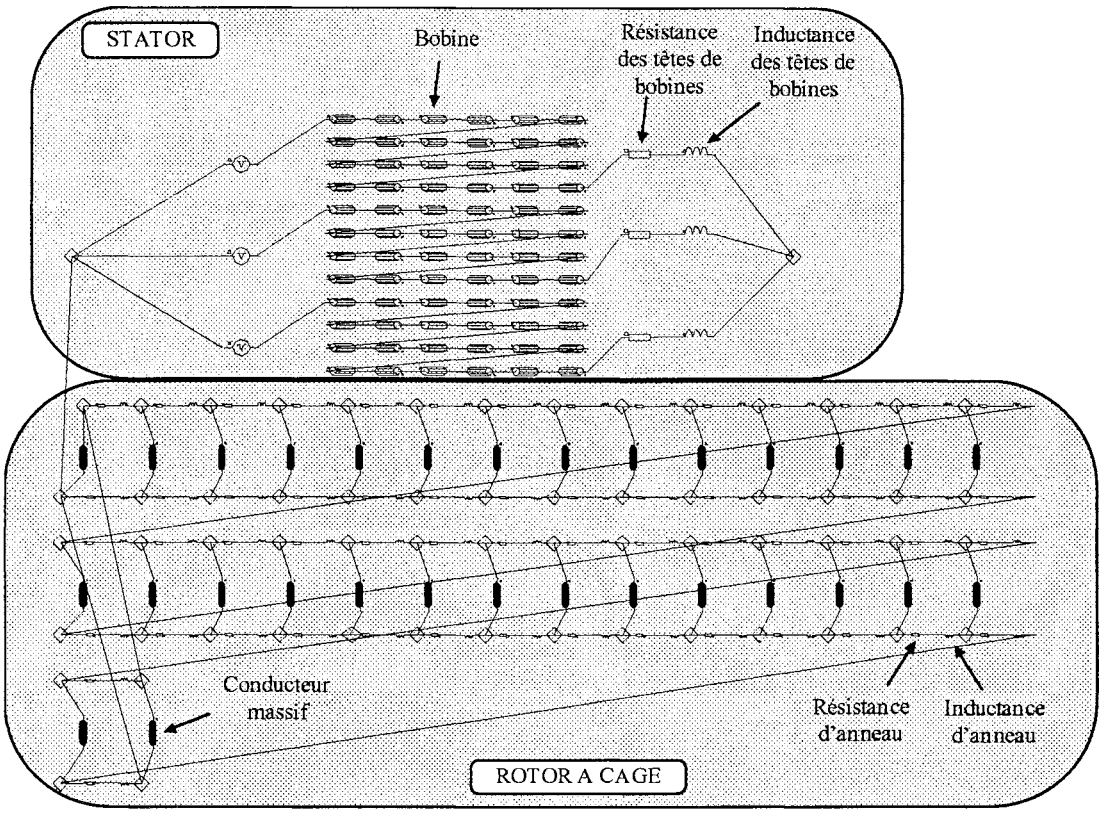


Figure II-2 : circuit électrique d'alimentation d'une machine asynchrone à cage décrit pour la méthode des éléments finis

On remarque plus particulièrement sur la Figure II-2 les sources de tension, les impédances d'extrémité et la mise en court-circuit du rotor. Les macro-éléments conducteurs appelés *bobines* sont analogues aux conducteurs bobinés en fil fin du stator, chaque brin étant parcouru par le même courant ; la densité de courant est donc constante sur leur section. Ils sont définis par leur résistivité, leur nombre de spires et leur coefficient de foisonnement. Les macro-éléments appelés *conducteurs massifs* permettent de représenter les barres de la cage dans lesquelles se développent des courants induits qui, du fait de l'effet de peau, ne se répartissent pas uniformément sur la section. Ils sont caractérisés par leur résistivité.

Les effets des têtes de bobine sont inclus globalement par phase (résistance et inductance par phase R_{tb} et l_{tb}) alors que les effets des anneaux de court-circuit sont représentés pour une portion d'anneau connectant deux barres entre elles (résistance et inductance par portion d'anneau R_a et l_a).

Remarque :
Dans ce cas, les formulations adoptées doivent être complétées en tenant compte de la densité volumique de charge présente dans les barres du rotor [SAB-88] - [LOM-92b].

I.2.3. Affectation des propriétés physiques

Cette étape consiste à affecter au modèle les propriétés physiques de la machine et notamment :

- les résistivités, perméabilité, courbe B(H) de chaque région,
- la vitesse de rotation du rotor par rapport au stator si une bande de roulement a été définie,
- les correspondances entre les régions conductrices (barre ou bobine) et les éléments du circuit électriques,
- les valeurs des paramètres du circuit électrique,
- les conditions aux limites du domaine d'étude.

I.2.4. Résolution des équations

La résolution des équations du modèle est effectuée, dans le cas de la formulation magnétoévolutive, en couplant une méthode d'intégration par éléments finis dans l'espace et une méthode d'intégration par différences finis dans le temps dite *en pas à pas* [PAL-90] - [SAB-88] - [VAS-90a].
Une fois les équations résolues, il est possible d'avoir accès à de nombreux résultats tant locaux que globaux : courants, tension, flux, induction, inductances, énergie ... Bien entendu, cette méthode est très coûteuse en temps de calcul.

I.3. Application de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis en 2D trouve de nombreuses applications dans l'étude des machines asynchrones :

- dimensionnement et conception des structures [NEA-96] - [WIL-95],

- modélisation et analyse de phénomènes complexes et locaux : harmoniques [SAL-92], saturation [JAC-86], effet de peau [WIL-87],
- Calcul des paramètres et des performances [DOL-97] - [SAL-93] - [SAH-94] - [BAN-97],
- Calcul des contraintes électromagnétiques locales [IM-96],
- Mise au point de stratégies de diagnostic [CHA-96] - [WAT-97],
- Etude des régimes transitoires [PHA-97] - [RAJ-96].

Cette variété d'approches est l'une des deux raisons pour lesquelles l'utilisation de la méthode des éléments finis a été choisie pour l'étude d'un moteur asynchrone 1,5 MW - 4 pôles. La deuxième raison est la difficulté matérielle (et donc le coût économique) de réaliser des essais expérimentaux dans cette gamme de puissance.

II. APPLICATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS A LA FORMULATION MAGNETODYNAMIQUE COMPLEXE

II.1. Conditions générales de la modélisation

Le modèle du moteur de traction destiné à l'étude par la méthode des éléments finis a été décrit en respectant, en sus des hypothèses inhérentes à la formulation magnétodynamique complexe, les conditions suivantes :

1. les températures stator et rotor sont égales à 20°C (moteur froid),

2. Les pertes fer par hystérésis ou par courant de Foucault ne sont pas modélisées, le module d'estimation des pertes fer par la méthode des éléments finis n'étant pas encore inclus dans le logiciel utilisé [CES-96].

3. l'alimentation en tension de la machine est représentée par un circuit électrique qui inclut sous forme de résistances et d'inductances les termes tridimensionnels (têtes de bobine et anneaux de court-circuit). Le problème est alors le calcul de leurs valeurs.

4. la barre est plus longue que la partie active du rotor (ce qui est le cas pour les cages non coulées).

Le modèle étant défini par la longueur du fer utile, la résistivité du cuivre des barres a été augmentée pour tenir compte de leur supplément de longueur. Ceci impose, incidemment, que la totalité de la barre présente la même profondeur de peau pour une fréquence donnée alors qu'en réalité la partie extérieure n'est plus plongée que dans les champs de fuite d'extrémités [WIL-86].

Une autre solution aurait été de modéliser une barre de longueur égale à celle du fer utile mise en série au niveau du circuit électrique d'alimentation avec une résistance et une inductance représentative de la partie extérieure de la cage [SAH-94]. Cette solution suppose une répartition constante de la densité de courant sur la section de la partie extérieure de la barre alors qu'elle ne l'est pas pour la partie de la barre noyée dans le fer du rotor. Ici se trouve de nouveau posé le problème de l'inclusion des termes représentatifs des effets tridimensionnels d'une machine dans une modélisation bidimensionnelle.

II.2. Inclusion des termes 3D dans une modélisation 2D

Le comportement interne d'une machine électrique tournante peut être représenté par un modèle électromagnétique 2D d'une coupe transversale à la condition que l'influence des extrémités sur ce comportement puisse être négligée. C'est généralement le cas pour une machine de longueur largement supérieure aux autres dimensions géométriques.

Cependant, pour des conditions d'alimentation données, les extrémités d'une machine sont la source de fuites et de pertes non négligeables. Ces effets d'extrémité sont représentés par des impédances (résistance et inductance en série) supplémentaires au stator et au rotor qui sont incluses dans le circuit électrique complémentaire du modèle éléments finis de la machine (cf. Figure II-2).

Pour une machine asynchrone, les effets d'extrémité sont essentiellement liés aux anneaux de court-circuit du rotor et aux têtes de bobines du stator. Pour le moteur étudié, un troisième effet est lié à la longueur des barres du rotor qui est supérieure à celle du fer utile. Cet effet n'est pas inclus dans le modèle vu les hypothèses adoptées précédemment.

Le problème est donc de connaître les valeurs de :

- R_{tb} : résistance représentative des têtes de bobines,
- l_{tb} : inductance représentative des têtes de bobines,
- R_a : résistance représentative des anneaux de court-circuit,

- l_a : inductance représentative des anneaux de court-circuit.

Ce problème est extrêmement complexe car il est tridimensionnel, couplé et conditionné par l'environnement des extrémités de la machine. Cet environnement est schématiquement représenté en coupe sur la Figure II-3. On remarque notamment la présence de l'environnement amagnétique conducteur qui va tendre à confiner les fuites électromagnétiques.

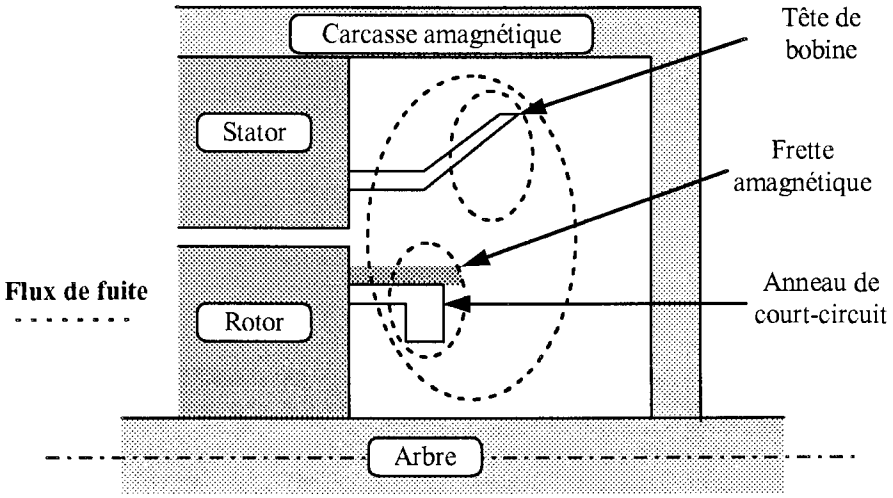


Figure II-3 : coupe longitudinale des extrémités d'une machine asynchrone à cage

II.2.1. Méthodes de calcul des paramètres relatifs aux extrémités

Toutes les valeurs numériques seront données dans la suite de ce paragraphe pour une phase de la machine.

a. Les têtes de bobine

Les calculs des impédances de tête de bobine peuvent se faire analytiquement à l'aide de formules plus ou moins approximatives et empiriques [ALG-70] - [LIW-67] ou numériquement sur la base d'un modèle électromagnétique 3D des têtes de bobines [TAI-92].
Pour des raisons de simplicité de mise en oeuvre (l'objectif n'étant pas l'étude des effets d'extrémités en elle-même), les méthodes analytiques ont été choisies.

Ces méthodes s'appuient sur les hypothèses suivantes :

1. Les flux créés par les têtes de bobines se développent librement dans l'air sans aucune limite. La carcasse et l'ensemble des pièces mécaniques aux extrémités de la machine sont supposés sans influence.

2. L'étude de la répartition du champ créé par les têtes de bobines peut être faite en supprimant la partie active de la machine. En effet, les courants de Foucault qui se développent dans les tôles de la partie active s'opposent à la pénétration du flux des têtes de bobines. L'étude peut donc se ramener à celle des spires constituées par la connexion directe des têtes de bobines opposées (cf. Figure II-4).

3. Dans ces conditions, l'induction totale peut être décomposée en une induction longitudinale ($\mathbf{B_L}$) et en une induction transversale ($\mathbf{B_T}$).

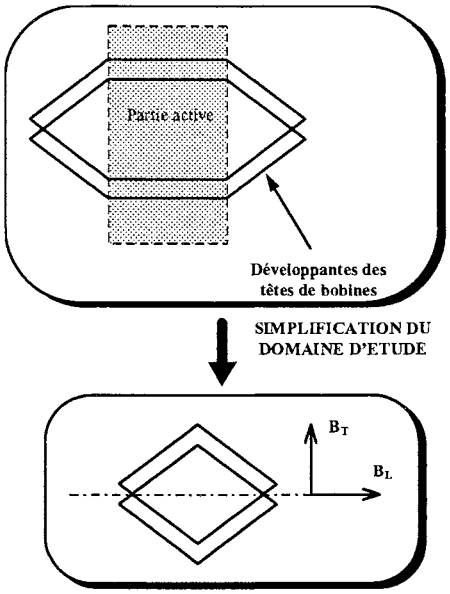


Figure II-4 : principe de l'étude analytique des têtes de bobine

Alger donne dans [ALG-70] pour le calcul des inductances de fuite des têtes de bobine la formule suivante :

$$l_{tb} = \frac{n_{phs} N_{ss}^2 D_1 K_{ds}^2}{2\pi \cdot 10^6 \cdot p^2} \left\{ \begin{array}{l} 2\tan(\chi)\left(\frac{\gamma\pi - \sin(\gamma\pi)}{\pi}\right)\left[1 - \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^p\right] \\ +1.84 k_r^2 \left[\ln\left(\frac{1.4 D_1}{h_{es}}\right) - \frac{D_{entrefer}}{D_1}\log\left(\frac{0.54 D_{entrefer}}{R}\right)\right] \end{array} \right\} \quad \text{(II-9)}$$

Les notations utilisées sont :

- p : nombre de paires de pôles,
- n_{phs} : nombre de phases stator,
- N_{ss} : nombre de spires en série par phase,
- K_{ds} : facteur de distribution du bobinage stator,
- k_r : facteur de raccourcissement,
- γ : pas du raccourcissement,
- χ : angle d'ouverture d'une tête de bobine (rad),
- D_1 : diamètre moyen d'une tête de bobine (m),
- D_2 : diamètre moyen d'un anneau de court-circuit (m),
- $D_{entrefer}$: diamètre moyen de l'entrefer (m),
- R : distance moyenne entre un anneau de court-circuit et une tête de bobine (m).

Cette formule tient compte de l'influence des anneaux de court-circuit sur les têtes de bobine (y compris en présence d'une frette magnétique) et des harmoniques d'espace contenus dans le champ de fuite. Elle est valable pour un enroulement en tambour à deux couches et pas raccourci.

La formule donnée par Liwschitz dans [LIW-67] est plus simple et s'écrit pour un enroulement par pôle à une couche de bobines concentriques :

$$l_{tb} = \frac{\mu_0}{18p}\left(\frac{N_{es}n_{cs}}{N_v}\right)^2 \left(0.47L_{tb} - 0.3L_{as}\right) \qquad \text{(II-10)}$$

où :

- μ_0 : perméabilité du vide (H/m),
- N_{es} : nombre total d'encoches au stator,
- n_{cs} : nombre total de spires par encoche,
- N_v : nombre de voies en parallèle par phase,
- L_{tb} : longueur d'une tête de bobine (m),
- L_{as} : longueur d'un arc polaire au niveau des encoches du stator (m).

Cette formule est moins rigoureuse que la précédente car elle néglige l'influence réciproque des anneaux sur les têtes de bobine. Ses coefficients ont cependant été déterminés de manière empirique

à partir des mesures sur une série de machines asynchrones. On peut tenir compte du pas raccourci en multipliant (II-10) par un facteur de raccourcissement [BEL-86].

Finalement, les deux formules donnent les résultats suivants :

- d'après Alger, $\mathbf{l_{tb}}$ = **0.28 mH**,
- d'après Liwschitz, $\mathbf{l_{tb}}$ = **0.39 mH**.

Nous avons retenu la valeur donnée par Liwschitz. De toute façon, ces formules sont reconnues comme tout à fait approximatives et nécessitent des corrections empiriques afin de correspondre aux données expérimentales.

La valeur de la résistance de la tête de bobine a été obtenue simplement à partir de la résistivité du bobinage stator et de la longueur mesurée (d'après les plans) des développantes [ALG-70]. Cette valeur est :

Rtb = 13.6 mΩ.

b. Les anneaux de court-circuit

La résistance d'anneau de court-circuit est classiquement obtenue par la formule de Trickey [TRI-36]. Cette formulation suppose que la cage peut être remplacée par un cylindre de cuivre d'épaisseur constante dans lequel les courants, supposés à répartition sinusoïdale, circulent longitudinalement. La refermeture des courants se fait par les anneaux de court-circuit.
Cependant, pour une cage de dimension suffisante, la répartition des courants est modifiée par l'effet de peau. La formule de Trickey a été adaptée dans [VAS-90b] afin de tenir compte du déplacement de courant aussi bien dans les barres que dans les anneaux de court-circuit ainsi que de la diminution de la surface de contact effective entre les barres et les extrémités de la cage qui en découle. Les dimensions utilisées dans la formule de Trickey ne sont plus alors les dimensions géométriques mais celles d'une cage équivalente obtenue en ne considérant que la partie de la cage où circule effectivement le courant.
Une deuxième méthode pour tenir compte du déplacement de courant consiste à modéliser l'extrémité de la machine en plaçant au voisinage d'un circuit magnétique (représentant la partie active de la machine) un anneau de cuivre (cf. Figure II-5). Le domaine d'étude est réduit par

symétrie axiale. L'ensemble des équations électromagnétiques qui régissent ce système est alors résolu par l'application de la méthode des éléments finis. La formulation adoptée est la formulation magnétodynamique complexe pour tenir compte de l'effet de peau.

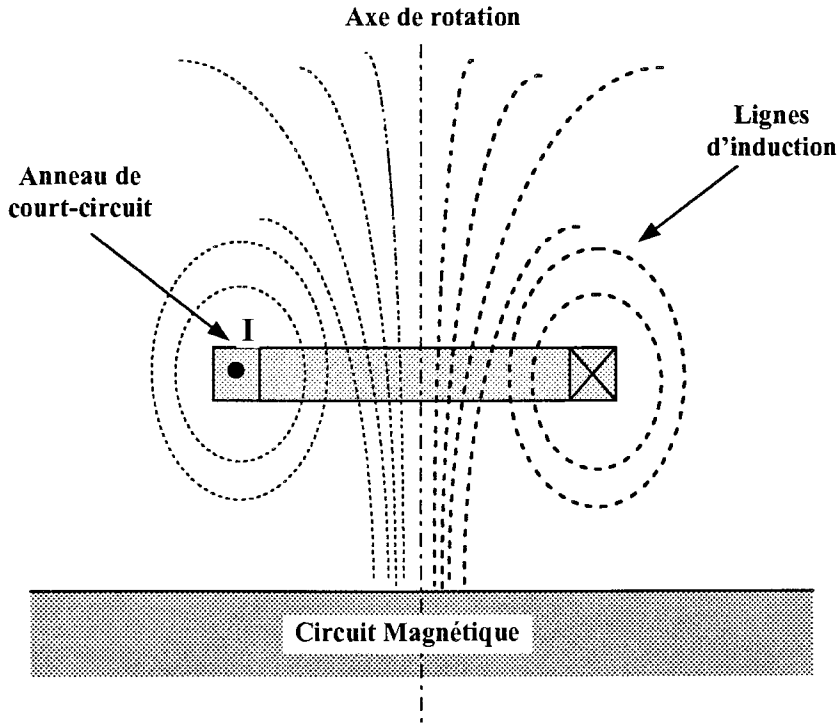


Figure II-5 : modélisation de l'anneau de court-circuit (coupe longitudinale)

Cette modélisation s'appuie sur les hypothèses suivantes :

1. La répartition du courant **I** dans l'anneau est supposée homopolaire et n'est pas affectée par celle du courant dans la barre. On mésestimera donc l'influence du nombre de paires de pôles sur les paramètres de l'anneau.

2. Les variations temporelles du courant sont sinusoïdales.

3. Le courant se referme selon la circonférence de l'anneau. Or, en fait, la circulation du courant se fait aussi dans la hauteur de l'anneau, notamment à cause [WIL-86] - [WIL-87] :

- du nombre de barres et de pôles de la machine,
- des dimensions relatives des barres et des anneaux,
- de l'effet de peau dans les barres de la cage.

On peut ainsi représenter schématiquement sur la Figure II-6 la circulation du courant dans un anneau de hauteur largement supérieure à celle des barres d'une machine à 2 pôles et 2 barres.

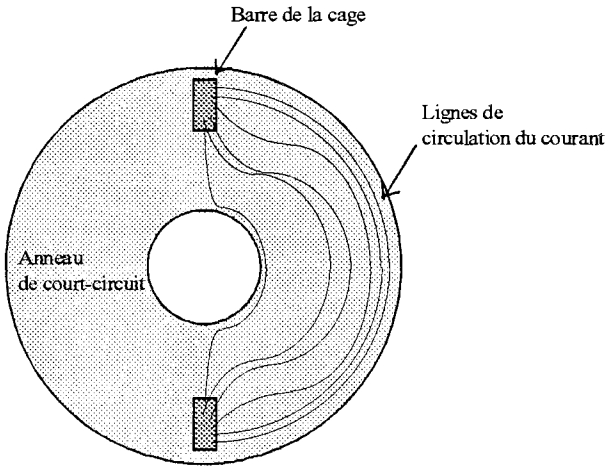


Figure II-6 : circulation du courant dans un anneau de court-circuit (coupe transversale)

La valeur de la résistance peut donc être sensiblement modifiée. Elle est ainsi augmentée pour :

- une augmentation du nombre de paires de pôles,
- une augmentation de l'effet de peau dans les barres,
- une diminution de la hauteur des barres,
- une diminution de la hauteur de l'anneau.

4. Les champs créés par l'anneau de court-circuit pénètrent dans les tôles et leur sont perpendiculaires. Ceci est d'autant moins vrai que le glissement est important, c'est à dire que les courants dans la cage ont une fréquence élevée.

5. L'environnement extérieur à l'anneau (têtes de bobine, frette, carcasse ...) est supposé sans influence sur la répartition des champs de fuite.

Les variations de la résistance d'anneau données par les approches analytiques et éléments finis sont comparées Figure II-7. Les valeurs entre les deux approches divergent rapidement, la différence pouvant être imputable aux hypothèses respectives des modèles.

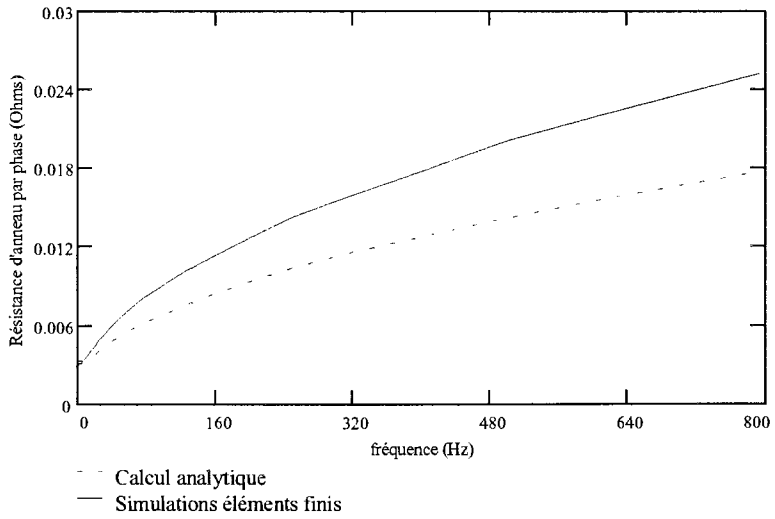


Figure II-7 : variation de la résistance d'anneau en fonction de la fréquence (valeur par phase)

Les variations de l'inductance de fuite d'anneau avec la fréquence sont présentées à la Figure II-8. L'influence de l'effet de peau est nettement moins marquée que sur la résistance, l'énergie magnétique restant stockée dans un volume relativement invariant.

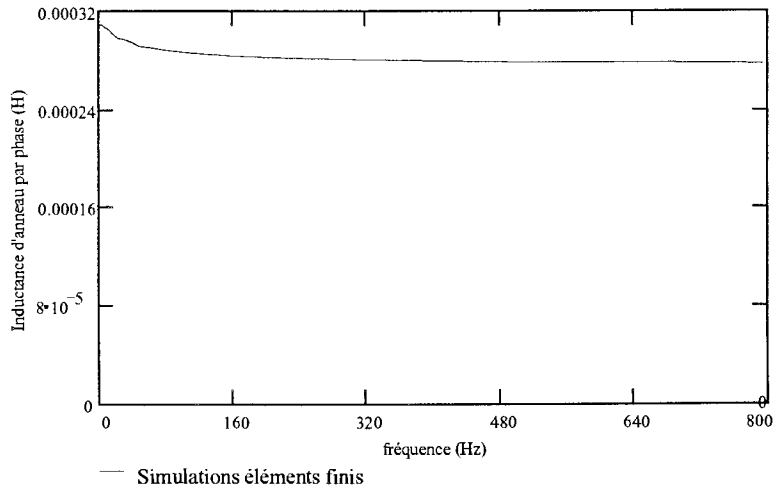


Figure II-8 : variation de l'inductance de fuite d'anneau en fonction de la fréquence (valeur par phase).

En définitive, toutes les chutes de tension introduites par l'anneau de court-circuit et représentées dans le circuit électrique d'alimentation du modèle éléments finis de la machine par R_a et l_a sont estimées à partir du modèle numérique de l'anneau.

Vues les hypothèses nécessaires, tant pour les têtes de bobine que pour les anneaux de court-circuit, une validation expérimentale des résultats obtenus pour les valeurs des paramètres du moteur étudié s'avère indispensable dans tous les cas.

Généralement, la valeur de l'inductance de fuite d'anneau de court-circuit est donnée par les formules déjà utilisées pour le calcul des inductances des têtes de bobine. Vassent propose dans [VAS-90b] une prise en compte de l'effet du déplacement de courant avec la fréquence sur la valeur de l'inductance analogue à celle présentée pour la résistance d'anneau. On a cependant préféré utiliser les résultats des simulations par la méthode des éléments finis déjà effectuées car ils restent cohérents sur une très large plage de fréquence et certaines méthodes d'identification requièrent des valeurs de l'impédance d'anneau de court-circuit pour une fréquence variant de quelques milliherz à plusieurs centaines de Hertz.

II.3. Comparaison avec les essais de type

Le modèle éléments finis qui vient d'être présenté a été utilisé pour effectuer des essais d'identification analogues aux essais de type réalisés par le constructeur et destinés à fournir les paramètres de la machine pour divers points de fonctionnement. Les essais de type qui nous intéressent sont essentiellement les essais à vide et rotor bloqué. La réalisation de ces essais par la méthode des éléments finis ne présente pas de difficulté majeure. L'exploitation des résultats concerne les mêmes grandeurs que lors des essais de type expérimentaux : courants, tensions, puissances actives et réactives [SAH-94] - [TAI- 92].

Dans la suite du paragraphe, on appelle *modèle numérique* le modèle électromagnétique de la machine résolu par la méthode des éléments finis.

II.3.1. Comparaison avec les essais de type à vide

Les valeurs de la résistance stator R_s et de l'inductance principale ($L_m + l_{\sigma s}$) sont obtenues par des simulations éléments finis du fonctionnement de la machine à vide pour une fréquence de 50 Hz. La valeur de $l_{\sigma s}$ est prise égale à sa valeur analytique 0.885 mH [LIW-67].

Les valeurs de la résistance stator (24.2 mΩ à 45°c) et les variations de l'inductance magnétisante données par le modèle numérique sont comparables avec celles données par les essais de type.

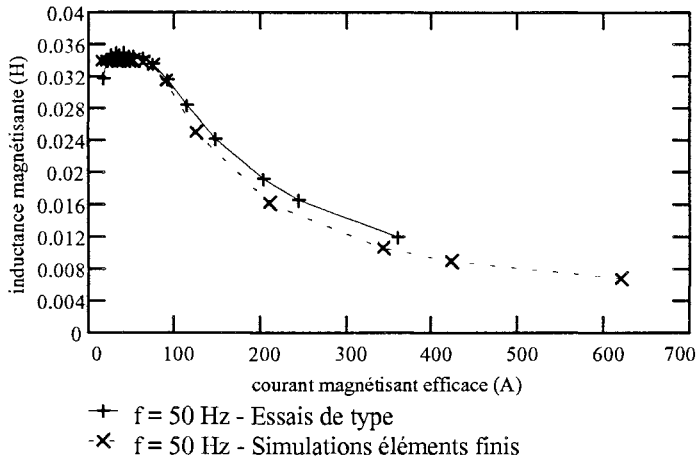


Figure II-9: variation de l'inductance magnétisante

Ces comparaisons ont aussi été réalisées pour une fréquence de 140 Hz (cf. annexe 1). Elles montrent la même concordance entre les résultats des essais de type et des simulations éléments finis.

On en déduit la validité :

- de la géométrie adoptée,
- de la courbe B(H) des tôles utilisée,
- des valeurs des paramètres des têtes de bobine,
- de la valeur de la résistivité.

En outre, on constate sur les essais de type que :

- la résistance stator est indépendante de la saturation et de la fréquence,
- l'inductance magnétisante est fonction de la saturation mais indépendante de la fréquence.

II.3.2. Comparaison avec les essais de type rotor bloqué

Les variations de la résistance totale ($R_s + R_r$) et de l'inductance de fuite totale ($l_{\sigma s} + l_{\sigma r}$) ont été obtenues pour le modèle numérique par des simulations éléments finis pour une fréquence de 50 Hz. Les valeurs des résistances ont été corrigées afin de tenir compte des différences de température entre les essais de type et les simulations numériques.

Les valeurs de la résistance totale données par les deux essais sont proches. L'augmentation de la résistance totale avec le courant pour les essais de type est une conséquence de la température qui

augmente avec la durée de l'essai (Figure II-10). En revanche, il y a un écart constant d'environ 25% entre les résultats des essais de type et des essais numériques pour la valeur de l'inductance de fuite totale (Figure II-11).

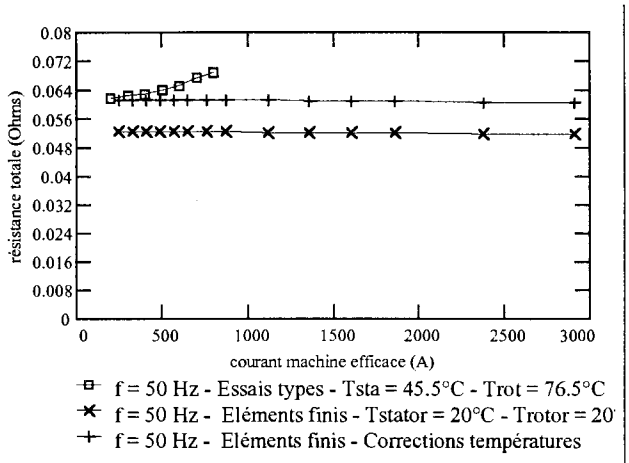


Figure II-10: variation de la résistance totale

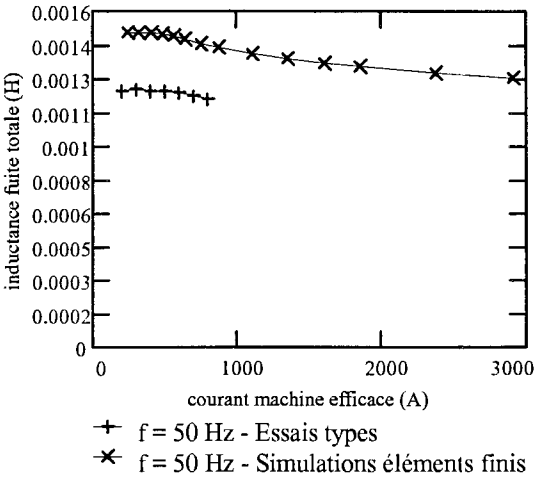


Figure II-11: variation de l'inductance de fuite totale

La concordance des valeurs des résistances totales prouve la validité de la prise en compte de l'effet de peau par le modèle électromagnétique aussi bien dans les barres que dans les anneaux de court-circuit.

Les variations de l'inductance de fuite totale avec le courant la traversant étant, malgré tout, parallèles entre les deux essais, on peut aussi déduire la validité de la prise en compte de la saturation du parcours des flux de fuite.

Si on admet que les simulations éléments finis donnent une bonne représentation des phénomènes bidimensionnels, la différence significative constatée serait essentiellement due à la prise en compte des effets d'extrémités. Le signe de la différence serait notamment dû à l'absence de l'environnement amagnétique conducteur (carcasse, arbre, frette - cf. Figure II-3) dans les modèles des effets d'extrémités. En effet, les courants induits qui se développent dans les pièces amagnétiques s'opposent à la pénétration des champs de fuite. Les inductances de fuite sont donc globalement plus

faibles. Un autre facteur de diminution de l'inductance est le couplage entre les anneaux de court-circuit et les têtes de bobine qui a été négligé dans la modélisation adoptée [ALG-70].
On arrive aux mêmes conclusions si on réalise les essais numériques à 140 Hz (cf. annexe 1).

Enfin, on constate que:

1. la résistance stator étant constante, la résistance rotor est fonction de la fréquence et indépendante de la saturation,
2. l'inductance de fuite rotor dépend de la fréquence et de la saturation ($l_{\sigma s}$ = constante par hypothèse).

II.3.3. Correction empirique des termes tridimensionnels

Vues les différences constatées sur les valeurs de l'inductance de fuite totale (qui conditionne notamment la valeur du courant de démarrage), les modèles utilisés pour le calcul des inductances de fuite des extrémités doivent être corrigés. En l'absence de modèles plus précis (basés par exemple sur une méthode des éléments finis 3D) on choisit d'utiliser un facteur de correction empirique.

Les résultats des essais réalisés par la méthode des éléments finis donnent une valeur de l'inductance de fuite totale égale à 1.5 mH pour une fréquence de 50 Hz tandis que les essais de type aboutissent à une valeur de 1.23 mH.
La correction empirique est effectuée en diminuant au prorata de la valeur de l'inductance de fuite totale les valeurs des inductances de fuite des têtes de bobine et des anneaux de court-circuit. On a alors :

$$\begin{cases} l_{tb} = 0.39 - \dfrac{0.27}{0.68} 0.39 = 0.24\,mH \\ l_a = 0.29 - \dfrac{0.27}{0.68} 0.39 = 0.17\,mH \end{cases} \qquad \text{(II-11)}$$

En outre, on suppose constante, quel que soit la fréquence, la valeur de l'inductance de fuite d'anneau.

La comparaison des résultats fournis par le modèle numérique corrigé et les essais de type montrent la concordance des valeurs attendue comme l'indiquent les Figure II-12 et Figure II-13.

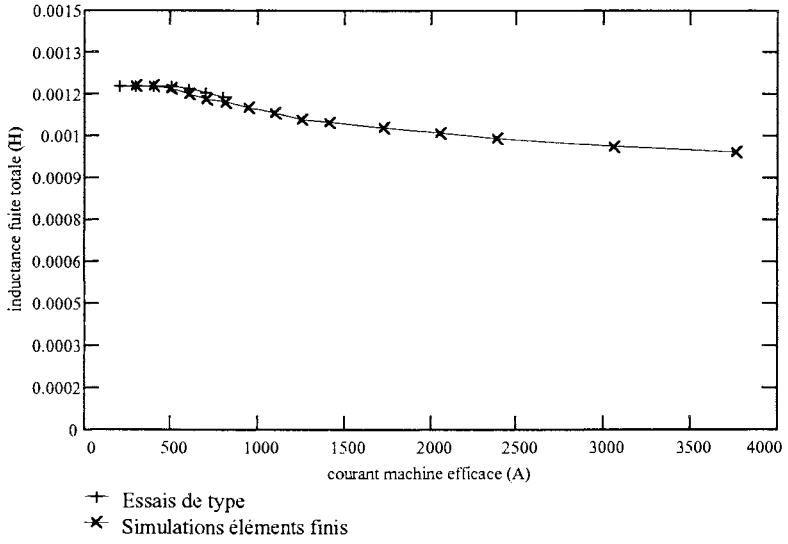


Figure II-12 : variation de l'inductance de fuite totale - f = 50 Hz - modèle numérique corrigé

Cette série de comparaison a finalement permis de valider les paramètres du modèle numérique de la machine qui suivent :

1. les dimensions géométriques,
2. les caractéristiques physiques : résistivité des conducteurs et courbe de magnétisation des tôles,
3. les termes tridimensionnels.

Il peut donc être utilisé, après redéfinition de la formulation électromagnétique, pour l'étude des courts-circuits triphasés.

L'organisation du travail a été telle que les facteurs empiriques pour corriger les différences entre le modèle numérique et le moteur réel n'ont été introduits que tardivement. Les simulations éléments finis de court-circuit triphasé qui suivent conservent cette surestimation de l'inductance de fuite totale. Il a été vérifié que ceci ne change fondamentalement rien aux résultats, seuls les ordres de grandeurs étant différents.

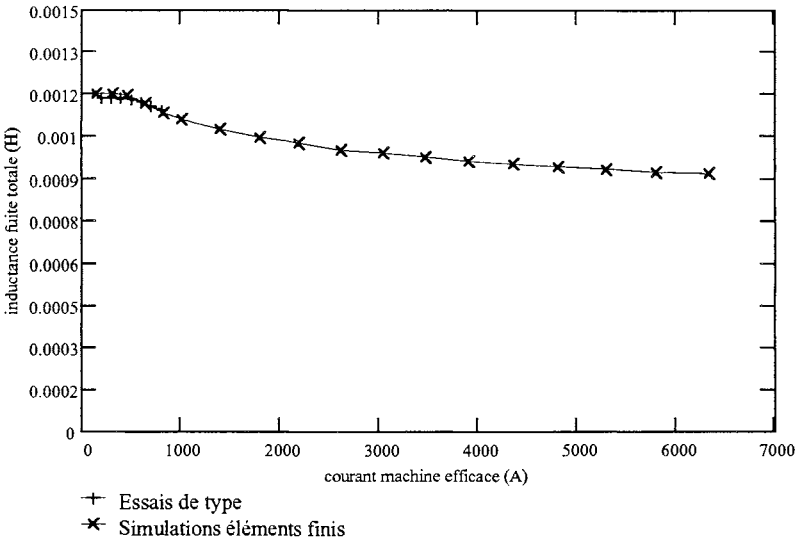


Figure II-13 : variation de l'inductance de fuite totale - f = 140 Hz - modèle numérique corrigé

III. APPLICATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS A L'ETUDE DU COURT-CIRCUIT TRIPHASE

III.1. Simulation du court-circuit triphasé

Le court-circuit est réalisé à vitesse constante et provoqué à partir d'un régime permanent correspondant au point de fonctionnement (V_s = 1200 V, f_s = 51 Hz, Γ_{elm} = 11 kNm, Ω = 1520 t/min.). L'hypothèse de constance de la vitesse est justifiée par la valeur importante du moment d'inertie que représente la masse de la locomotive ramenée au rotor.

Le régime permanent est obtenu par une résolution éléments finis en pas à pas dans le temps du modèle électromagnétique de la machine mis sous la forme magnétoévolutive. Afin de l'obtenir plus rapidement, la résolution est initialisée à partir du résultat obtenu par la simulation magnétodynamique complexe de ce même point de fonctionnement. Une fois le régime permanent obtenu, le court-circuit triphasé est provoqué en annulant simultanément les trois tensions d'alimentation et simulé en pas à pas dans le temps.

Les résultats de simulation obtenus vont permettre d'analyser les formes d'onde, l'état et les contraintes électromagnétiques d'un moteur de traction pendant un court-circuit triphasé.

III.2. Analyse de l'état électromagnétique et des formes d'onde

III.2.1. Présentation des formes d'onde

Les formes d'onde pendant le court-circuit sont données Figure II-15 et Figure II-14. On constate que le couple et les courants de phase oscillent à une fréquence proche de la fréquence initiale de l'alimentation et sont amortis.

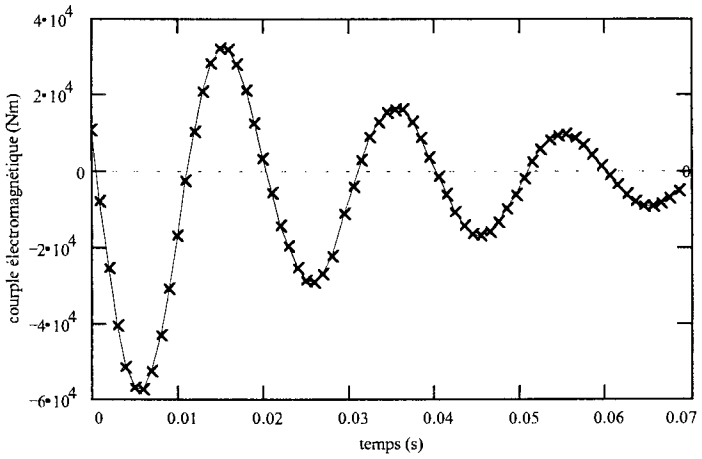


Figure II-14 : Forme d'onde du couple de court-circuit triphasé

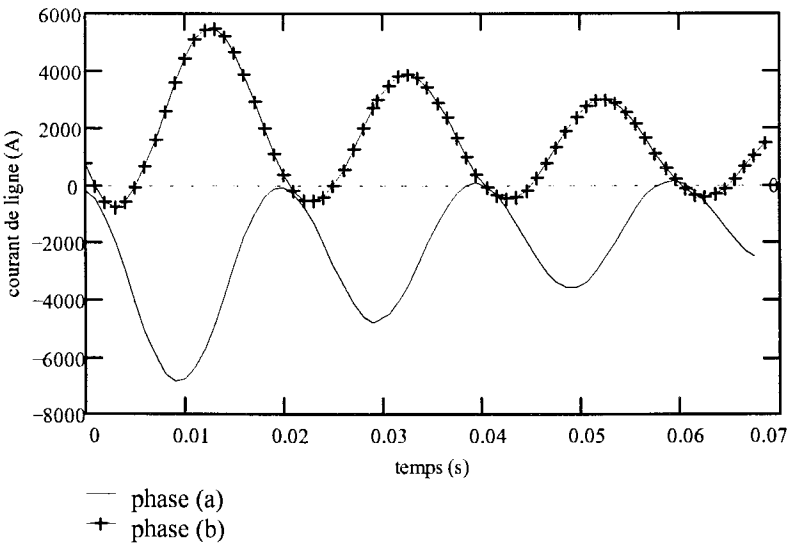


Figure II-15 : Formes d'onde des courants de court-circuit triphasé

Pour mieux comprendre ces évolutions, on peut visualiser l'état électromagnétique de la machine à des instants privilégiés de l'évolution du couple de court-circuit. Ces instants sont signalés par des croix sur la Figure II-16.

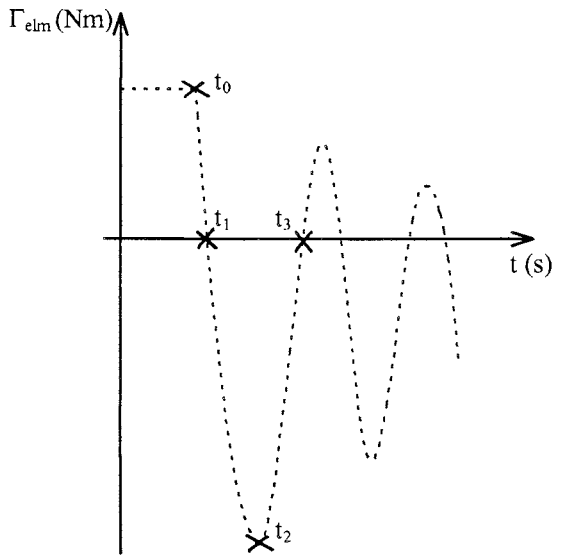


Figure II-16 :instants d'étude de l'état électromagnétique de la machine

III.2.2. Analyse des lignes de champ

La mise en court-circuit revient, en annulant la tension aux bornes de la machine, à arrêter quasi totalement la rotation du champ dans la machine. En effet, d'après (I-2), le court-circuit impose que le champ traversant les enroulements du stator soit constant aux chutes de tension près. Ce champ fixe induit dans la cage des courants oscillant à la fréquence électrique de rotation du rotor. Finalement, l'onde d'induction créée par les enroulements du rotor est une onde spatiale tournant à la vitesse électrique du rotor.

Ce découplage est manifeste au niveau des cartes de champ données Figure II-17 à Figure II-20. A l'instant initial du court-circuit (Figure II-17), les lignes de champ pénètrent profondément dans le rotor car le glissement est faible. Par rapport à la marche à vide (Figure I-9), elles présentent une composante tangentielle à la traversée de l'entrefer qui est à l'origine du couple initial. Au premier passage à zéro du couple (Figure II-18), les lignes de champ sont perpendiculaires à l'entrefer et les pôles stator et rotor sont en phase (ou en opposition de phase). A l'instant du maximum du couple de court-circuit (Figure II-19), une partie des champs se referme au voisinage de l'entrefer. Les pôles stator et rotor sont en quadrature. Au deuxième passage à zéro du couple, les champs sont

essentiellement des champs de fuite et les pôles sont en opposition de phase (ou en phase). Ces évolutions expliquent les oscillations du couple de la Figure II-15.

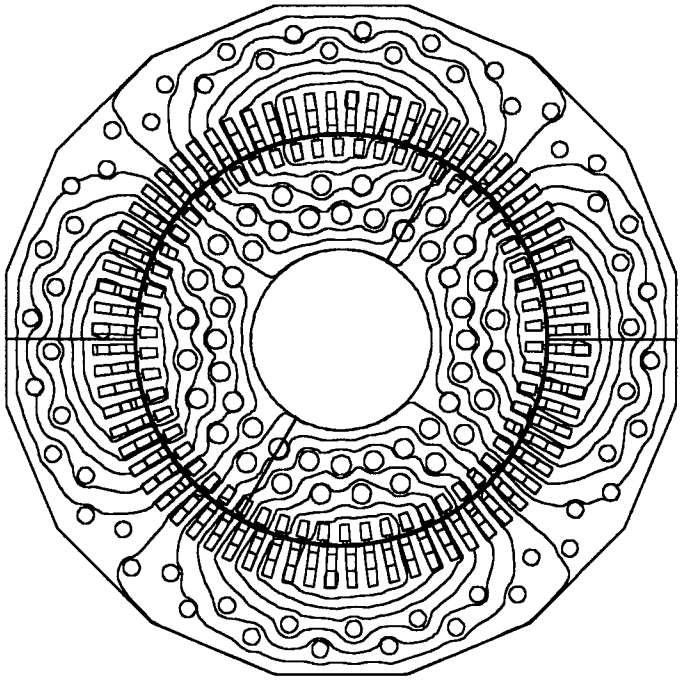


Figure II-17 : lignes de champ à l'instant initial du court-circuit

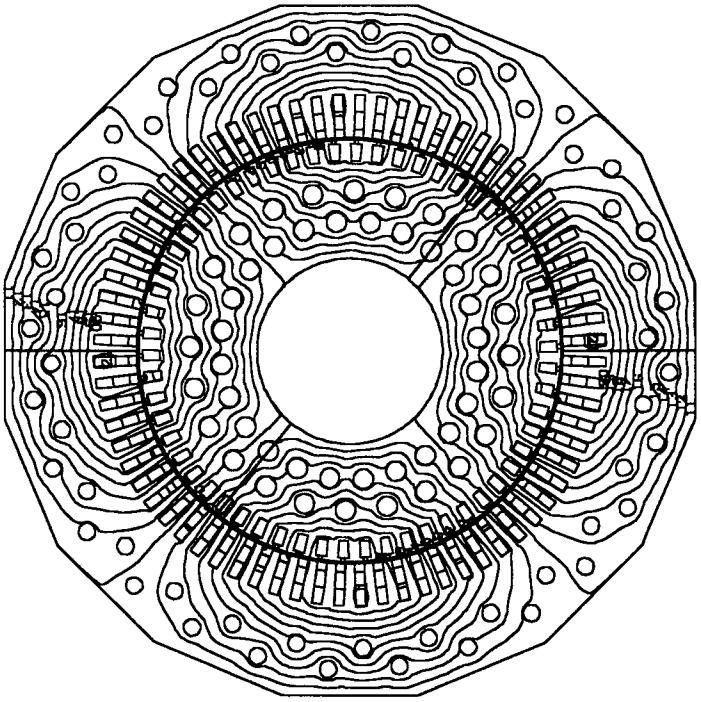


Figure II-18: lignes de champ au premier passage à 0 du couple de court-circuit

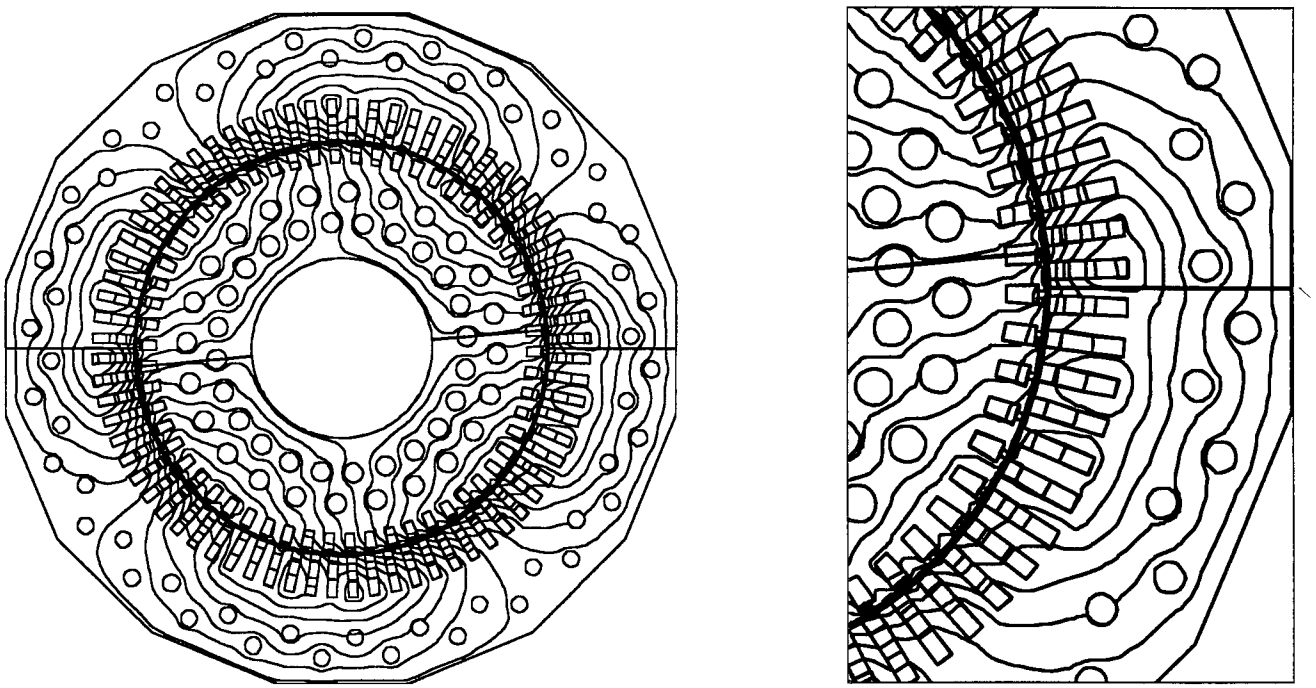


Figure II-19 : lignes de champ à l'instant du maximum du couple de court-circuit

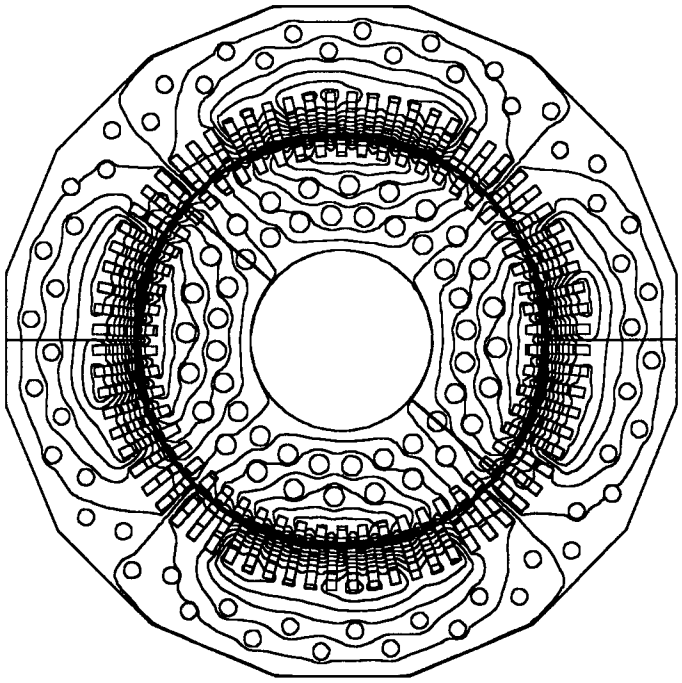


Figure II-20: lignes de champ au deuxième passage à 0 du couple de court-circuit

Cette modification de l'interaction entre le stator et rotor explique les oscillations du couple de la Figure II-15, le maximum du couple étant évidemment obtenu pour les deux champs en quadrature.

III.2.3. Conséquences sur le niveau de saturation des tôles

Par rapport au point de fonctionnement initial, le premier passage à zéro du couple correspond à une saturation légèrement plus importante du circuit magnétique principal. En effet, les champs stator et rotor étant en phase, le champ résultant de la machine est essentiellement magnétisant. C'est aussi la situation rencontrée lors du fonctionnement à vide.
Ensuite, le champ dans la machine est de moins en moins magnétisant pour devenir essentiellement un champ de fuite se refermant par les isthmes des encoches (cf. Figure II-19). Il y a donc désaturation progressive du circuit magnétique principal et saturation des becs d'encoche accentuée par le niveau élevé du courant de court-circuit.

III.2.4. Conséquences sur le déplacement de courant dans les barres de la cage

La modification de l'état électromagnétique de la machine pendant le court-circuit a comme deuxième conséquence une redistribution de la densité de courant dans les barres du rotor. Ceci est dû à la fréquence d'oscillation des courants du rotor pendant le court-circuit qui est devenue égale à la fréquence de rotation électrique du rotor alors qu'initialement elle n'était égale qu'à quelques pour-cent de la fréquence de l'alimentation.

III.2.5. Conséquences pour la modélisation de la machine

Pour pouvoir reproduire ce type de régimes transitoires, un modèle plus simple que le modèle basé sur la méthode des éléments finis devra impérativement inclure les effets de la saturation locale, de la désaturation du circuit magnétique principal et du déplacement de courant pour la fréquence de fonctionnement considérée.

III.3. Contraintes induites par le court-circuit

En régime normal, les efforts sont essentiellement appliqués sur le fer car sa perméabilité étant bien plus grande que celle de ses régions voisines, il canalise la quasi-totalité des lignes de champ.
En cas de court-circuit triphasé, cette répartition des efforts est modifiée car :

1. le niveau de courant dans les barres est très élevé,
2. les dents étant fortement saturées, une partie du champ se referme par les barres.

Les efforts électrodynamiques sur les barres peuvent alors devenir significatifs.

Nous avons d'autre part choisi d'étudier les contraintes subies par les becs d'encoche du rotor car ce sont des pièces mécaniques fragiles qui canalisent une grande partie du flux de court-circuit.

Il est intéressant de noter comme référence pour la suite du paragraphe la valeur de la force centrifuge s'exerçant sur une barre. Un calcul analytique élémentaire donne pour une vitesse de rotation de 1520 t/min. :

$\mathbf{F_{centrifuge} = 6432\ N}$

III.3.1. Etude des contraintes sur les becs d'encoche

a. Méthode et résultats du calcul des contraintes

La pression magnétique (dite de *Maxwell*) qui s'exerce sur un élément surfacique unitaire du bec d'encoche s'exprime par [DEB-90] :

$$\mathbf{P} = B_n\mathbf{H} + \frac{\mathbf{B}.\mathbf{H}}{2}\mathbf{n} \qquad \text{(II-12)}$$

Si on suppose la perméabilité μ constante, la pression se décompose en :

1. une composante tangentielle: $P_t = \frac{B_n B_t}{\mu}$ (II-13)

2. une composante normale: $P_n = \frac{B_n^2 - B_t^2}{\mu}$ (II-14)

Vu que la perméabilité du fer est très grande devant celle de l'air, la composante tangentielle de l'induction B_t est nulle et les efforts s'exercent normalement à la surface (cf. Figure II-21).

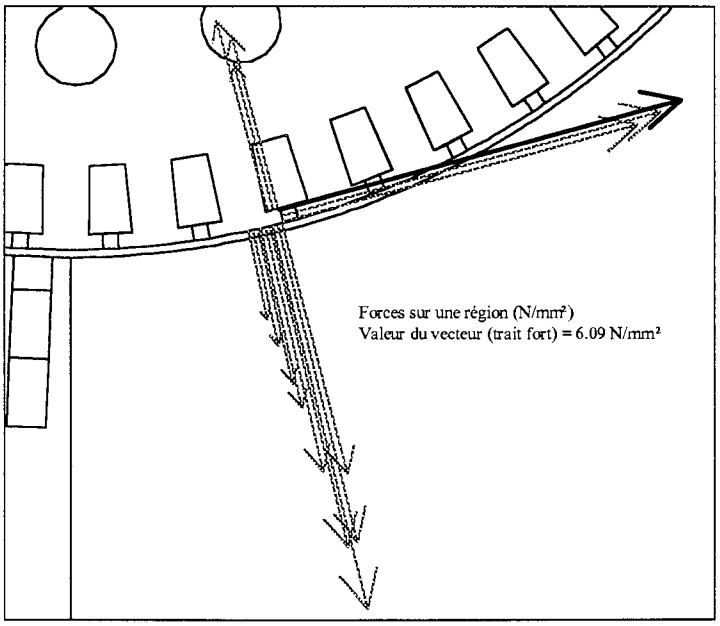


Figure II-21: efforts s'exerçant sur un bec d'encoche

La résultante globale de l'effort qui s'exerce sur le bec d'une des encoches est décomposée en deux composantes normale et tangentielle de la manière indiquée sur la Figure II-22.

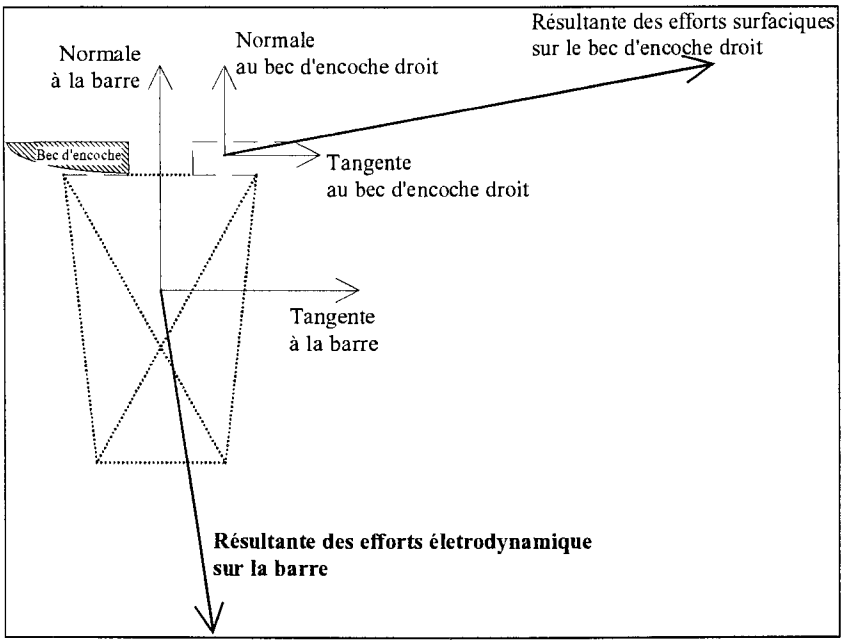


Figure II-22: décomposition des efforts résultants

On trace Figure II-23 l'évolution de ces composantes sur la première période du court-circuit pour une des encoches les plus contraintes.

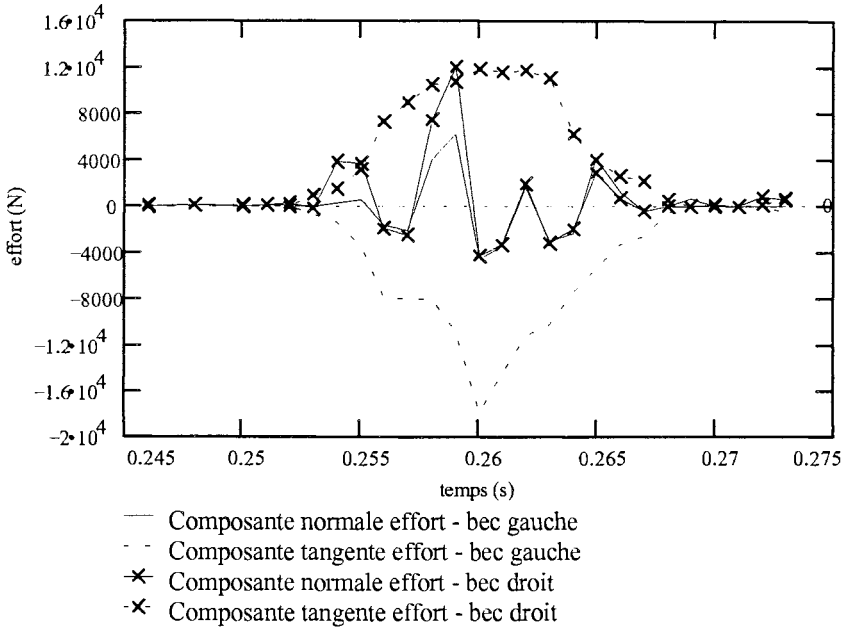


Figure II-23: efforts s'exerçant sur les becs d'encoche.

La composante tangentielle au bec d'encoche domine et oscille à une fréquence proche de la fréquence du fondamental. La composante normale au bec d'encoche est moindre mais oscille à environ 5 fois cette fréquence. L'amplitude de ces variations est de l'ordre de grandeur de la force centrifuge.

b. Interprétation

En régime de fonctionnement normal, les forces de Maxwell s'exercent essentiellement radialement sur le stator et le rotor et présentent de nombreux harmoniques. Ces harmoniques sont dus aux variations de la perméance de l'entrefer avec les encoches, aux harmoniques d'espace de la force magnétomotrice qui n'est pas à répartition sinusoïdale [ALG-70] et aux harmoniques de saturation de l'induction dans l'entrefer qui ne varie plus sinusoïdalement [SAL-92].

En régime de fonctionnement de court-circuit, les forces s'exercent aussi bien radialement que tangentiellement sur les becs d'encoche et ont des niveaux extrêmement élevés. On peut avancer deux hypothèses pour expliquer ces résultats :

1. La composante tangentielle des efforts serait essentiellement créée par les champs de fuite des barres se refermant par les isthmes. Le niveau élevé des courants dans les barres expliquerait son importance inhabituelle par rapport à la composante radiale.

2. La composante normale des efforts serait due aux champs traversant, même partiellement, l'entrefer. Elle serait donc beaucoup plus sensible aux variations de perméance dues à la saturation et aux encoches que la composante tangentielle, d'où l'existence des oscillations à des multiples de la fréquence de l'alimentation.

Les conséquences de telles contraintes sont multiples :

- augmentation des niveaux de vibration et de bruit [FAR-95] - [BON-92],
- efforts de traction sur les dents supplémentaires par rapport aux seuls efforts provoqués par la force centrifuge [LEV-84].

III.3.2. Efforts électrodynamiques sur les barres

a. Méthode et résultats du calcul des efforts

L'effort électrodynamique sur une barre est donné par la force de Laplace :

$$\mathbf{F} = \iint \mathbf{J} \wedge \mathbf{B} dS \qquad \text{(II-15)}$$

Cet effort est donc étroitement lié au courant qui circule dans la barre. Le vecteur effort électrodynamique appliqué sur la barre est décomposé en composantes normale et tangentielle à la barre (cf. Figure II-22). Pour une des barres les plus contraintes, les deux composantes oscillent à la fréquence du courant dans la barre. La composante tangentielle négative est dominante (cf. Figure II-24). Il faut noter que le module de l'effort électrodynamique est de l'ordre de grandeur de celui qui s'exerce sur les becs d'encoche.

b. Interprétation

En régime de fonctionnement normal, les efforts électrodynamiques sont faibles et oscillent à deux fois la fréquence du courant dans le conducteur. Ceci n'est plus vrai du tout lors du court-circuit triphasé. En effet, la saturation locale des becs d'encoche est telle qu'une partie non négligeable des champs de fuite traversent la barre (cf. Figure II-25). Le niveau d'induction dans la barre s'élève donc et, le courant étant très important, la valeur de l'effort électrodynamique devient significative.

En outre, la perméabilité de la barre n'étant plus négligeable devant celle d'une partie des dents, la circulation du champ dans la barre n'est plus parallèle au fond de l'encoche. Il y a alors création d'un effort électrodynamique tangentiel.

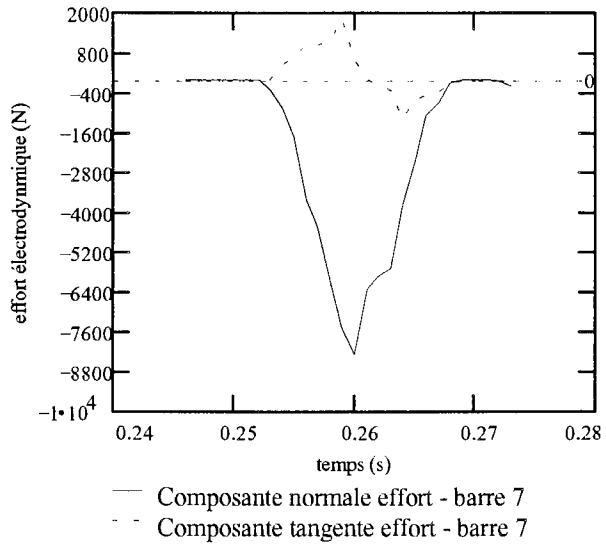


Figure II-24: efforts électrodynamiques sur une barre

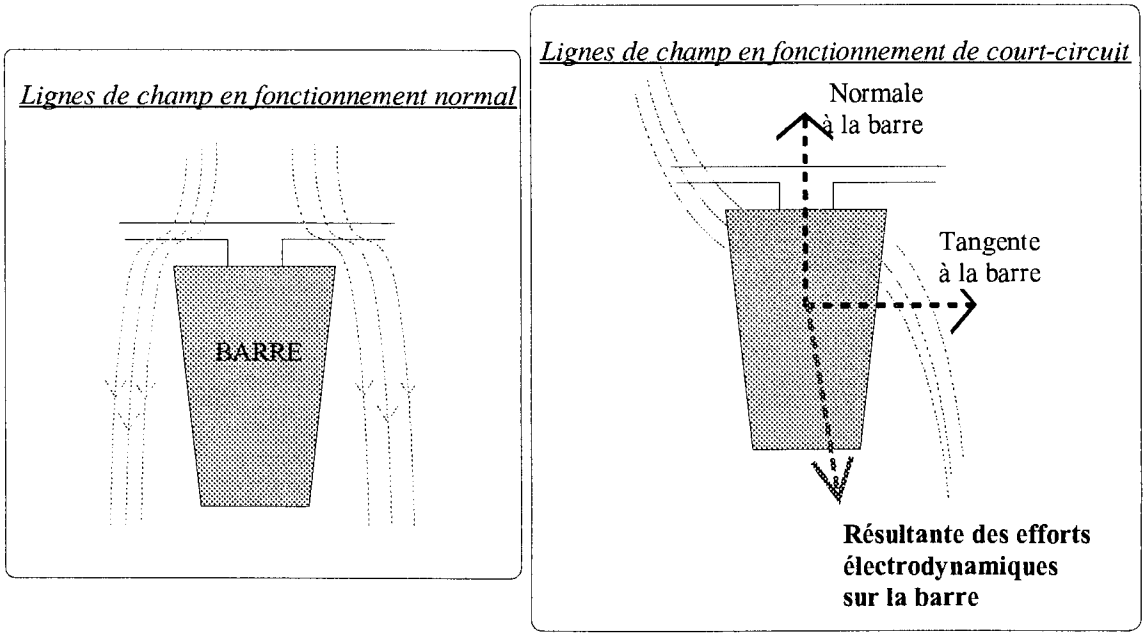


Figure II-25 : parcours des champs de fuite au voisinage d'une encoche

Les barres tournent dans un champ quasi-fixe et sont parcourues par un courant oscillant à la fréquence de rotation électrique du rotor, l'effort électrodynamique oscillera donc à sensiblement la même fréquence.

Enfin, les forces magnétomotrices stator et rotor étant opposées lors du court-circuit, la barre tend à être repoussée vers le fond de l'encoche (tout comme les bobinages du stator qui sont repoussés vers le fond de leurs encoches).

Ces efforts entraînent :

- une diminution des contraintes sur les éventuelles cales de fermeture d'encoche car ils s'opposent à la force centrifuge [LEV-84],
- une fatigue mécanique de la barre [BON-92].

IV. CONCLUSION

L'étude complète du court-circuit triphasé par la méthode des éléments finis a permis de connaître les phénomènes déterminants de ce régime transitoire de grande amplitude. Les phénomènes locaux ont été plus particulièrement étudiés dans leurs liens avec certaines grandeurs globales de la machine (couple, courants).
On a pu aussi mettre en évidence le niveau de saturation remarquable du parcours des flux de fuite et sa conséquence sur les valeurs importantes des efforts s'exerçant sur les becs d'encoche et, plus inattendues, sur les barres de la cage.

Cependant, la complexité du modèle et les temps de calcul (plusieurs jours !) nécessaires à l'obtention de quelques périodes seulement du fonctionnement obligent à définir un modèle plus simple du moteur valable en régime de court-circuit triphasé. Ce modèle devra être représentatif des conditions dans lesquelles fonctionne le moteur court-circuité : saturation et effet de peau.
Mais, étant donnée l'exemplarité du court-circuit triphasé, les conséquences tirées de son analyse seront utiles à tout modèle simplifié de la machine destiné à l'étude des régimes transitoires de grande amplitude d'une association onduleur de tension - machine asynchrone. On envisagera donc la recherche d'un modèle simplifié valable non seulement pour les courts-circuits triphasés mais aussi pour d'autres types de régimes transitoires.

Chapitre III : études et modèles simplifiés des courts-circuits triphasés d'une machine asynchrone à cage

Chapitre III : ETUDES ET MODELES SIMPLIFIES DES COURTS-CIRCUITS TRIPHASES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

La complexité du modèle électromagnétique utilisé pour l'étude des courts-circuits triphasés par la méthode des éléments finis pousse à rechercher des formulations plus simples. Cette recherche est d'autant plus justifiée qu'il est toujours difficile d'associer de tels modèles électromagnétiques à des modèles de structures électriques complexes, par exemple à un modèle de convertisseur statique [KUO-96] - [DEM-97].
Une modélisation de la machine particulièrement adaptée à l'étude simplifiée des courts-circuits triphasés, et de tout régime de fonctionnement d'une association convertisseur statique - machine, est le schéma équivalent électrique tel qu'il a été introduit au Chapitre 1.

Les équations du système différentiel représenté par le schéma équivalent de la Figure I-7 peuvent être résolues dans certaines conditions de manière analytique ou numérique. Les deux approches sont ici adoptées pour l'étude de régimes de court-circuit triphasé du moteur de traction 1,5 MW - 4 pôles. Les résultats sont comparés, dans la mesure du possible, à ceux obtenus par la méthode des éléments finis.

Afin de généraliser l'approche différentielle (c'est-à-dire l'intégration numérique d'un système différentiel caractéristique d'un circuit électrique équivalent), un schéma équivalent plus complet du moteur a été identifié. Son principe, son identification et son utilisation seront détaillés à la fin de ce chapitre.

I. APPROCHE ANALYTIQUE DU COURT-CIRCUIT TRIPHASE

I.1. Principe et hypothèses

Une approche analytique permet généralement d'appréhender simplement des phénomènes complexes et donne parfois des résultats tout à fait satisfaisants. Pour l'étude du court-circuit triphasé d'une machine asynchrone à cage, l'approche adoptée consiste en la formulation analytique des équations différentielles caractéristiques du schéma équivalent classique de la Figure I-7.

L'étude par la méthode des éléments finis du court-circuit d'une machine asynchrone à cage a montré qu'il se traduit par des surintensités et des surcouples de grande amplitude qui surviennent

généralement durant la première demi-période. L'objectif est donc essentiellement de caractériser les évolutions du couple et des courants pendant les premiers instants du court-circuit triphasé et de déterminer les paramètres influents.

Puisque l'on s'intéresse aux premiers instants, on peut commencer par négliger toutes les causes d'amortissement (R_s et R_r ici), puis essayer d'introduire plus ou moins rigoureusement l'amortissement des diverses composantes, comme un terme correctif.
Une fois le système d'équations résolu, les effets de la saturation et du déplacement de courant seront pris en compte par des corrections des valeurs des paramètres menées sur la base de considérations physiques concernant l'état de la machine.

Les hypothèses méthodologiques sont alors :

1. Le fonctionnement de la machine est linéaire.
2. Les paramètres du schéma équivalent sont connus.
3. L'instant et les conditions de fonctionnement initiaux sont connus.
4. Les termes résistifs sont négligés pendant le court-circuit devant les réactances.
5. La résistance du stator est négligée dans le calcul des conditions initiales.
6. La vitesse du rotor est constante.

D'après l'étude éléments finis, le court-circuit triphasé apparaît comme le dual du démarrage pour le même point de fonctionnement. En effet, dans les deux cas, il y a découplage du comportement du stator de celui du rotor. De plus, alors qu'un démarrage consiste en l'application simultanée de tensions non nulles aux bornes de la machine, le court-circuit triphasé revient à l'annulation de ces trois tensions. L'objectif de la résolution analytique est donc d'exprimer le couple et les courants en fonction des grandeurs caractéristiques des conditions initiales du court-circuit et du courant de démarrage pour ces mêmes conditions.

I.2. Résolution analytique

Les équations différentielles du schéma équivalent simple cage ont déjà été présentées au chapitre 1. Elles se présentaient sous la forme (I-2) :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{i}_s + \dfrac{d\varphi_s}{dt} \\ \mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + \dfrac{d\varphi_r}{dt} - j\omega\varphi_r \end{cases}$$

Après transformation de Laplace et en respectant les hypothèses méthodologiques, le système différentiel (I-2) s'exprime en fonction des conditions initiales par :

$$\begin{cases} L_s \mathbf{i}_s(p) + L_m \mathbf{i}_r(p) = \dfrac{L_s \mathbf{i}_s{}^0 + L_m \mathbf{i}_r{}^0}{p} \\ L_r \mathbf{i}_r(p) + L_m \mathbf{i}_s(p) = \dfrac{L_r \mathbf{i}_r{}^0 + L_m \mathbf{i}_s{}^0}{p - j\omega} \end{cases} \qquad \text{(III-1)}$$

où les conditions initiales sont notées : $\mathbf{i}_s(0) = \mathbf{i}_s{}^0$ et $\mathbf{i}_r(0) = \mathbf{i}_r{}^0$.

On a : $\mathbf{i}_s^0 = I_s e^{-j\varphi}$ et en adoptant le schéma équivalent simplifié (R_s=0) :

$$\mathbf{i}_r^0 = -\frac{L_s}{L_m}\left(j\frac{V_s}{L_s\omega_s} + I_s e^{-j\varphi}\right) \qquad \text{(III-2)}$$

La solution du système introduit donc la grandeur :

$$I_d = \frac{V_s}{\sigma L_s \omega_s} \qquad \text{(III-3)}$$

I_d est le courant de démarrage pour les conditions initiales du court-circuit (V_s, ω_s) si on néglige R_s et R_r.

Si Φ est l'angle caractérisant l'instant initial du court-circuit (cf. Figure III-1), l'expression du courant de la phase (a) est après résolution de (III-1) et transformée inverse de Laplace :

$$i_a(t) = I_d\sqrt{2}[\sin\Phi - \sin(\omega t + \Phi)] + I_s\sqrt{2}\cos(\omega t + \Phi - \varphi) \qquad \text{(III-4)}$$

Le couple électromagnétique de court-circuit s'écrit alors :

$$\Gamma_{elm}(t) = 3\frac{V_s I_s}{\frac{\omega_s}{p}}\cos(\omega t - \varphi) - 3\frac{V_s I_d}{\frac{\omega_s}{p}}\sin\omega t \qquad \text{(III-5)}$$

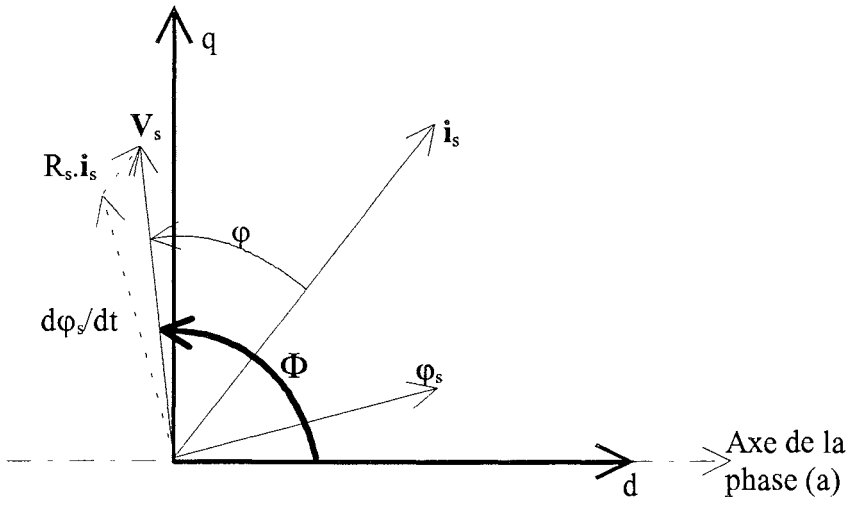


Figure III-1 : positions des différents vecteurs à l'instant initial du court-circuit.

Le courant et le couple électromagnétique oscillent à la fréquence électrique de rotation du rotor. Alors que les courants de phase dépendent de l'instant initial du court-circuit, caractérisé par Φ, le couple de court-circuit ne l'est pas. Ceci est dû à l'hypothèse de répartition sinusoïdale des bobinages. Cette hypothèse est généralement justifiée pour les machines d'une puissance significative.

I.2.1. Expressions des maxima du couple et du courant de court-circuit

a. Valeur du couple maximal pour des conditions initiales nominales

Si on part des conditions nominales, le couple électromagnétique en régime permanent est donné par :

$$\Gamma_n \frac{\omega_{sn}}{p} = 3V_{sn}I_n\cos\varphi_n$$

L'expression (III-5) devient alors : $\frac{\Gamma_{elm}(t)}{\Gamma_n} = \cos\omega t - \left[\frac{I_{dn}}{I_n\cos\varphi_n} - \tan\varphi_n\right]\sin\omega t$

On considère un jeu de valeurs des paramètres typique d'un moteur de traction :

$\frac{I_{dn}}{I_n} \approx 5$ à 7, $\cos\varphi_n \approx 0.8$ à 0.9 et $\tan\varphi_n \approx 0.5$ à 0.8

Dans ces conditions : $\frac{I_{dn}}{I_n \cos\varphi_n} \approx 5.5$ à 9 et la valeur maximale du couple de frein est donnée par l'amplitude du terme en sinωt et vaut : $\Gamma_{max} \cong -\frac{I_{dn}}{I_n \cos\varphi_n}\Gamma_n$ c'est-à-dire 5.5 à 9 fois le couple nominal Γ_n.

b. Valeur du couple maximal pour des conditions initiales quelconques

Pour des conditions initiales quelconques, le courant de démarrage I_d étant toujours très supérieur au courant initial I_s, le couple maximal de court circuit Γ_{max} aura pour expression approchée :

$$\Gamma_{max} = -3\frac{V_s I_d}{\frac{\omega_s}{p}} \qquad \text{(III-6)}$$

Cela correspond à la valeur de l'amplitude du terme en sinωt obtenue un quart de période après la mise en court-circuit soit pour t_m tel que $\omega t_m = \frac{\pi}{2}$.

On montre alors que, pour un fonctionnement à V/f constant, Γ_{max} est pratiquement indépendant des conditions initiales et vaut : $-\frac{I_{dn}}{I_n \cos\varphi_n}\Gamma_n$, soit la valeur du couple maximal de court-circuit pour des conditions de fonctionnement nominales.

c. Valeur du courant maximal pour des conditions initiales quelconques

De même, si on considère $I_d >> I_s$, le maximum maximorum de i_a est obtenu pour $\phi = \pi/2$ et vaut :

$i_{amax} = 2I_d\sqrt{2}$, valeur obtenue au bout d'une demi-période (III-7)

En supposant que l'état initial du court-circuit soit l'état nominal définit par le jeu de paramètres précédent, la valeur maximale du courant de court-circuit est : $i_{amax} \cong 14$ à 20 I_n.

I.2.2. Prise en compte de l'amortissement

Le même type d'étude simplifiée du court-circuit à partir d'une marche à vide, montre que les courants sont amortis avec deux constantes de temps [VAS-92] - [BAR-86] :

$T' = \frac{\sigma L_r}{R_r}$ qui est la constante de temps transitoire du rotor, stator en court-circuit.

$T_a = \frac{\sigma L_s}{R_s}$ qui est la constante de temps transitoire du stator, rotor en court-circuit.

En pratique, pour une machine de puissance suffisante, la valeur du coefficient de dispersion est telle qu'on peut supposer : $\sigma L_r \sim \sigma L_s$. Par ailleurs, pour des raisons d'équilibre thermique on a : $R_s \sim R_r$.

Donc : $T' = \frac{\sigma L_r}{R_r} \approx \frac{\sigma L_s}{R_s} = T_a$.

Si l'on considère que les courants stator et rotor comportent des termes exponentiels traduisant leur amortissement avec les constantes de temps T' et T_a, le couple, produit des courants, comporte des termes sous la forme des produits de ces exponentielles : $e^{-t/T'}.e^{-t/T'}$ / $e^{-t/T_a}.e^{-t/T'}$ / $e^{-t/T_a}.e^{-t/T_a}$

Du fait de la quasi-égalité de T' et T_a, on peut raisonnablement remplacer ces 3 produits par celui du centre $e^{-t\left(\frac{1}{T'}+\frac{1}{T_a}\right)}$ et définir une constante de temps moyenne telle que :

$$\frac{2}{\tau} = \left(\frac{1}{T'} + \frac{1}{T_a}\right) = \frac{R_s + R_r}{\sigma L_s} \qquad \text{(III-8)}$$

τ devient alors approximativement la constante de temps d'amortissement des courants et $\tau/2$ celle du couple.

τ peut être simplement relié au cosφ au démarrage. En effet, les équations de la machine au démarrage sont telles que :

$$\cos\varphi_d \cong \frac{R_s + R_r}{\sqrt{(\sigma L_s \omega_s)^2 + (R_s + R_r)^2}} \cong \frac{R_s + R_r}{\sigma L_s \omega_s} \qquad \text{(III-9)}$$

On en déduit :

$$\tau = \frac{2}{\omega_s \cos\varphi_d} \tag{III-10}$$

Finalement, l'amortissement est pris en compte globalement de telle sorte que :

$$i_a(t)(amorti) = i_a(t)(non_amorti)e^{\frac{-t}{\tau}} \tag{III-11}$$

$$\Gamma_{elm}(t)(amorti) = \Gamma_{elm}(t)(non_amorti)e^{\frac{-2t}{\tau}} \tag{III-12}$$

En définitive, les expressions des maxima du couple et du courant de court-circuit sont données par :

$$\Gamma_{max} = \frac{I_{dn}}{I_n \cos\varphi_n}\Gamma_n e^{-\frac{\pi}{2}\cos\varphi_d} \tag{III-13}$$

$$i_{amax} = 2I_d\sqrt{2}e^{-\frac{\pi}{2}\cos\varphi_d} \tag{III-14}$$

Le facteur d'amortissement est le même pour les premières pointes de couple et de courant.

Le fonctionnement d'un moteur de traction lors d'un court-circuit, tout comme lors du démarrage, est fortement inductif et le courant est limité d'après (III-3) et (III-4) par les inductances de fuite. Pour des conditions initiales nominales, cela correspond typiquement à : $\cos\varphi_d \approx 0.2$. Le facteur d'amortissement est alors de l'ordre de : $e^{\frac{-\pi\times 0.2}{2}} \approx 0.2 \cong \frac{3}{4}$

Les ordres de grandeurs des maxima du couple et du courant sont donc :

$\Gamma_{max} \cong 4$ à $7\ \Gamma_n$ et $i_{amax} \cong 10$ à $15\ I_n$.

I.2.3. Prise en compte de la saturation

Les expressions (III-4) et (III-5) du couple et du courant incluent le courant de démarrage I_d donné pour une tension et une fréquence égales à celles du point de fonctionnement initial du court-circuit. L'ordre de grandeur de I_d est tel qu'il correspond à la valeur saturée de l'inductance de fuite de la machine.
Cette méthode inclut donc la saturation du parcours des flux de fuite par un paramètre constant qui est I_d.

En revanche, la désaturation du circuit principal n'est pas représentée puisque (III-4) et (III-5) sont fonction du courant précédant le court-circuit I_s dont la valeur tient compte de la valeur généralement saturée de l'inductance magnétisante. Cependant, étant donnés les ordres de grandeurs respectifs de I_d et I_s, les termes dominants des expressions (III-4) et (III-5) sont les composantes en $\sin\omega t$. L'état de saturation du circuit magnétique principal a donc peu d'influence pendant le court-circuit.

I.2.4. Prise en compte de l'effet de peau

Le couple et le courant de court-circuit dépendent à travers τ du $\cos\varphi_d$ pour la fréquence de fonctionnement considérée. Le résultat inclut donc l'effet du déplacement de courant sur les résistances à la fréquence du court-circuit.

I.3. Résultats

Dans un premier temps, les résultats donnés par la formulation analytique du modèle simple cage sont comparés à ceux déjà présentés au chapitre 2 pour l'étude des courts-circuits triphasés par la méthode des éléments finis. Pour cela, les valeurs des paramètres du schéma équivalent de la Figure I-7 ont été calculées par une série d'essais à vide et rotor bloqué réalisés par la méthode des éléments finis [SAH-94] - [TAI-92].

Les valeurs retenues sont résumées dans le Tableau III-1.

Tableau III-1 : valeurs retenues pour les paramètres du modèle simple cage.

Paramètre	Valeur
R_s à 20° C (mΩ)	22
R_r à 20° C (mΩ)	18.6
L_s (mH)	18.6
σL_s (mH)	1.3

En accord avec les analyses du court-circuit triphasé basées sur la méthode des éléments finis et la formulation analytique, les valeurs correspondent à :

1. Des valeurs d'inductances de fuite constantes calculées pour le courant de court-circuit estimé (10 à 15 fois le courant nominal).
2. Une valeur d'inductance mutuelle constante et calculée pour des conditions égales à celles précédant le court-circuit.
3. Des valeurs de résistances constantes et tenant compte du déplacement de courant à la fréquence considérée.

Le point de fonctionnement initial cohérent avec ces paramètres et la simulation par la méthode des éléments finis est présenté dans le Tableau III-2.

Tableau III-2: valeurs retenues pour les conditions initiales (à partir des données du constructeur).

Variable	Valeur
V_s (V)	1200
I_s (A)	583
ω_s (rad/s)	$2\pi.51$
$\cos\varphi$	0.85

La comparaison sur l'évolution du couple de court-circuit est présentée Figure III-2. On constate notamment une erreur d'environ 15% sur la valeur maximale du couple de court-circuit.

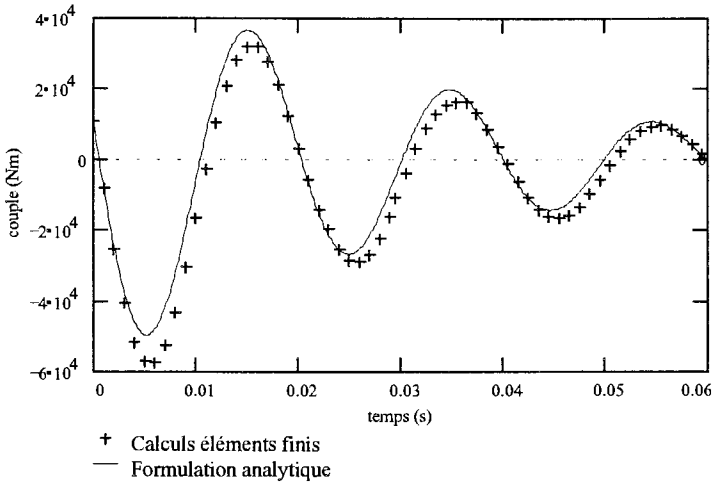


Figure III-2 : couple de court-circuit triphasé.

La comparaison sur l'évolution du courant de la phase (a) est présentée Figure III-3. On remarque une moindre différence entre les deux approches par rapport à celles constatées pour le couple, seul un léger déphasage étant maintenant présent.

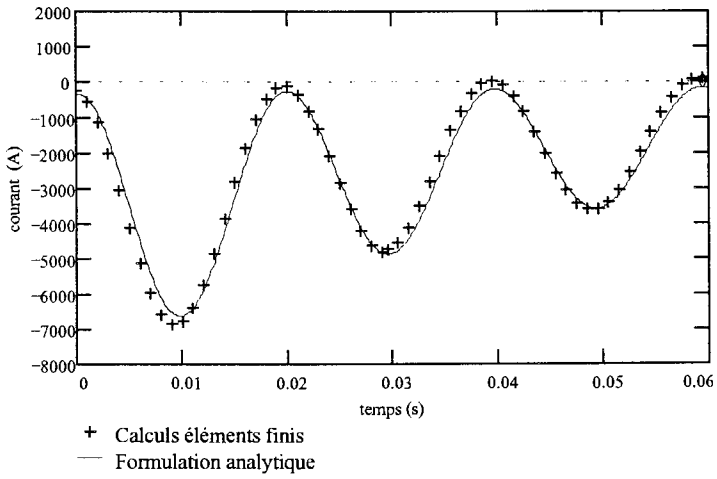


Figure III-3 : courant de court-circuit triphasé de la phase (a).

Les écarts sont essentiellement dus aux hypothèses inhérentes à la formulation analytique et aux valeurs des paramètres retenues. Ils sont bien plus sensibles sur le couple de court-circuit. En effet, l'expression analytique du couple électromagnétique apparaît comme la combinaison des expressions des courants stator et rotor. Elle cumule, de ce fait, les approximations propres à la formulation analytique.

En outre, la validité de cette méthode repose sur la possibilité de négliger les termes résistifs devant les termes réactifs dans les équations différentielles du schéma équivalent simple cage. Or, ceci n'est plus vrai sur toute la plage de fréquence et de températures possibles de fonctionnement du moteur.
Afin d'améliorer la précision des résultats concernant le couple et de s'affranchir des limites de validité de la formulation analytique, il est préférable d'intégrer numériquement le système différentiel (I-2) sans négliger les valeurs des résistances. Cette méthode sera qualifiée de méthode numérique simplifiée par opposition à la méthode des éléments finis.

II. APPROCHE NUMERIQUE SIMPLIFIEE DU COURT-CIRCUIT TRIPHASE

II.1. Emploi du schéma équivalent simple cage

Une première application de la méthode numérique simplifiée est effectuée sur la base du schéma équivalent simple cage de la Figure I-7 pour un court-circuit triphasé dont les conditions initiales sont celles données dans le Tableau III-2. Les valeurs des paramètres sont les mêmes que pour l'approche analytique, notamment la valeur saturée constante de l'inductance de fuite.
D'après la Figure III-4, la différence entre la simulation par la méthode des éléments finis et la méthode numérique simplifiée est devenue faible : environ 5% sur la pointe de couple.

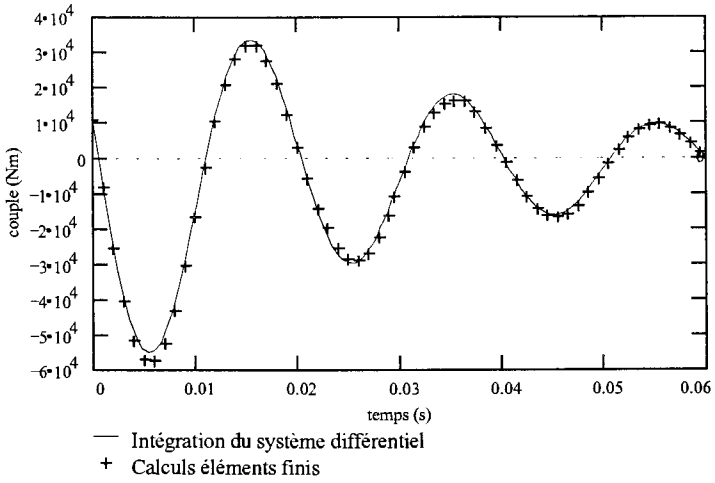


Figure III-4 : couple de court-circuit triphasé.

II.2. Vers un schéma équivalent fin du moteur

L'approche numérique simplifiée basée sur des paramètres constants et calculés pour des conditions particulières n'est pas généralisable à tous les types de machine asynchrone ou de fonctionnement d'une machine donnée. Une approche différentielle générale doit être en effet basée sur un modèle prenant en compte les variations des paramètres avec le point de fonctionnement et valide quel que soit le type de machine asynchrone à cage (simple ou double cage, rotor à encoches profondes). Les principes d'une telle modélisation ont été déduits d'une étude préliminaire d'un moteur de traction 1 MW - 6 pôles et consistent essentiellement en la dérivation du schéma équivalent de la Figure I-7 d'un modèle séparant l'effet de peau de la saturation.

II.2.1. Modélisation de l'effet de peau d'une machine asynchrone à cage

Les machines asynchrones utilisées dans les applications de traction ont des dimensions telles que le déplacement de courant dans les barres du rotor peut être significatif pour des fréquences de plusieurs dizaines de Hertz. Ce déplacement de courant est lié à l'effet de peau et est indésirable car, en présence d'une alimentation présentant un taux d'harmonique non négligeable (ce qui est le cas d'une alimentation par onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion), il est à l'origine de pertes Joule au rotor supplémentaires et donc d'un échauffement dont il faut tenir compte lors du dimensionnement [GRE-89].

L'effet de peau dans une barre est lié à l'action de son champ sur elle-même. De manière simple, voire simpliste, il apparaît en effet sur la Figure III-5 que le tube de courant inférieur voit la circulation de l'ensemble des flux de fuite de la barre alors que le tube de courant supérieur voit seulement la circulation des flux de fuite superficiels. La réactance du tube de courant inférieur sera donc beaucoup plus élevée que celle du tube de courant supérieur. Le courant correspondant sera donc d'amplitude moindre et déphasé. L'ensemble du courant est ainsi expulsé vers le sommet de la barre avec l'effet de peau d'où l'augmentation de la résistance [ALG-70] - [LIW-67].

L'effet de peau correspond aussi à une diminution de l'inductance liée à la diminution du volume dans lequel est stockée l'énergie magnétique. Les variations des paramètres de la barre avec la fréquence du courant la parcourant peuvent être obtenues approximativement par des formules analytiques dont les paramètres sont les dimensions géométriques relatives de la barre [ALG-70] - [LIW-55] - [LIW-54].

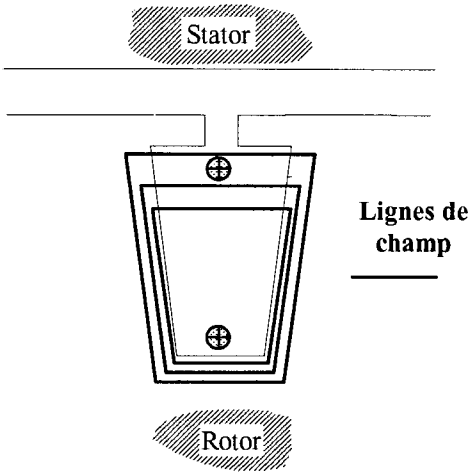


Figure III-5 : interprétation simpliste de l'effet de peau

Une première modélisation de l'effet de peau dans le schéma équivalent de la Figure I-7 peut donc être l'introduction de paramètres rotor variables avec la fréquence [GRA-85] [ZHU-90]. Cependant, cette modélisation n'est plus facilement utilisable lorsque le moteur est alimenté par un onduleur de tension : il faut associer à chaque harmonique de la tension d'alimentation un schéma équivalent dont les paramètres sont donnés, en l'absence de saturation, pour la fréquence de l'harmonique considéré [THO-95b], [VAS-92], [SLE-88].

Il est alors préférable d'utiliser un modèle basé sur la théorie des lignes de transmission. Les barres sont subdivisées de telle sorte que la résistance et l'inductance de chaque subdivision soit constante avec la fréquence, c'est-à-dire que la subdivision soit suffisamment peu épaisse pour que l'effet de peau y soit négligeable aux fréquences considérées. Les subdivisions sont connectées entre elles en parallèle et représentées par une cellule élémentaire (R,L) en L [SHE-94], en T [THO-94] ou en π [THO-97] - [VAS-92]. Les éléments R et L sont calculés directement d'après les dimensions de la subdivision qu'ils représentent. Cette méthode est applicable aussi bien aux machines simple cage à encoches profondes qu'aux machines double cage.

Un autre modèle s'inspire directement du schéma équivalent de la machine asynchrone double cage dont une représentation est donnée Figure III-6 si chaque cage n'est pas sujette à l'effet de peau et à condition de respecter certaines hypothèses qui seront précisées au chapitre 4. En effet, il est toujours possible d'identifier la réponse fréquentielle d'une machine asynchrone à celle d'une machine à cage multiple (double, triple voire quadruple), la précision de l'identification étant en relation directe avec le nombre de cages en parallèle [THO-95b] - [THO-94] - [SMI-96] - [HEA-95].

En général, vue la précision attendue sur la gamme de fréquence étudiée, un modèle double cage est utilisé [WIL-89] - [MEY-93].

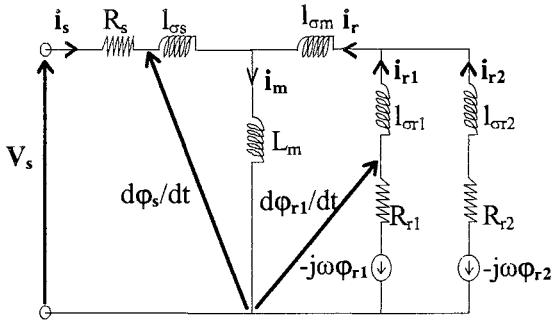


Figure III-6 : schéma équivalent d'une machine asynchrone double cage

C'est le modèle à cage multiple qui est choisi car il est généralement d'ordre moins élevé que le modèle obtenu par subdivision. Cependant, le lien avec les dimensions du rotor est ainsi perdu.

Cette modélisation est valable à condition que :

1. l'inductance magnétisante soit indépendante de la fréquence. Ceci est supposé réalisé du fait du feuilletage des tôles qui doit empêcher le développement des courants de Foucault.

2. R_s et $l_{\sigma s}$ sont insensibles à l'effet de peau ce qui peut être supposé vrai du fait du bobinage fin adopté au stator.

Malgré tout, la modélisation de la machine pose encore un problème : l'inductance de fuite du rotor est non seulement fonction de la fréquence mais aussi de la saturation. Le modèle adopté doit donc tenir compte de cette double dépendance.

II.2.2. Modélisation de la saturation d'une machine asynchrone à cage

Les paramètres indépendants de la saturation sont, en première approximation, les résistances R_s, R_r et l'inductance de fuite du stator $l_{\sigma s}$. L'inductance magnétisante L_m est fonction de la saturation du circuit magnétique principal tandis que $l_{\sigma r}$ tient compte de la saturation des dents et des becs d'encoche essentiellement.

Afin de conserver la double dépendance de l'inductance de fuite du rotor et la possibilité de modéliser l'effet de peau par un modèle à cage multiple, on choisit de séparer $l_{\sigma r}$ entre une inductance de fuite saturable $l_{\sigma m}$ et une combinaison de paramètres représentative du comportement fréquentiel du rotor.

Cette séparation peut être justifiée par des considérations sur les diverses sources de fuite dans le rotor d'une machine asynchrone. L'inductance de fuite du rotor inclut l'inductance de fuite de la barre, l'inductance des fuites différentielles et l'inductance de l'anneau de court-circuit [BEL-82] - [ALG-70]. Les flux de fuite différentiels et de l'anneau de court-circuit circulent essentiellement dans l'air. Les inductances qui leur sont associées peuvent donc être supposées essentiellement dépendantes de la fréquence des courants du rotor.

D'autre part, l'inductance de fuite de la barre peut être divisée en deux parts. L'une est relative au flux se refermant à travers l'encoche (noté flux #1 dans la Figure III-7) ; l'autre correspond au flux de fuite entourant complètement la barre et se refermant à travers l'isthme de l'encoche (noté flux #2). La valeur de l'inductance associée au flux #1 va essentiellement dépendre de la distribution du courant dans la barre, et donc de l'effet de peau mais ne va pas être influencé par la saturation des dents car, en l'absence d'une saturation complète de la dent, les ampères-tours consommés lors de la circulation dans le fer sont négligeables devant ceux correspondant à la traversée de l'encoche. En revanche, la valeur de l'inductance associée au flux #2 ne va pas dépendre du déplacement de courant mais sera fortement dépendante de la saturation des becs d'encoche. En effet la saturation revient à modifier la largeur de l'isthme.

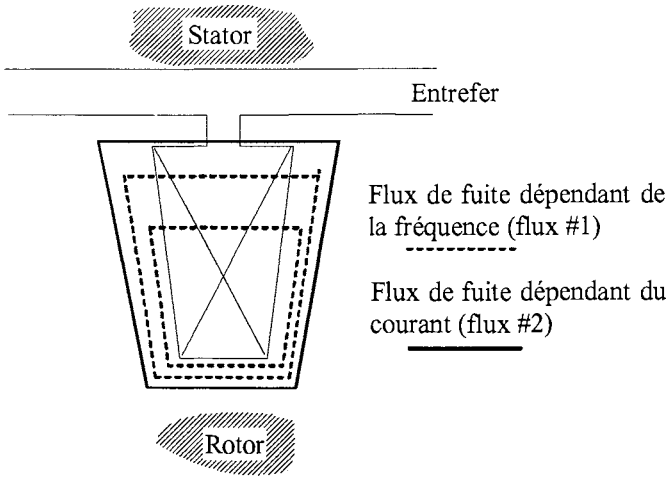


Figure III-7 : parcours des flux de fuite d'une barre du rotor

Ceci explique la séparation de l'inductance de fuite totale en une inductance saturable $l_{\sigma m}$ relative au flux #2 et une inductance variable avec la fréquence qui inclut les inductances différentielles, l'inductance des anneaux de court-circuit et l'inductance associée au flux #1.
Il faut souligner que cette séparation n'est faite ainsi qu'à titre indicatif. En effet, les inductances de fuites différentielles sont aussi sensibles à la saturation [ANG-63] - [CHA-69] - [KEY-89a] - [LIP-84]. Cependant, leurs facteurs de saturation respectifs sont fortement dépendant du rapport des ampères-tours consommés dans l'air et dans le fer. On peut donc supposer en première approximation que seule l'inductance $l_{\sigma m}$ est saturable [WIL-85]. En outre, cette représentation néglige les flux de fuite créés par le stator qui lient une partie seulement de la cage et les flux mutuels de fuite du rotor qui ne lient que certaines parties de la barre entre elles.

Remarque : Vue la constitution en alliage de cuivre de la cage, les encoches d'un moteur de traction ne sont généralement pas inclinées, les flux de fuite d'inclinaison n'ont pas été inclus. Si ils l'étaient, ils tendraient à modifier l'état de saturation des dents de manière non uniforme le long du rotor [AMG-63].

II.2.3. Topologie et équations du modèle adopté

a. Topologie

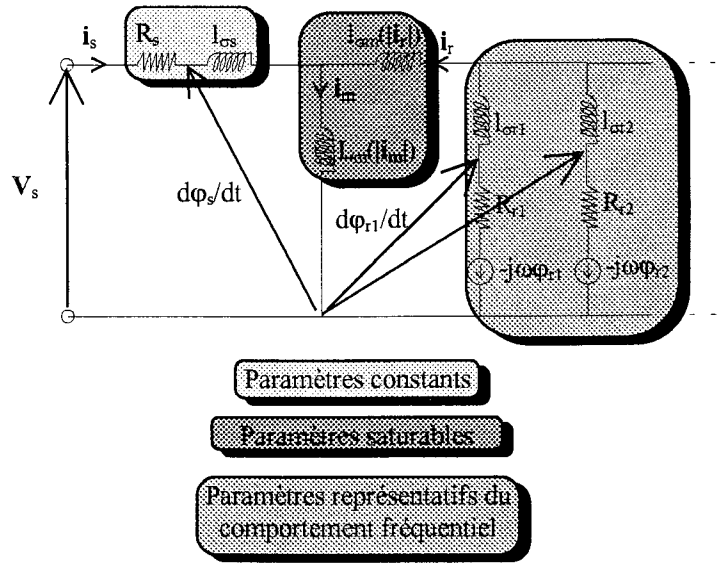


Figure III-8 : schéma équivalent fin d'une machine asynchrone à cage.

Le modèle finalement adopté pour le moteur de traction simple cage et à encoches rotoriques profondes présente la topologie de la Figure III-8.

b. Equations

Afin de simplifier la présentation, les équations du schéma équivalent fin de la Figure III-8 sont présentées dans le cas où il y a seulement deux branches en parallèle au rotor.
Les équations électriques relatives au schéma équivalent fin double cage sont :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{i}_s + \dfrac{d\varphi_s}{dt} \\ \mathbf{0} = R_{r1} \mathbf{i}_{r1} + \dfrac{d\varphi_{r1}}{dt} - j\omega\varphi_{r1} \\ \mathbf{0} = R_{r2} \mathbf{i}_{r2} + \dfrac{d\varphi_{r2}}{dt} - j\omega\varphi_{r2} \end{cases} \qquad \text{(III-15)}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \varphi_s = L_m \mathbf{i}_s + l_{\sigma s} \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \\ \varphi_{r1} = (L_m + l_{\sigma m}) \mathbf{i}_r + l_{\sigma r1} \mathbf{i}_{r1} + L_m \mathbf{i}_s \\ \varphi_{r2} = (L_m + l_{\sigma m}) \mathbf{i}_r + l_{\sigma r2} \mathbf{i}_{r2} + L_m \mathbf{i}_s \end{cases} \qquad \text{(III-16)}$$

L_m et $l_{\sigma m}$ sont des fonctions non linéaires du courant les parcourant.

La dérivation complète des équations non linéaires (III-15) nécessaire à la résolution est présentée en annexe 2.

II.3. Procédure d'identification du schéma équivalent fin

La procédure d'identification du schéma équivalent fin est basée sur des simulations par la méthode des éléments finis. L'ensemble de la procédure peut être résumée par la Figure III-9.

II.3.1. Identification des paramètres de la branche principale du schéma équivalent

R_s est donnée par sa valeur en courant continu. Dans le cas de l'identification par la méthode des éléments finis, cette valeur est obtenue analytiquement [TAI-92]. De même, $l_{\sigma s}$ étant supposée constante, sa valeur est donnée par un calcul analytique. L'inductance de fuite du stator étant connue, la courbe de magnétisation $L_m(|\mathbf{i}_m|)$ peut être connue par des essais à vide simulés à fréquence fixe et

à tension variable. Les simulations éléments finis sont des simulations magnétodynamiques non linéaires.

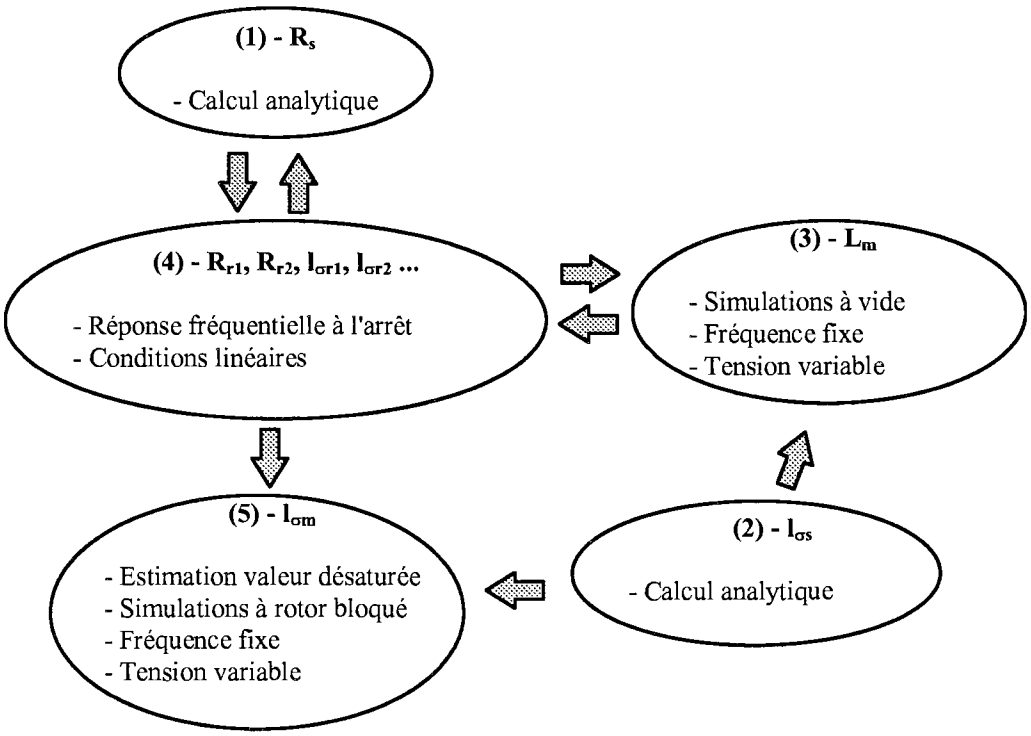


Figure III-9 : procédure d'identification par la méthode des éléments finis.

II.3.2. Identification des paramètres représentatifs de l'effet de peau

a. Principe théorique

Les paramètres du schéma équivalent fin (et notamment des branches rotor en parallèle) sont obtenus par l'identification de la réponse fréquentielle à l'arrêt de la machine.
La réponse fréquentielle d'une machine asynchrone est définie comme la fonction de transfert entre la tension et le courant de phase. La machine étant un système fortement non linéaire du fait de la saturation, la fonction de transfert est donnée par l'application de la méthode des petits signaux aux équations électriques de la machine.

Considérons pour l'exemple, les équations de la machine qui définissent le schéma équivalent simple cage de la Figure I-7. Dans un référentiel lié au stator et en l'absence de saturation, elles s'écrivent :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \dfrac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_m \dfrac{d\mathbf{i}_r}{dt} \\ \mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + L_r \dfrac{d\mathbf{i}_r}{dt} + L_m \dfrac{d\mathbf{i}_s}{dt} - j\omega(L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s) \end{cases} \quad \text{(III-17)}$$

Soit : $\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{s0} + \Delta\mathbf{V}_s$, $\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{s0} + \Delta\mathbf{i}_s$, $\mathbf{i}_r = \mathbf{i}_{r0} + \Delta\mathbf{i}_r$, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ et $\omega_s = \omega_{s0} + \Delta\omega_s$.

Les grandeurs référencées 0 définissent le point de fonctionnement autour duquel est appliquée méthode des petits signaux et les incréments Δ sont les variations petits signaux autour de ce point de fonctionnement.

Le modèle petits signaux est obtenu en annulant dans (III-17) les grandeurs relatives au point de fonctionnement et les produits d'incrément. Cela conduit à :

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{V}_s = R_s \Delta\mathbf{i}_s + \dfrac{d\Delta\varphi_s}{dt} \\ \mathbf{0} = R_r \Delta\mathbf{i}_r + \dfrac{d\Delta\varphi_r}{dt} - j\Delta\omega\varphi_{r0} - j\omega_0 \Delta\varphi_r \end{cases} \quad \text{(III-18)}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \Delta\varphi_s = L_s \Delta\mathbf{i}_s + L_m \Delta\mathbf{i}_r \\ \Delta\varphi_r = L_r \Delta\mathbf{i}_r + L_m \Delta\mathbf{i}_s \end{cases} \quad \text{(III-19)}$$

$$\text{et : } \begin{cases} \varphi_{s0} = L_s \mathbf{i}_{s0} + L_m \mathbf{i}_{r0} \\ \varphi_{r0} = L_r \mathbf{i}_{r0} + L_m \mathbf{i}_{s0} \end{cases} \quad \text{(III-20)}$$

Après passage au système d'état, on peut montrer que la fonction de transfert de la machine avec le rotor bloqué ($\omega_0 = 0$) s'écrit :

$$\frac{\Delta\mathbf{i}_s}{\Delta\mathbf{V}_s} = \frac{1}{R_s + \dfrac{\Delta\varphi_s}{\Delta\mathbf{i}_s} p} \quad \text{(III-21)}$$

$$\text{avec : } \frac{\Delta\varphi_s}{\Delta\mathbf{i}_s} = L_s \frac{1 + \sigma\tau_r p}{1 + \tau_r p} \quad \text{(III-22)}$$

où p est l'opérateur de Laplace.

Le principe théorique de l'obtention de la réponse fréquentielle sous la forme de la fonction de transfert $\frac{\Delta \mathbf{i}_s}{\Delta \mathbf{V}_s}$ est résumé par la Figure III-10.

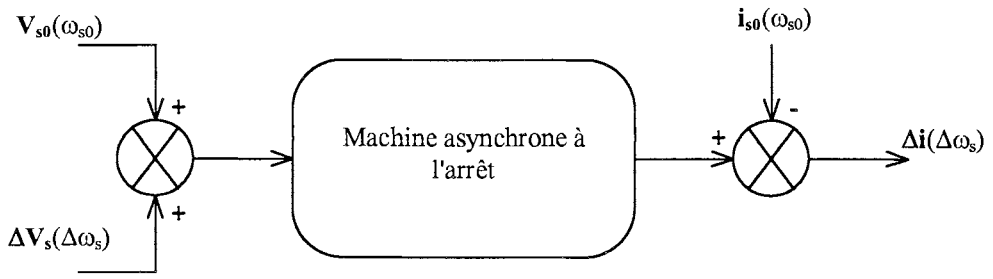


Figure III-10 : principe de détermination de la fonction de transfert

Connaissant $\frac{\Delta \mathbf{i}_s}{\Delta \mathbf{V}_s}$, on peut calculer $\frac{\Delta \varphi_s}{\Delta \mathbf{i}_s}$. On obtient alors les valeurs de L_s, σ, et τ_r à partir des valeurs des pôles, zéros et gain de $\frac{\Delta \varphi_s}{\Delta \mathbf{i}_s}$.

Dans le cas général du schéma équivalent de la Figure III-8, on montre que la fonction de transfert de la machine à l'arrêt peut se mettre sous la forme :

$$\frac{\Delta \varphi_s}{\Delta \mathbf{i}_s} = L_s \frac{(1+T' p)(1+T'' p)(1+T''' p)...}{(1+T_0' p)(1+T_0'' p)(1+T_0''' p)...} \qquad \text{(III-23)}$$

Les constantes de temps de (III-23) s'exprimant aussi en fonction des paramètres du schéma équivalent, le principe du calcul des valeurs de ces paramètres reste identique [SAH-94].

b. Mise en oeuvre pratique

La mise en oeuvre pratique de cette méthode d'identification se fait en respectant les points suivants :

1. Le point de fonctionnement (V_{s0}, i_{s0}, ω_{s0}) est choisi nul. Les variations (ΔV_s, Δi_s, $\Delta\omega_s$) sont choisies de telle sorte que l'hypothèse de linéarité du modèle petits signaux soit respectée.
2. La réponse fréquentielle est mise sous la forme de l'impédance opérationnelle $Z_s = \frac{\Delta \mathbf{V}_s}{\Delta \mathbf{i}_s}$ qui est équivalente à $\frac{\Delta \mathbf{i}_s}{\Delta \mathbf{V}_s}$, les degrés du numérateur et du dénominateur étant égaux.

3. La machine est alimentée en monophasé afin de bloquer, sans contrainte, le rotor. Le champ fixe monophasé pouvant être ramené à la superposition de deux champs tournants en sens inverse, la réponse fréquentielle sera donnée directement sous la forme de $2\frac{\Delta \mathbf{V_s}}{\Delta \mathbf{i_s}}$.

4. La réponse fréquentielle peut alors être mise sous la forme de l'inductance opérationnelle $L = \frac{\Delta \varphi_s}{\Delta \mathbf{i_s}}$. Le gain, les pôles et les zéros sont identifiés à l'aide d'une méthode des moindres carrés. L'ordre de l'identification est choisi suivant la précision désirée.

5. La valeur non saturée $l_{\sigma m}$ est estimée. Connaissant déjà R_s et $l_{\sigma s}$, on peut alors calculer les paramètres manquant du schéma équivalent : L_m, $l_{\sigma r1}$, $l_{\sigma r2}$, R_{r1}, R_{r2} ...

Remarque : l'estimation de $l_{\sigma m}$ peut être effectuée analytiquement en considérant la circulation du flux traversant l'isthme d'une encoche du rotor [BEL-86]. Cependant, cette estimation conduit généralement à des valeurs de l'inductance négatives pour les courants élevés. Ceci s'explique par les hypothèses effectuées lors de la séparation de l'inductance de fuite du rotor en deux parties. Il a été supposé que seule l'inductance de fuite correspondant à la circulation du flux dans l'isthme est saturable alors qu'en toute rigueur, les autres inductances de fuite du rotor sont aussi sensibles, à des degrés divers, à la saturation. L'estimation analytique de $l_{\sigma m}$ doit donc généralement être surestimée.

Cette procédure est en partie connue dans la littérature sous le nom de méthode SSFR (StandStill Frequency Response). C'est une méthode normalisée pour l'identification des paramètres d'une machine synchrone [KRA-86] - [IEE-87] - [KEY-89b] - [KAM-97] qui a été étendue aux machines asynchrones. Sa réalisation peut être basée sur des mesures expérimentales [WIL-89] - [MOO-93] ou des simulations éléments finis [SAH-94] - [SAL-93].

Les différences essentielles entre les applications de la méthode SSFR aux machines synchrone et asynchrone sont :

- la machine asynchrone étant symétrique, aucun positionnement du rotor n'est nécessaire. La fonction de transfert obtenue est la même pour les axes direct et en quadrature.
- il n'y a pas d'enroulement d'excitation.

Cependant, malgré ces différences, des précautions fondamentales doivent encore être respectées [IEE-87] :

- R_s doit être connue précisément pour ne pas fausser la valeur de l'inductance opérationnelle à basse fréquence. En effet, cette valeur est donnée par le quotient d'une différence proche de 0 et de la fréquence. Ceci impose de maîtriser les valeurs des résistances de contact et de la température lors des essais SSFR.
- Afin de respecter les hypothèses de linéarité de la méthode, la valeur de R_s doit être conservée constante.
- Pour ces mêmes raisons de linéarité, les variations autour du point de fonctionnement seront impérativement conservées dans une fourchette permettant de s'affranchir des non linéarités introduites par la saturation à fort courant et par l'hystérésis à faible excitation.

Le respect de la linéarité pose cependant encore problème. En effet, pour des fréquences très faibles (quelques millihertz), il n'y a pas de déplacement de courant dans les barres de la cage et le champ pénètre profondément dans le rotor. Au contraire, le déplacement de courant est important aux fréquences élevées (plusieurs centaines d'Hertz). La cage empêche alors toute pénétration du champ dans le rotor et les lignes de champ se referment par les becs d'encoches. Ainsi, malgré le maintien de l'excitation à une valeur constante, le niveau de l'induction dans les becs d'encoche varie nettement avec la fréquence. Il y a donc nécessairement modification de l'état de saturation des inductances de fuite correspondantes et les hypothèses de linéarité ne sont plus absolument respectées.
Pour s'affranchir de ce phénomène, les simulations sont réalisées avec des tôles linéaires c'est-à-dire dont la valeur de la perméabilité est choisie constante et égale à la valeur mesurée dans la partie linéaire de la courbe de magnétisation fournie par le constructeur. Ce sont donc des simulations magnétodynamiques linéaires.

II.3.3. Identification de $l_{\sigma m}$

Les variations de l'inductance de fuite totale avec le courant rotor sont obtenues en simulant des essais à rotor bloqué (dits aussi de court-circuit) à fréquence constante et tension d'alimentation variable par la méthode des éléments finis appliquée au domaine magnétodynamique non linéaire. A partir de ces simulations, on peut obtenir la courbe de saturation de $l_{\sigma m}$.

Supposons que les essais à rotor bloqué soient simulés à une fréquence f0. Pour chaque valeur du courant de la simulation icc, on a :

$$l_{\sigma totale_CC}(f_0, i_{CC}) = l_{\sigma s0} + l_{\sigma m}(i_{CC}) + l_{\sigma r_SSFR}(f_0) \qquad \text{(III-24)}$$

- $l_{\sigma totale_cc}(f_0,i_{cc})$ est l'inductance de fuite totale calculée pour le point de fonctionnement de l'essai (f_0,i_{cc}).
- $l_{\sigma s0}$ est l'inductance de fuite stator supposée indépendante de la fréquence et du courant.
- $l_{\sigma m}(i_{cc})$ est la valeur de l'inductance saturable indépendante, par hypothèse, de la fréquence.
- $l_{\sigma r_ssfr}(f_0)$ est la valeur de l'inductance vue aux bornes de la cage multiple pour la fréquence f_0.

D'autre part, la méthode SSFR donne pour la fréquence f_0 une valeur de l'inductance de fuite totale égale à :

$$l_{\sigma totale_SSFR}(f_0) = l_{\sigma s0} + l_{\sigma m}(0) + l_{\sigma r_SSFR}(f_0) \qquad \text{(III-25)}$$

$l_{\sigma m}(0)$ étant supposée égale à la valeur non saturée de $l_{\sigma m}$.

En définitive, pour le point de fonctionnement de l'essai, on obtient :

$$l_{\sigma m}(i_{CC}) = l_{\sigma m}(0) + l_{\sigma totale_CC}(f_0, i_{CC}) - l_{\sigma totale_SSFR}(f_0) \qquad \text{(III-26)}$$

II.4. Application et résultats de la procédure d'identification

Le moteur de traction 1,5 MW - 4 pôles est identifié en respectant la procédure qui vient d'être décrite.
L'identification des paramètres de la branche principale du schéma équivalent reprend les résultats des essais de type présentés dans le Chapitre 2.

Suite aux simulations éléments finis magnétodynamiques linéaires, les variations de l'inductance opérationnelle avec la fréquence ont été obtenues. Elles sont identifiées par des modèles simple, double ou triple cage (cf. Figure III-11).

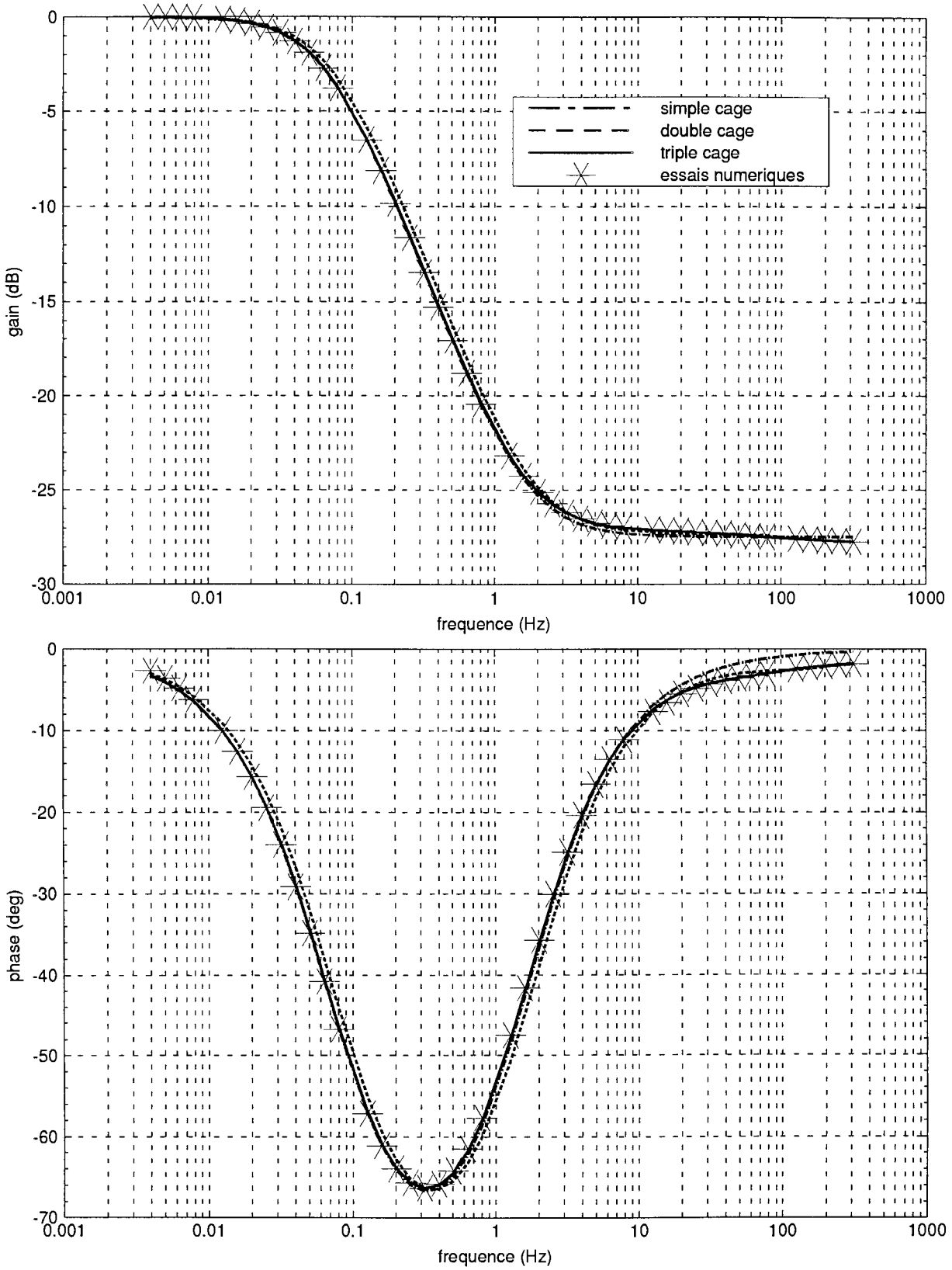


Figure III-11 : identification de l'inductance opérationnelle.

Remarque : le gain de l'inductance opérationnelle est défini par : $G_{dB} = 20\log\left(\frac{|L(jw)|}{L(2\pi \times 0.004)}\right)$. Le gain de l'inductance opérationnelle est donc nul pour une fréquence de 4 mHz, ce qui correspond à 34.8 mH.

La première constatation est la qualité de l'identification donnée par le modèle simple cage. Il apparaît donc que le moteur étudié est peu sensible à l'effet de peau. L'écart apparut entre le modèle simple cage et la référence lorsque la fréquence augmente disparaît avec l'emploi d'un modèle d'ordre supérieur. Finalement, le modèle triple cage donne une très bonne approximation de la réponse fréquentielle.

La valeur non saturée de $l_{\sigma m}$ ayant été choisie à 0.39 mH, on peut calculer les valeurs des paramètres des modèles. Elles sont données dans le Tableau III-3.

	Modèle simple cage	Modèle double cage	Modèle triple cage
R_s (mΩ)	22.04	22.04	22.04
L_m (mH)	33.87	33.91	33.95
$l_{\sigma s}$ (mH)	0.89	0.89	0.89
R_{r1} (mΩ)	14.76	16.87	15.88
R_{r2} (Ω)	X	0.53	0.28
R_{r3} (Ω)	X	X	1.72
$l_{\sigma m}$ (mH)	0.39	0.39	0.39
$l_{\sigma r1}$ (mH)	0.21	0.26	0.30
$l_{\sigma r2}$ (mH)	X	0.35	0.50
$l_{\sigma r3}$ (mH)	X	X	0.40

Tableau III-3 : valeurs des paramètres des modèles.

Quelques remarques peuvent être faites sur les valeurs des paramètres :

1. On retrouve la valeur non saturée de l'inductance magnétisante donnée par les essais à vide. Le choix de la perméabilité des tôles a donc été correctement effectué.

2. La valeur de la résistance de la première branche du rotor (R_{r1}) tend vers la valeur de la résistance rotor calculée analytiquement pour une fréquence nulle. A faible fréquence, seule la première branche du rotor est en effet parcourue par un courant.

3. Pour une fréquence donnée, la valeur de l'inductance de fuite totale donnée par les modèles est égale à la valeur non saturée obtenue par des essais rotor bloqué à la fréquence considérée.

Les variations de l'inductance saturable $l_{\sigma m}$ avec le courant sont données par la Figure III-12 pour trois fréquences différentes.

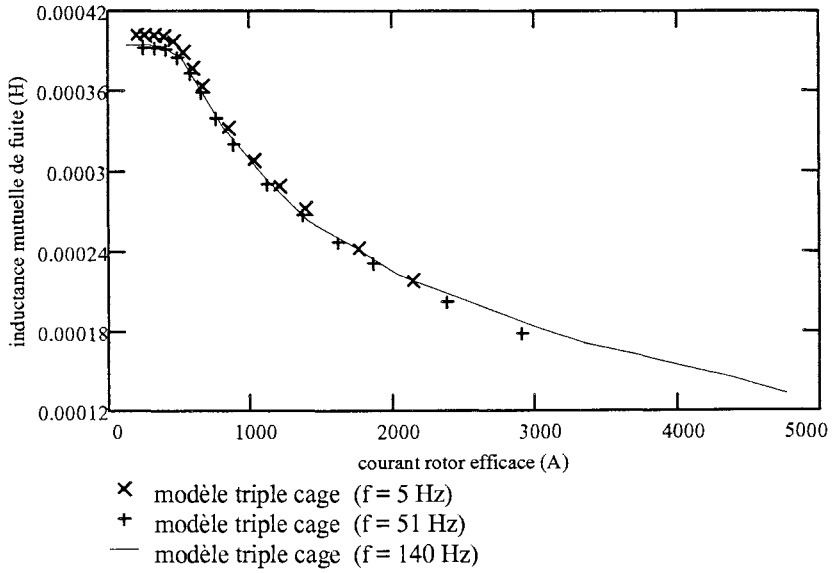


Figure III-12 : variations de $l_{\sigma m}$ avec la saturation

Quelle que soit la fréquence utilisée pour l'identification, les variations de $l_{\sigma m}$ sont semblables. La séparation de l'inductance de fuite rotor en deux parties indépendantes semble donc valable en première approximation. Cependant, si on trace les valeurs de la résistance du rotor obtenues pour chaque essai rotor bloqué, on constate qu'elles varient avec le courant rotor (cf. Figure III-13). Cette variation est d'autant plus marquée que la fréquence est élevée et présente l'allure d'une courbe de saturation.

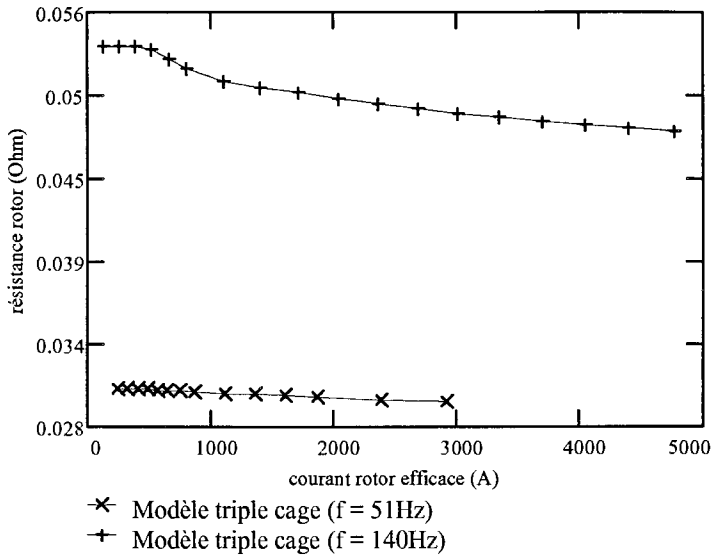


Figure III-13 : variations de la résistance rotor avec le courant

Pour comprendre l'origine de ces variations, considérons le parcours des lignes de champ de la Figure III-14. Ce parcours est influencé par l'effet de peau : les lignes de champ sont expulsées vers la surface du rotor. Si le bec d'encoche et la partie supérieure des dents saturent, leur perméabilité diminue. Pour la même distribution du courant dans la hauteur de la barre, le parcours des lignes de champ va être modifié, les champs tendant à se refermer sur les parcours de plus faible réluctance (cf. Figure III-15).

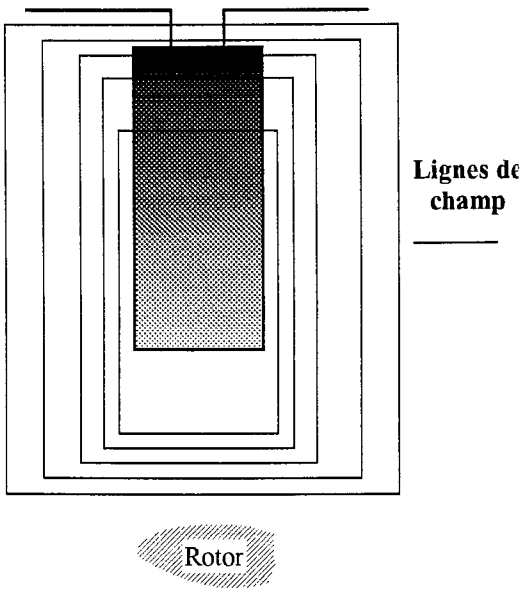


Figure III-14 : parcours des lignes de champ en l'absence de saturation

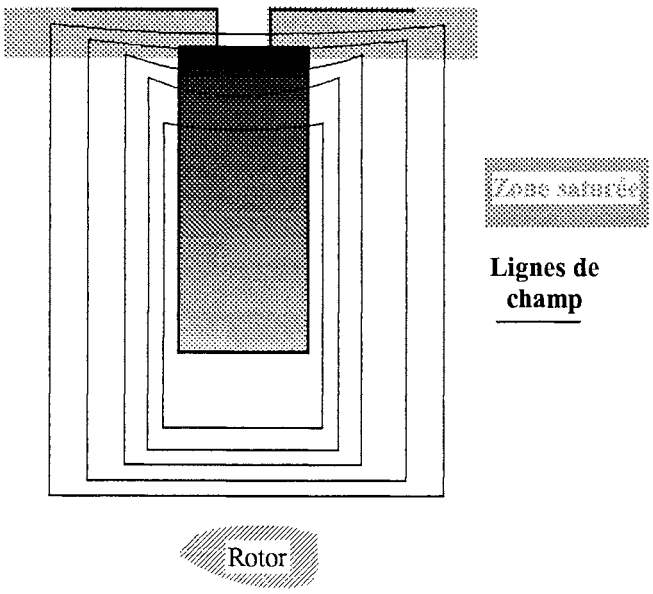


Figure III-15 : parcours des lignes de champ en présence de saturation

Si ce parcours des lignes de champ est imposé à l'encoche de la Figure III-14, on constate une redistribution du courant dans la hauteur de la barre. La densité de courant devient plus uniforme et la résistance diminue. Les effets de la saturation et du déplacement de courant sont donc fortement liés et opposés.

Plus la fréquence est élevée, plus l'effet de peau est marqué et plus le champ est expulsé en surface du rotor. La saturation de cette zone croît d'autant et s'oppose au passage du champ qui se referme alors dans la profondeur de l'encoche. Les effets contraires de la saturation sur la résistance sont donc d'autant plus marqués que la fréquence augmente.

Par cette analyse, on constate l'interdépendance fondamentale de l'effet de peau et de la saturation qui est la conséquence des non-linéarités des équations électromagnétiques d'un moteur. La rupture de cette dépendance effectuée par le schéma équivalent fin n'est donc effective qu'en première approximation.

Malgré cela, on peut envisager d'utiliser les modèles identifiés pour la simulation des courts-circuits triphasés du moteur puisque l'ordre de grandeur des fréquences caractéristiques reste dans une gamme pour laquelle les variations des résistances avec la saturation est négligeable.

II.5. Application des modèles à la simulation d'un court-circuit triphasé

Ne disposant pas de données expérimentales sur la forme du couple de court-circuit du moteur de traction, une première validation du schéma équivalent fin est effectuée par une comparaison avec le modèle éléments finis de la machine. La référence est alors donnée par la simulation éléments finis du court-circuit triphasé présenté au chapitre précédent.

Le schéma équivalent utilisé est le schéma triple cage décrit par un système d'équations analogue à celui du schéma équivalent double cage. Ce système est non linéaire, ses paramètres pouvant être variables avec le courant.

Remarque : bien entendu, le déplacement de courant constaté pendant l'étude par la méthode des éléments finis du court-circuit triphasé est tel que l'emploi du modèle simple cage aurait été largement suffisant. Cependant, le schéma équivalent triple cage a été choisit de façon à tester la robustesse de l'approche numérique simplifiée dans un cas le plus général possible.

La représentation mathématique des variations des paramètres saturables doit être choisie avec précaution. En effet, le phénomène de la saturation est généralement décrit par une courbe de magnétisation φ(i). A cette courbe sont associées une inductance statique $\frac{\varphi}{i}$ et une inductance dynamique $\frac{\partial\varphi}{\partial i}$ (cf. annexe 2).

La courbe φ(i) peut être décrite point par point, analytiquement par morceaux ou par une seule expression [VAS-92] - [BOL-87] - [KEY-89a]. Dans le premier cas, une interpolation linéaire est utilisée entre les points définis. Il faut alors s'assurer de la continuité de l'inductance dynamique à chaque frontière. Ce problème se pose aussi pour l'approximation par morceaux. Finalement, il est préférable d'adopter une expression analytique unique.

Une expression possible est [KEY-89a] :

$$\varphi(i) = k_1 \arctan(k_2 i) + k_3 i \qquad \text{(III-27)}$$

Pour i différent de 0 : $\begin{cases} L_{statique}(i) = \dfrac{k_1 \arctan(k_2 i)}{i} + k_3 \\ L_{dynamique}(i) = \dfrac{k_1 k_2}{1 + k_2^2 i^2} + k_3 \end{cases}$ (III-28)

Cette expression amène plusieurs problèmes :

- singularité de $L_{statique}$ à courant nul,
- forte imprécision de $L_{statique}$ à faible courant.

Nous avons donc choisi d'approximer directement la courbe de saturation L(i) par une expression analytique unique.

L'expression adoptée est :

$$L_{statique}(i) = \frac{L_0}{1 + k i^n} + l_\sigma \quad \text{(III-29)}$$

Elle permet l'introduction d'un degré de liberté supplémentaire sous la forme de *n*. Les valeurs des paramètres L_0, l_σ, k et n sont calculées par une méthode des moindres carrés.

On peut ensuite obtenir l'inductance dynamique par l'expression :

$$L_{dynamique}(i) = \frac{d\left(L_{statique}(i).i\right)}{di} = L_{statique}(i) - \frac{nk i^n L_0}{\left(1 + k i^n\right)^2} \quad \text{(III-30)}$$

Il faut alors s'assurer qu'elle reste toujours positive.

Cette représentation a été appliquée pour les courbes de saturation de l'inductance magnétisante L_m et de l'inductance de fuite mutuelle $l_{\sigma m}$.

Une fois sa formulation mathématique complètement déterminée, le modèle peut être utilisé pour la simulation des régimes de court-circuit triphasé du moteur de traction 1,5 MW - 4 pôles. Pour le point de fonctionnement déjà retenu pour les simulations éléments finis, la comparaison des allures

du couple électromagnétique entre le schéma équivalent fin et le modèle éléments finis est présentée Figure III-16.

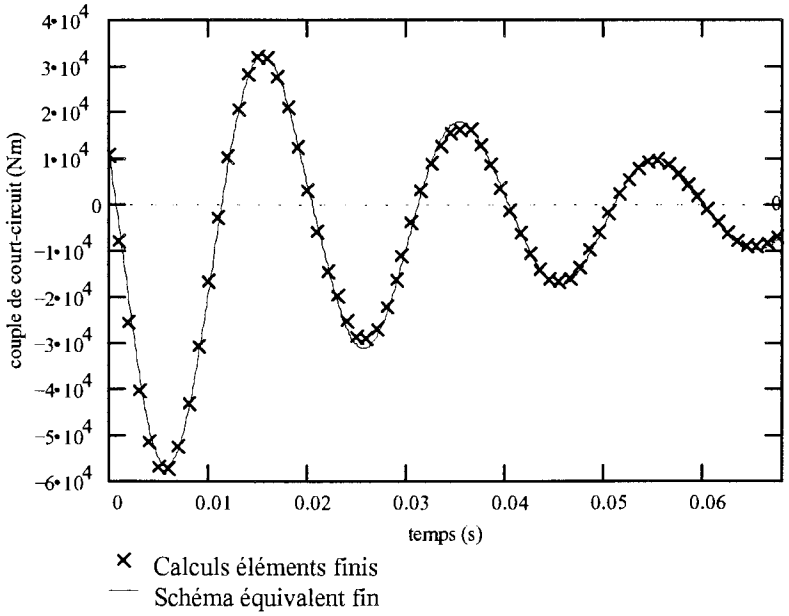


Figure III-16 : couple de court-circuit.

On peut aussi remarquer sur la Figure III-17 les variations de l'inductance magnétisante et sur la Figure III-18 celles de l'inductance de fuite $l_{\sigma m}$. Les maxima relatifs de l'une correspondent aux minima relatifs de l'autre. Quand les champs stator et rotor sont en phase, l'inductance magnétisante est minimale car le champ résultant est essentiellement magnétisant (cf. Figure II-18). Au contraire, quand les champs sont en opposition de phase, l'inductance magnétisante est maximale et l'inductance mutuelle de fuite est minimale car les champs participent essentiellement aux fuites (cf. Figure II-20)

Finalement Le schéma équivalent adopté convient parfaitement pour la représentation des régimes de courts-circuits triphasés.

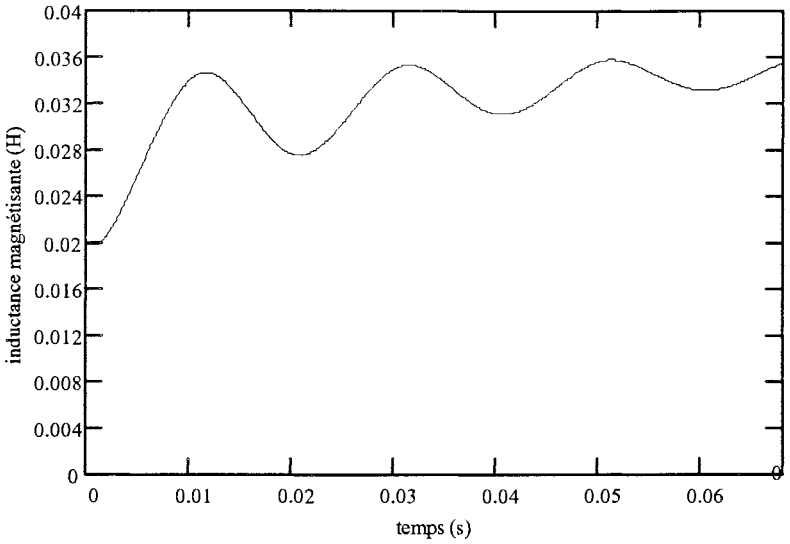


Figure III-17 : inductance magnétisante.

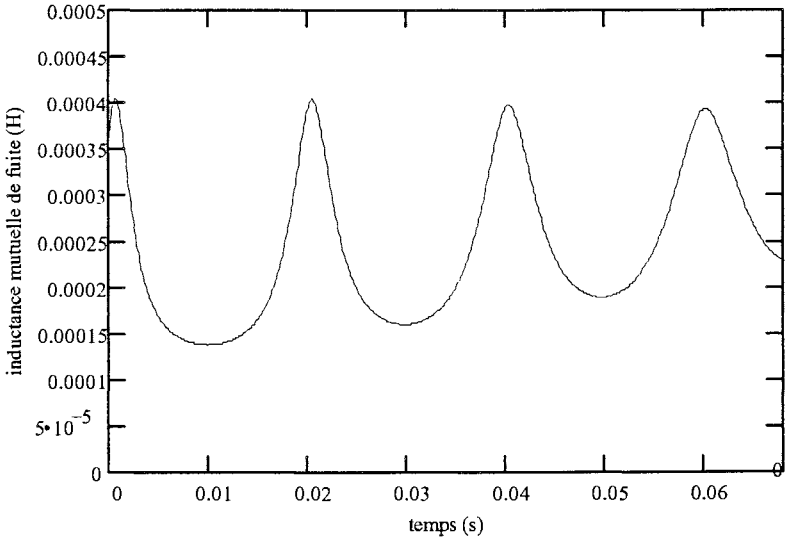


Figure III-18 : inductance mutuelle de fuite.

III. CONCLUSION

Ce chapitre a été l'occasion d'exposer trois méthodes d'études de complexité croissante des courts-circuits triphasés d'une machine asynchrone à cage. Les avantages de chacune sont clairement apparues :

- l'approche analytique basée sur le schéma équivalent simple cage facilite la compréhension physique du court-circuit triphasé et donne directement, à partir des données habituelles fournies par le constructeur, un ordre de grandeur des couple et courants de court-circuit,

- l'approche numérique simplifiée basée sur le schéma équivalent simple cage est un compromis satisfaisant à de nombreux points de vue : absence d'hypothèses, précision des résultats et faible complexité,

- l'approche numérique simplifiée basée sur le schéma équivalent fin fournit des résultats précis et permet de représenter les effets de la saturation et du déplacement de courant sur la base d'hypothèses de séparation qui semblent raisonnables.

L'ensemble des paramètres nécessaires à l'application de ces méthodes a été obtenu par des simulations éléments finis. Un soin particulier a été apporté à la définition d'une méthodologie d'identification du schéma équivalent fin car il apparait très difficile d'effectuer de nombreux essais contraignants sur une machine d'une puissance de l'ordre du MW.

Malgré la qualité des résultats obtenus, il est indispensable de valider expérimentalement les approches retenues. Si la validité du schéma équivalent fin est confirmée, son utilisation dans le cadre des régimes transitoires de grande amplitude d'une association onduleur de tension - machine asynchrone pourra être envisagée.

Chapitre IV : étude expérimentale des courts-circuits triphasés d'une machine asynchrone double cage

Chapitre IV : ETUDE EXPERIMENTALE DES COURTS-CIRCUITS TRIPHASES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE CAGE

La nécessité d'une validation expérimentale des modèles d'étude présentés aux chapitres 2 et 3 apparaît pour diverses raisons :

- insuffisance méthodologique de la comparaison des modèles basés sur la méthode des éléments finis et sur le schéma équivalent fin pour que soit validée l'un ou l'autre de ces modèles,

- limite du modèle électromagnétique bidimensionnel essentiellement due à la prise en compte des termes tridimensionnels par une correction empirique,

- non représentation des pertes fer dont l'influence est inconnue pour les niveaux de saturation locale atteints. Il est possible en effet que les pertes fer locales ne soient pas négligeables et aient un rôle dans l'amortissement du système lors d'un court-circuit triphasé.

Cependant, la validation expérimentale, grandeur nature ou à l'échelle, des modèles utilisés pour la représentation du moteur de traction 1.5 MW - 4 pôles impose de fortes contraintes technologiques et économiques. Ainsi, la solution adoptée est une étude expérimentale des courts-circuits triphasés d'une machine asynchrone industrielle 30 kW - 4 pôles.
D'un autre côté, cette solution présente l'intérêt de tester la robustesse des approches proposés sur une machine aux caractéristiques totalement différentes de celles d'un moteur de traction :

1. Le nombre d'encoches par pôle et par phase est plus faible. Le taux d'harmoniques d'espace est donc plus important.

2. La dimension relative de l'entrefer est plus importante : la valeur de l'inductance magnétisante est sensiblement modifiée.

3. Les encoches sont fermées (cage en aluminium).

4. La cage est double. L'effet de peau est donc particulièrement marqué dès les faibles fréquences.

Malheureusement, il n'a pas été possible d'étudier une machine dont les plans utiles à la modélisation par la méthode des éléments finis étaient disponibles. La validation expérimentale ne pourra donc pas être complète mais donnera de bonnes indications sur les limites des approches adoptées.

La démarche est essentiellement expérimentale :

- identification des modèles d'étude,
- validation des modèles pour la représentation des courts-circuits triphasés.

Elle s'appuie sur un prototype spécialement conçu pour la réalisation matérielle du court-circuit.

L'organisation du présent chapitre respecte la démarche adoptée et comporte :

1. La modélisation des régimes transitoires d'une machine asynchrone double cage.

2. La présentation et l'identification du banc expérimental (y compris la machine de 30 kW).

3. La validation expérimentale des modèles d'étude par la réalisation de courts-circuits triphasés à vide.

I. MODELISATION DES REGIMES TRANSITOIRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE CAGE

I.1. Le schéma équivalent

Les équations électriques d'une machine asynchrone double cage sont obtenues en respectant les hypothèses suivantes [VAS-92] :

1. Les pertes fer et mécanique sont négligées.

2. La machine est de construction symétrique.

3. Les enroulements stator et la double cage d'écureuil sont remplacés par des enroulements triphasés symétriques à répartition sinusoïdale. Les harmoniques d'espace sont donc négligés. Les deux enroulements du rotor sont magnétiquement couplés.

4. Chacune des deux cages est supposée court-circuitée par un anneau distinct. Le courant d'une cage est donc supposer ne pas circuler dans la partie de l'anneau relative à l'autre cage et les chutes de tension induites par les anneaux de court-circuit de chaque cage peuvent être prises en compte séparément.

5. Il n'y a pas de courants inter-barres.

6. Il n'y a pas de non-linéarités.

Les équations électriques sont identiques aux équations (III-15) et (III-16) du schéma équivalent fin double cage. Cependant, tous les paramètres sont constants. Les grandeurs indicées *1* sont relatives à la partie inférieure de la double cage ; les grandeurs indicées *2* sont relatives à sa partie supérieure. Ces équations sont valables pour tout régime transitoire linéaire.

Le schéma équivalent associé à ces équations a déjà été présenté au chapitre 3 pour introduire la modélisation de l'effet de peau (cf. Figure III-6).

I.2. Remarques sur la saturation

Le schéma équivalent est linéaire : la saturation n'y est pas incluse. Pour tenir compte de l'effet de la saturation lors du court-circuit triphasé, il existe deux approches :

1. Modélisation d'inductances saturables $l_{\sigma m}(|\mathbf{i}_r|)$ et $L_m(|\mathbf{i}_m|)$. Cette approche très générale a déjà été présentée au chapitre 3 dans le cadre du schéma équivalent fin. Elle pose le problème de l'identification expérimentale des variations des inductances avec le courant, le moteur de 30 kW ne pouvant pas être étudié par la méthode des éléments finis.

2. L_m et $l_{\sigma m}$ sont constantes mais choisie de façon à respecter la physique du court-circuit triphasé d'une machine asynchrone. Cette approche a été justifiée au chapitre 3 pour le moteur de traction. De même se pose le problème du calcul de la valeur saturée de $l_{\sigma m}$.

Dans le deuxième cas, la formulation opérationnelle des équations (III-15) est possible. Une approche analytique des courts-circuits triphasés d'une machine asynchrone double cage est donc envisageable.

I.3. Formulation opérationnelle

Pour étudier les régimes transitoires d'une machine alternative, il est couramment utilisé la formulation opérationnelle des équations électriques de cette machine. Cette formulation est obtenue par substitution de $\frac{d}{dt}$ par l'opérateur dit de Laplace p. En toute rigueur, cette formulation correspond à la transformation de Laplace d'un système à conditions initiales nulles. Si les conditions initiales ne sont pas nulles, la formulation analytique peut, tout de même, être utilisée dans le cadre d'une méthode de superposition d'un régime initial non nul et d'un régime transitoire à conditions initiales nulles dont les équations sont mises sous forme opérationnelle [ADK-75] - [BAR-86].

Après transformation de Laplace à conditions initiales nulles et passage dans un référentiel lié au rotor, les équations électriques (III-15) et (III-16) s'écrivent [KAL-74] :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s(p) = R_s \mathbf{i}_s(p) + (p - j\omega)\varphi_s(p) \\ \mathbf{0} = R_{r1}\mathbf{i}_{r1}(p) + p\left[L_{r1}\mathbf{i}_{r1}(p) + (L_m + l_{\sigma m})\mathbf{i}_{r2}(p) + L_m \mathbf{i}_s(p)\right] \\ \mathbf{0} = R_{r2}\mathbf{i}_{r2}(p) + p\left[L_{r2}\mathbf{i}_{r2}(p) + (L_m + l_{\sigma m})\mathbf{i}_{r1}(p) + L_m \mathbf{i}_s(p)\right] \end{cases} \quad \text{(IV-1)}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \varphi_s(p) = L_m[\mathbf{i}_{r1}(p) + \mathbf{i}_{r2}(p)] + L_s \mathbf{i}_s(p) \\ L_s = L_m + l_{\sigma s} \\ L_{r1} = L_m + l_{\sigma m+} + l_{\sigma r1} \\ L_{r2} = L_m + l_{\sigma m+} + l_{\sigma r2} \end{cases} \quad \text{(IV-2)}$$

En combinant (IV-1) et (IV-2), on fait apparaître l'expression de l'inductance dite *opérationnelle* dans un référentiel lié au rotor :

$$L(p) = L_s \frac{(1+T'p)(1+T''p)}{(1+T_0'p)(1+T_0''p)} \tag{IV-3}$$

Les constantes de temps T', T'', T'_0, T''_0 sont fonction des différents paramètres du schéma équivalent [ADK-75] - [KRA-86] - [VAS-92].

$$T' = \frac{l_{\sigma m} + l_{\sigma r1} + \dfrac{L_m l_{\sigma s}}{L_m + l_{\sigma s}}}{R_{r1}} \tag{IV-4}$$

T' est la constante de temps transitoire du rotor, le stator étant en court-circuit. Elle correspond au schéma équivalent de la Figure IV-1.
L_m étant court-circuitée dans le schéma équivalent, T' est essentiellement relative aux fuites à travers la partie inférieure de la cage du rotor qui s'opposent aux fuites des enroulements du stator.

La constante de temps subtransitoire du rotor, stator en court-circuit est définie par :

$$T'' = \frac{l_{\sigma r2} + \dfrac{L_m l_{\sigma r1} l_{\sigma m} + L_m l_{\sigma r1} l_{\sigma s} + l_{\sigma r1} l_{\sigma m} l_{\sigma s}}{L_m l_{\sigma r1} + L_m l_{\sigma m} + L_m l_{\sigma s} + l_{\sigma r1} l_{\sigma s} + l_{\sigma m} l_{\sigma s}}}{R_{r2}} \tag{IV-5}$$

De même, T'' est essentiellement relative aux fuites à travers la partie supérieure de la cage du rotor quand le stator est en court-circuit (Figure IV-2).

La constante de temps transitoire du rotor, stator ouvert est donnée par l'expression :

$$T_0' = \frac{l_{\sigma m} + l_{\sigma r1} + L_m}{R_{r1}} \tag{IV-6}$$

Elle correspond au flux magnétisant (cf. Figure IV-3).

Enfin, la constante de temps subtransitoire du rotor, stator ouvert est définie par :

$$T_0'' = \frac{l_{\sigma r2} + \dfrac{(L_m + l_{\sigma m}) l_{\sigma r1}}{L_m + l_{\sigma m} + l_{\sigma r1}}}{R_{r2}} \tag{IV-7}$$

Elle est aussi liée au flux magnétisant (cf. Figure IV-4).

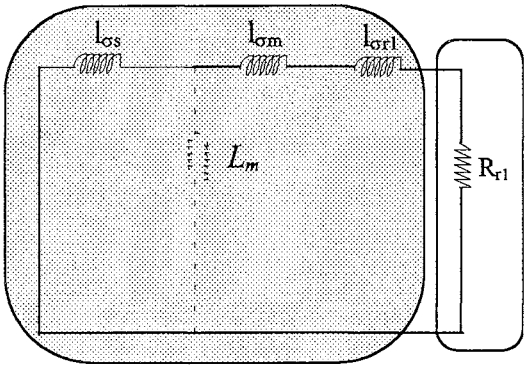


Figure IV-1 : schéma équivalent transitoire de la machine, stator en court-circuit.

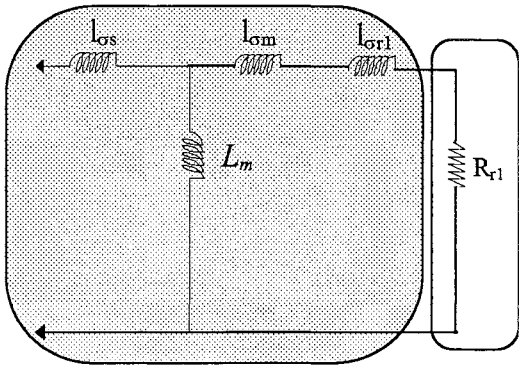


Figure IV-3 : schéma équivalent transitoire de la machine, stator ouvert.

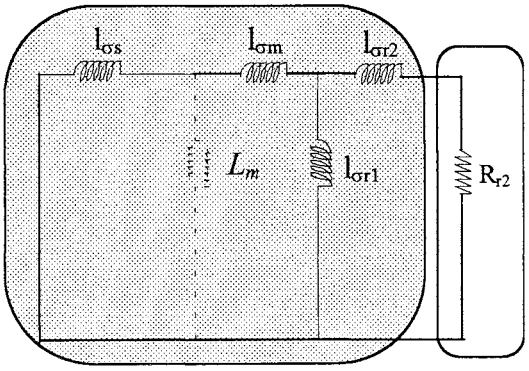


Figure IV-2 : schéma équivalent subtransitoire de la machine, stator en court-circuit.

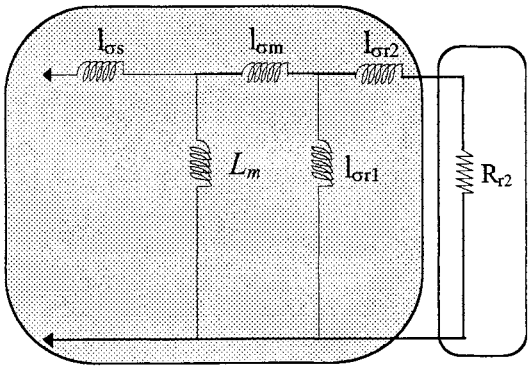


Figure IV-4 : schéma équivalent subtransitoire de la machine, stator ouvert.

On peut aussi définir les inductances synchrone L_s, transitoire L'_s et subtransitoire L''_s :

$$\begin{cases} L_s = \lim_{p\to 0}\left(L(p)\right) \\ L'_s = \lim_{p\to\infty}\left(L(p)\right)\Big|_{\substack{T''=0 \\ T''_0=0}} = L_s \dfrac{T'}{T'_0} \\ L''_s = \lim_{p\to\infty}\left(L(p)\right) = L_s \dfrac{T'T''}{T'_0\,T''_0} \end{cases} \qquad \text{(IV-8)}$$

Une interprétation physique complémentaire de celle développée pour les constantes de temps a été donnée par VAS [VAS-92].

Considérons le système triphasé :

$$\begin{cases} x_a = X_m \cos(\omega_s t + \Phi) \\ x_b = X_m \cos(\omega_s t + \Phi + \frac{2\pi}{3}) \\ x_c = X_m \cos(\omega_s t + \Phi + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(IV-9)}$$

Après transformation vectorielle dans un référentiel lié au stator, ce système peut être représenté par :

$$\mathbf{x_s} = \sqrt{\frac{3}{2}} X_m e^{j(\omega_s t + \Phi)} \quad \text{(IV-10)}$$

Dans un référentiel lié au rotor, cette représentation devient :

$$\mathbf{x_s} = \sqrt{\frac{3}{2}} X_m e^{j(\omega_r t + \Phi)} \quad \text{(IV-11)}$$

ω_r est la pulsation de glissement.

Le passage de la formulation vectorielle à la formulation opérationnelle peut être fait en posant $p = j\omega_r$.

Dans ce cas, quand p tend vers l'infini, la pulsation de glissement tend aussi vers l'infini et les courants de la cage s'opposent complètement à la pénétration du champ dans le rotor. Ce régime de fonctionnement est caractérisé par L''_s et T''. Si ce régime subtransitoire est négligé, on caractérise le fonctionnement à fort glissement par L'_s et T'.

A l'opposé, quand p tend vers 0, la pulsation de glissement s'annule et il n'a plus de courants alternatifs au rotor. C'est le régime de fonctionnement synchrone caractérisé par L_s.

La formulation opérationnelle est finalement un formalisme mathématique qui permet de faire le lien avec les comportements physiques constatés lors de l'étude par la méthode des éléments finis de la machine asynchrone. Son emploi pour l'étude analytique des courts-circuits triphasés est alors d'autant plus intéressant que l'objectif premier de ce type d'études est la compréhension simple de phénomènes complexes.

I.4. Application à l'étude analytique du court-circuit triphasé

En suposant constante la vitesse de rotation de la machine et en partant de la formulation opérationnelle du modèle de la machine asynchrone double cage, il est possible de trouver une formulation analytique des courants et du couple de court-circuit triphasé.

La résolution analytique est basée sur la superposition d'un régime initial donné par le régime permanent précédent le court-circuit triphasé et d'un régime de court-circuit correspondant à l'application de la tension opposée à celle du régime permanent initial (on retrouve ici la dualité court-circuit triphasé / démarrage déjà notée).
Les hypothèses méthodologiques sont les mêmes que celles présentées pour l'approche analytique du court-circuit triphasé du moteur de traction. Il est en outre considéré que la machine fonctionne initialement à vide ce qui permet de simplifier les calculs. De toutes façons, il a été montré au paragraphe I du chapitre 3 que l'état de charge initial était peu influent sur le court-circuit.

I.4.1. Expression du courant de court-circuit

Dans un référentiel lié au stator, le régime permanent initial est donné par :

$$\mathbf{i}_s^0(t) = \frac{\mathbf{V}_s^0(t)}{R_s + j\omega_s L_s} \qquad \text{(IV-12)}$$

$$\text{et : } \mathbf{V}_s^0(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m e^{j(\omega_s t + \Phi)} \qquad \text{(IV-13)}$$

D'après les hypothèses (R_s négligeable et fonctionnement initial à vide) :

$$\begin{cases} \mathbf{i}_s^0(t) = \dfrac{\sqrt{\dfrac{3}{2}} V_m e^{j(\omega_s t+\Phi)}}{j\omega_s L_s} \\ \mathbf{i}_r^0(t) = 0 \end{cases} \quad \text{(IV-14)}$$

Dans un référentiel rotor, l'expression du courant stator initial devient : $\mathbf{i}_s^0(t) = \dfrac{V_s}{j\omega_s L_s} e^{j\Phi}$ (IV-15)

avec : $V_s = \sqrt{\dfrac{3}{2}} V_m$ (IV-16)

Le régime de court-circuit dans le référentiel lié au rotor est obtenu par l'application de la tension :

$$\mathbf{V}_s^{cc}(t) = -V_s e^{j\Phi} \quad \text{(IV-17)}$$

L'équation du régime de court-circuit s'écrit d'après (IV-1), (IV-2) et (IV-3) :

$$\frac{-V_s e^{j\Phi}}{p} = \left[R_s + (p + j\omega_s)L(p)\right]\mathbf{i}_s^{cc}(p) \quad \text{(IV-18)}$$

Si on note α le rapport défini par : $\alpha = \dfrac{R_s}{L(p)}$, le courant pendant le régime de court-circuit s'exprime par :

$$\mathbf{i}_s^{cc}(p) = \frac{-V_s e^{j\Phi}}{pL(p)\left[p + j\omega_s + \alpha\right]} \quad \text{(IV-19)}$$

Remarque : $1/\alpha$ est la constante de temps subtransitoire du stator. Elle correspond au schéma équivalent de la Figure IV-5.

Les termes résistifs étant négligés par hypothèse devant les termes réactifs, on peut supposer que α est constant et égal à : $\alpha = \dfrac{R_s}{L_s''}$.

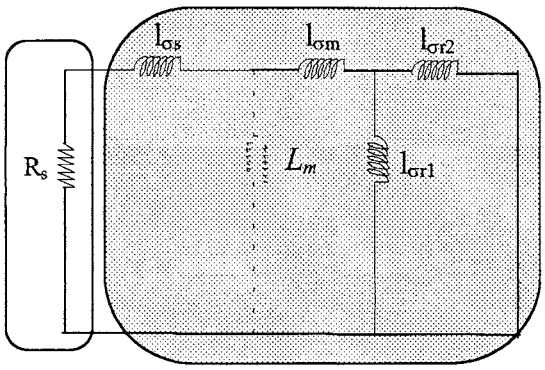


Figure IV-5 : schéma équivalent subtransitoire vu du stator.

D'autre part, $$\frac{1}{L(p)} = \frac{1}{L_s} + \frac{\left(1/L'_s - 1/L_s\right)p}{1/T' + p} + \frac{\left(1/L''_s - 1/L'_s\right)p}{1/T'' + p} \qquad \text{(IV-20)}$$

En combinant (IV-19) et (IV-20), on obtient :

$$\mathbf{i}_s^{cc}(p) = -V_s e^{j\Phi}\left\{\begin{array}{l}\dfrac{1}{pL_s(p+j\omega_s+\alpha)} + \dfrac{\left(1/L'_s - 1/L_s\right)}{\left(1/T' + p\right)(p+j\omega_s+\alpha)} \\ + \dfrac{\left(1/L''_s - 1/L'_s\right)}{\left(1/T'' + p\right)(p+j\omega_s+\alpha)}\end{array}\right\} \qquad \text{(IV-21)}$$

Du fait des hypothèses, α, 1/T' et 1/T'' sont négligeables devant ω_s. Après transformation inverse de Laplace, le régime de court-circuit est donné par :

$$\mathbf{i}_s^{cc}(t) = \frac{-V_s e^{j\Phi}}{j\omega_s}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{L_s}\left(1 - e^{-\alpha t - j\omega_s t}\right) \\ + \left(\dfrac{1}{L'_s} - \dfrac{1}{L_s}\right)\left(e^{-t/T'} - e^{-\alpha t - j\omega_s t}\right) + \left(\dfrac{1}{L''_s} - \dfrac{1}{L'_s}\right)\left(e^{-t/T''} - e^{-\alpha t - j\omega_s t}\right)\end{array}\right] \qquad \text{(IV-22)}$$

Après sommation de (IV-15) et (IV-22) et transformation vectorielle inverse, le courant de court-circuit dans la phase (a) s'écrit :

$$\mathbf{i}_a(t) = \frac{V_s\sqrt{2}}{j\omega_s}\left\{\begin{array}{l}\dfrac{1}{L''_s}e^{-\alpha t}\sin\Phi \\ -\left[\left(\dfrac{1}{L'_s}-\dfrac{1}{L_s}\right)e^{-t/T'}+\left(\dfrac{1}{L''_s}-\dfrac{1}{L'_s}\right)e^{-t/T''}\right]\sin(\omega_s t+\Phi)\end{array}\right\} \qquad \text{(IV-23)}$$

L'expression du courant comprend :

1. Une composante apériodique en $e^{-\alpha t}$ qui correspond à l'amortissement du flux stator dans la résistance du stator. Le vecteur flux φ_s est immobile par rapport au stator du fait de l'application de la tension nulle aux bornes du stator, R_s étant négligée.

2. Une composante pseudo-périodique amortie en $e^{-t/T''}$ correspondant à l'amortissement du flux rotor à travers l'enroulement constitué par la partie supérieure de la cage du rotor.

3. Une composante pseudo-périodique amortie en $e^{-t/T'}$ correspondant à l'amortissement du flux rotor à travers l'enroulement constitué par la partie inférieure de la cage du rotor.

Le courant de court-circuit comprend donc deux régimes :

1. un régime subtransitoire caractérisé par α, T'' et L''_s qui correspond à l'amortissement des flux de fuite se refermant en surface du rotor et du stator.

2. un régime transitoire caractérisé par T' et L'_s qui correspond à l'amortissement des flux de fuite se refermant dans la partie inférieure de la cage.

Il n'y a pas de régime synchrone car la force électromotrice du rotor diminue et finit par s'annuler lors du court-circuit. Si on considère le dual du court-circuit triphasé à vide, c'est à dire le démarrage d'une machine asynchrone à vide, on retrouve les régimes subtransitoire puis transitoire. En outre, il apparaît un régime synchrone qui correspond au régime final dans lequel la machine est complètement magnétisée.

I.4.2. Expression du couple de court-circuit

L'expression du couple électromagnétique est donnée par (I-3). Elle peut aussi s'écrire :

$$\Gamma_{elm} = p\,\mathrm{Im\,ag}\left[\mathbf{i}_s . \varphi_s^*\right] \tag{IV-24}$$

L'expression du flux φ_s pendant le court-circuit peut être obtenue de la même manière que le courant de court-circuit $\mathbf{i}_s$.

Avant le court-circuit, si le terme $R_s\mathbf{i}_s$ est négligé, le flux est donné par :

$$\varphi_s^0(t) = \frac{V_s}{j\omega_s} e^{j\Phi} \tag{IV-25}$$

Pendant le régime de court-circuit, le flux s'exprime par :

$$\varphi_s^{cc}(p) = \frac{-V_s e^{j\Phi}}{p\left[p + j\omega_s + \alpha\right]} \tag{IV-26}$$

Après transformation de Laplace inverse, on obtient :

$$\varphi_s{}^{cc}(t) = \frac{-V_s e^{j\Phi}}{\alpha + j\omega_s}\left(1 - e^{-\alpha t - j\omega_s t}\right) \tag{IV-27}$$

Comme α est négligeable devant ω_s, on obtient en sommant (IV-25) et (IV-27) :

$$\varphi_s(t) = \frac{V_s e^{j\Phi}}{j\omega_s} e^{-\alpha t - j\omega_s t} \tag{IV-28}$$

En incluant (IV-15), (IV-22) et (IV-28) dans (IV-24), on trouve :

$$\Gamma_{elm} = -3p\frac{V_s{}^2 e^{-\alpha t}}{\omega_s{}^2}\left[\left(\frac{1}{L'_s} - \frac{1}{L_s}\right)e^{-t/T'} + \left(\frac{1}{L''_s} - \frac{1}{L'_s}\right)e^{-t/T''}\right]\mathbf{sin}(\omega_s t) \tag{IV-29}$$

Si les termes d'amortissement sont négligés, le maximum du couple de court-circuit Γ_{max} est obtenu pour $\omega_s t$ égal à $\pi/2$. Comme l'inductance subtransitoire est négligeable devant l'inductance synchrone, Γ_{max} peut s'exprimer par :

$$\Gamma_{max} = -3\frac{V_s}{\frac{\omega_s}{p}}\frac{V_s}{\omega_s L''_s} \qquad \text{(IV-30)}$$

Cette dernière expression fait apparaître le courant $\frac{V_s}{\omega_s L''_s}$ qui correspond au courant de démarrage en régime subtransitoire. On retrouve l'analogie du court-circuit triphasé avec le démarrage.

Finalement, une approche analytique du court-circuit triphasé d'une machine asynchrone à double cage peut être facilement déduite de la formulation opérationnelle des équations électriques. Elle aboutit à une analyse du déroulement du court-circuit triphasé proche de celle fournie par la simulation par la méthode des éléments finis.
Cependant, les nombreuses hypothèses qu'elle nécessite justifie l'emploi de la méthode numérique simplifiée basée sur l'intégration numérique du système différentiel constitué des équations électriques (III-15) et mécanique (I-6).
La validation de ces deux approches de la modélisation des régimes transitoires d'une machine asynchrone double cage constitue le coeur de ce chapitre.

Remarque : le comportement fréquentiel de certaines machines asynchrones simple cage à encoches profondes est tel qu'elles peuvent être représentées par un schéma équivalent double cage. La formulation analytique sera aussi utilisable dans ce cas.

II. PRESENTATION ET IDENTIFICATION DU BANC EXPERIMENTAL

II.1. Fonction et réalisation du banc

II.1.1. Fonctions du banc

Ce banc est destiné à la réalisation de courts-circuits triphasés d'une machine asynchrone. Afin que la validation des approches analytique et numérique simplifiée soit possible, les objectifs auxquels doit répondre le banc sont :

- réalisation répétitive de courts-circuits triphasés sans danger pour l'alimentation triphasée à fréquence et tension variables,

- conditions initiales des courants de la machine non nuls,

- utilisation pour une machine d'une dizaine de kW,

- acquisition des grandeurs utiles à la validation.

Les grandes fonctions du banc sont présentées Figure IV-6.

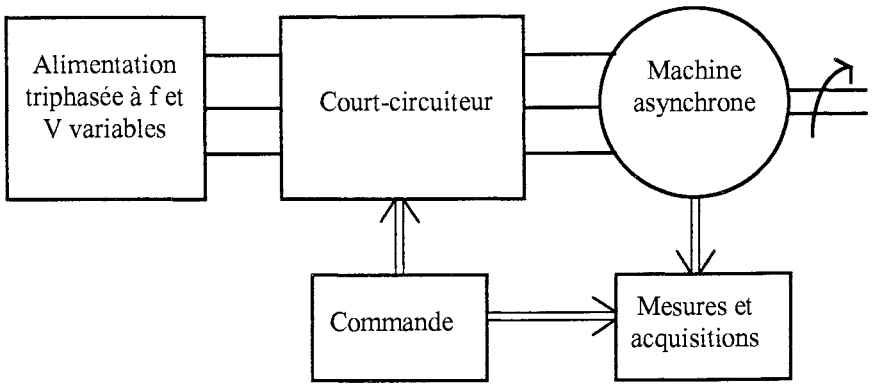


Figure IV-6 : fonctions du banc expérimental

Le court-circuiteur est l'organe central du dispositif. Il doit permettre :

- le démarrage de la machine,

- la mise en court-circuit de la machine,

- l'ouverture préalable des 3 phases de la machine pour protéger l'alimentation,

- la conservation des conditions initiales entre les instants d'ouverture et de court-circuit.

Pour ces raisons, il a été choisit de réaliser le court-circuiteur à l'aide de sous-ensembles de l'électronique de puissance qui permettent des modifications commandées, symétriques et rapides des conditions d'alimentation de la machine. Le schéma détaillé des sous-ensembles du banc est présenté Figure IV-7.

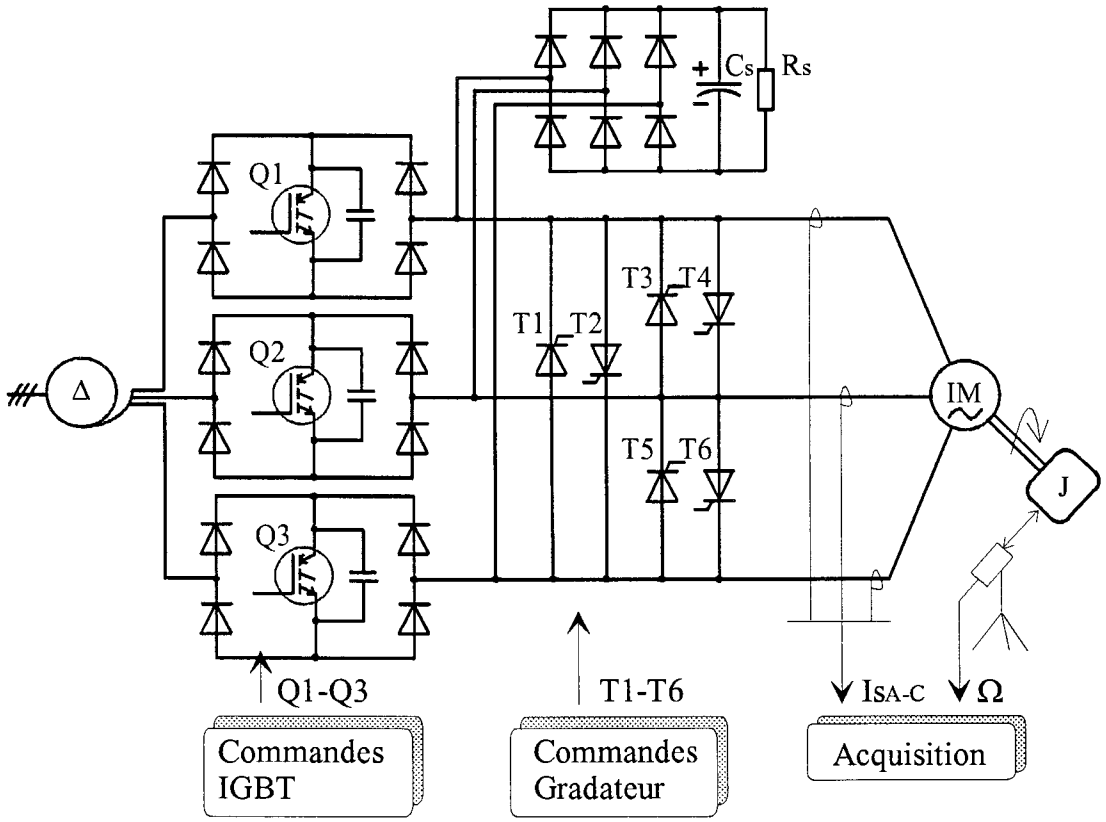


Figure IV-7 : constitution du banc expérimental.

Remarque : pour des raisons de simplicité et d'efficacité de réalisation du prototype, aucun système de synchronisation du défaut par rapport à la phase de la tension n'a été mis au point. En contrepartie, les essais devront être plus nombreux pour donner une illustration correcte de la dépendance du courant de court-circuit par rapport à l'instant initial, caractérisé par l'angle Φ.

II.1.2. La machine asynchrone

Les caractéristiques du moteur utilisé pour les essais expérimentaux sont présentées dans le Tableau IV-1.

Tableau IV-1 : caractéristiques du moteur d'essais

Type moteur	LEROY-SOMER LS200LT
Puissance (kW)	30
Vitesse (t/min.)	1475
Nombre de pôles	4
Tension (V)	220/380
Courant (A)	99/57

II.1.3. L'alimentation triphasée

L'alimentation triphasée est une alimentation sinusoïdale California Instrument 4500L3M - RPV d'une puissance de 4.5 kW sous une tension maximale de 135 V ou de 270 V. Ses gammes de fréquence sont de 45 Hz à 5 kHz sous pleine tension et de 17 Hz à 45 Hz sous tension réduite. Elle est protégée en court-circuit par arrêt complet et en surcharge par limitation au courant maximum admissible.

Cette alimentation a permis la réalisation de courts-circuits triphasés à 20 Hz mais, malheureusement, elle était insuffisante pour le démarrage de la machine sous une fréquence de 50 Hz. Dans ce cas, il a été utilisé un autotransformateur triphasé 220V - 30 A à rapport variable par curseur.

II.1.4. Le court-circuiteur [CHR-97]

Le court-circuiteur comprend :

- des ponts monophasés couplés à des IGBT afin d'assurer l'alimentation puis l'ouverture des trois phases de la machine,

- un redresseur triphasé monté en parallèle sur l'alimentation qui débite sur un circuit RC. Son rôle est de limiter les surtensions occasionnées par l'ouverture triphasée et d'assurer la continuité du courant entre l'ouverture et la mise en court-circuit des phases de la machine,

- trois gradateurs (dont un est redondant) afin de réaliser le court-circuit.

Les étapes de réalisation d'un court-circuit triphasé sont alors :

1. Suite à un ordre de démarrage, les IGBT sont commandés à la fermeture en mode continu. La machine peut alors être démarrée à fréquence fixe en augmentant progressivement la tension.

2. Suite à l'ordre de court-circuit, les IGBT sont commandés à l'ouverture. Il y a interruption de l'alimentation de la machine. La surtension occasionnée par l'ouverture du circuit inductif est limitée par le redresseur et le filtre R_sC_s. Les courants de phase de la machine ne s'interrompent donc pas brutalement mais s'amortissent avec une constante de temps fonction de R_s et C_s. L'acquisition des mesures est déclenchée.

3. Après un temps de retard (100 µs) nécessaire pour assurer l'ouverture complète des IGBT mais suffisamment petit pour considérer la valeur initiale du courant conservée depuis l'instant d'ouverture, le court-circuit est provoqué par l'allumage simultané des thyristors des gradateurs.

4. Après une durée d'une seconde, l'ensemble des commandes est bloquée et le système est réinitialisé pour un nouveau court-circuit.

Remarque : Au passage d'un courant de phase par 0, le gradateur nécessite pour sa remise en conduction une tension de l'ordre d'un Volt. Or, à cet instant, la tension est égale à la force électromotrice induite de la machine dont la valeur diminue pendant le court-circuit. Quand elle devient insuffisante, le gradateur ne conduit plus et le courant reste piégé à 0. Le court-circuit n'est plus triphasé.

C'est ce phénomène qui va en fait limiter le nombre de périodes disponibles pour la validation. Pour repousser cette limite, le court-circuiteur est câblé en triangle.

Le court-circuiteur est commandé à l'aide d'une carte qui assure l'interface entre les ordres de démarrage et de court-circuit donnés par l'opérateur et les signaux de commande en entrée des pilotes des IGBT et des gradateurs de court-circuit (cf. annexe 3).

II.1.5. Mesures et acquisitions

Malgré l'importance des variations du couple électromagnétique de court-circuit pour les conséquences sur une éventuelle charge, cette variable n'est pas mesurée car un couplemètre ne supporterait pas l'amplitude et la dynamique de ces variations et la reconstitution du couple instantané par la mesure des courants et tensions du stator est trop délicate pour être envisagée dans le cadre de ce travail.

Les variables mesurées sont donc essentiellement :

- les courants à l'aide de sondes à effet Hall,
- la variation totale de vitesse par un tachymètre optique.

L'ensemble des acquisitions a été effectué à l'aide d'un oscilloscope numérique qui permet le stockage direct des mesures sous forme de matrices lisibles par un logiciel de calcul standard (Matlab, Matrixx, Mathcad ...).

II.2. Identification expérimentale des paramètres électriques de la machine

II.2.1. Présentation succincte des méthodes conventionnelles

Les procédures d'identification des machines asynchrones polyphasées font l'objet d'une norme IEEE qui décrit [IEE-91] :

- les méthodes et moyens de mesures,
- les précautions à respecter lors des essais,
- les techniques de calcul des paramètres à partir des mesures.

Cette norme est applicable pour la mesure et l'identification des pertes, des paramètres mécaniques et électriques, des effets de la température, des courants d'arbre, des niveaux de bruit et de vibration ...

Parmi les méthodes d'identification est proposée la méthode dite du *schéma équivalent* qui regroupe un ensemble de techniques basées sur la mesure de l'impédance terminale de la machine pour au moins deux points de fonctionnement.
La technique la plus conventionnelle est celle des deux essais [VAS-93] : l'un à vide, l'autre à rotor bloqué. D'autres techniques sont les essais à vitesse variable [THO-95b] ou le essais à tension d'alimentation sinusoïdale et fréquence variable [GRA-85].
A noter que le développement des associations onduleur de tension machine asynchrone pilotées par contrôle vectoriel a amené à définir des procédures d'identification de la machine couplée avec son convertisseur [SEO-97] - [RAS-96] - [CHR-96b].

II.2.2. Méthodologie expérimentale adoptée

Le schéma équivalent fin de la machine asynchrone double cage, incluant des inductances saturables, peut être identifié en respectant, dans certaines limites qui vont être précisées, la méthodologie présentée au chapitre 3.

Cependant, la réalisation expérimentale de la gamme complète des essais nécessaires pose problème car il n'est pas envisageable d'effectuer des essais à rotor bloqué bien au delà d'une tension correspondant au courant nominal de la machine. La détermination expérimentale de la courbe de saturation de l'inductance de fuite du rotor est donc difficile.
Comme les plans du moteur de 30 kW ne sont pas disponibles, cette détermination n'est pas non plus possible par la méthode des éléments finis.
En définitive, pour s'affranchir de ce problème d'identification, l'ensemble de la procédure d'identification et de validation est effectué dans des conditions de non saturation du parcours des inductances de fuite. Seule la partie fréquentielle du schéma équivalent fin va donc pouvoir être validée, le problème de la validation de sa partie saturable restant entier.

L'étape n° 5 de la procédure d'identification présentée Figure III-9 n'est plus nécessaire. Une estimation analytique de $l_{\sigma m}$ peut tout de même être tentée mais nous avons finalement préféré la supposer nulle.
Ceci conduit à la topologie du schéma équivalent de la Figure IV-8 qui est justifiée par l'infinité de topologies possibles des circuits électriques équivalents au moteur asynchrone [ALG-78].

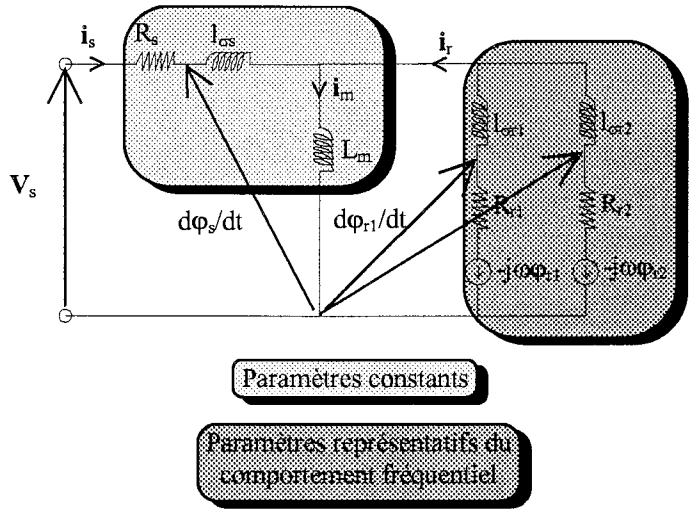


Figure IV-8 : topologie du schéma équivalent identifié expérimentalement.

Remarque : on ne limitera pas l'identification de la machine au schéma équivalent double cage. Si le comportement fréquentiel le justifie, on pourra élever l'ordre du modèle en ajoutant des branches rotor en parallèle.

L'étape n°2 de la procédure d'identification par la méthode des éléments finis propose une estimation analytique de $l_{\sigma s}$. Ne disposant d'aucune donnée de construction de la machine étudiée, cette estimation n'est plus possible. On choisit alors de calculer la valeur de $l_{\sigma s}$ en supposant qu'elle est égale à la moitié de la valeur l'inductance de fuite totale mesurée lors des essais à rotor bloqué et faible tension.

Finalement, la procédure d'identification expérimentale dans le cas du moteur de 30 kW peut être résumée par la Figure IV-9.

II.2.3. Résultats de l'identification

Les essais pour obtenir la réponse fréquentielle de la machine ont été réalisés à faible tension de telle sorte que le courant ne dépasse pas 3% du courant nominal de la machine. Dans ces conditions, le diagramme de Bode de l'impédance opérationnelle $Z_s(j\omega)$ présenté à la Figure IV-10 a été obtenu. Le gain de l'impédance opérationnelle est défini par : $G_{dB} = 20\log\left(\frac{|Z_s(j\omega)|}{Z_s(2\pi \times 0.1)}\right)$.

Ainsi, le gain est nul pour une fréquence de 0.1 Hz. La valeur correspondante du module de l'impédance opérationnelle est 0.102 Ω.

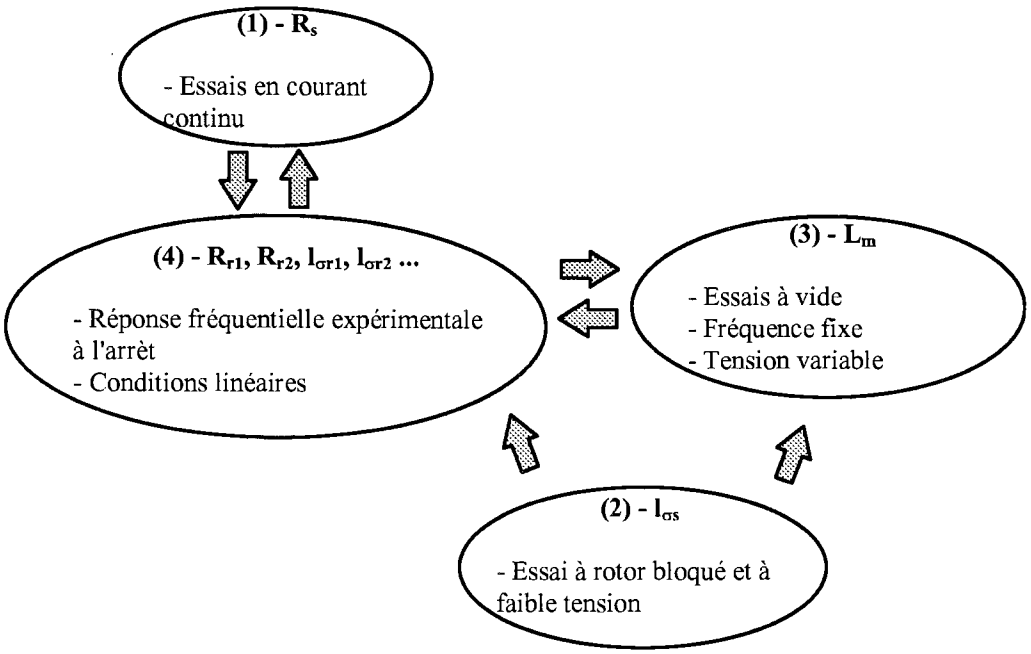


Figure IV-9 : procédure d'identification expérimentale pour le moteur de 30 kW.

Quand la fréquence tend vers 0, la valeur de l'impédance opérationnelle tend vers la valeur de la résistance stator mesurée en continu et la phase tend vers 0. Ceci n'est pas encore tout à fait visible dans notre cas car nos moyens expérimentaux ne nous ont pas permis de descendre en dessous de 0.1 Hz. A l'opposé, quand la fréquence tend vers l'infini, $Z_s(j\omega)$ tend asymptotiquement vers la valeur de la réactance obtenue quand tous les termes résistifs sont négligeables.

L'inductance opérationnelle L(jω) est définie par : $L(j\omega) = \dfrac{Z_s(j\omega) - R_s}{j\omega}$.

Afin de conserver la cohérence de son identification (c'est-à-dire une valeur de la phase de L(jω) strictement négative quelle que soit la fréquence), la valeur de R_s, choisie pour l'obtenir, est calculée par extrapolation à 0 du gain de $Z_s(j\omega)$.

L'inductance opérationnelle est ensuite identifiée par des modèles simple, double et triple cage. On constate nettement sur la Figure IV-11 l'insuffisance du modèle simple cage qui ne tient pas compte des régimes subtransitoires apparaissant avec l'effet de peau et se manifestant par l'incurvation du gain de l'inductance opérationnelle au voisinage de la dizaine de Hertz. Le modèle double cage

amène de ce point de vue un progrès significatif. Le passage à un modèle triple cage n'améliore que légèrement la précision de l'identification.

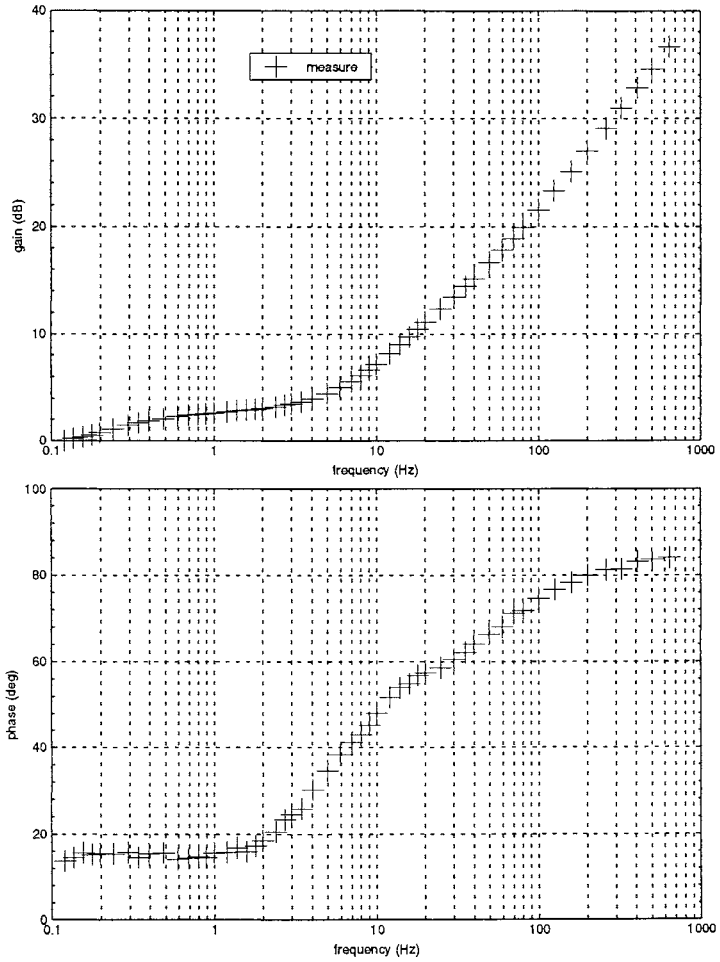


Figure IV-10 : diagramme de Bode de l'impédance opérationnelle mesurée.

Malgré l'augmentation de l'ordre du modèle, la différence (d'environ 10°) sur la phase au voisinage du Hertz n'est pas franchement atténuée. La passage à un ordre supérieur devrait en théorie la diminuer mais conduit à des valeurs de paramètres du schéma équivalent négatives.
Deux classes d'explication peuvent être avancées :

1. La topologie du modèle adoptée ne convient pas pour ce moteur.
2. Une non linéarité est présente dans les mesures (saturation, pertes fer ...).

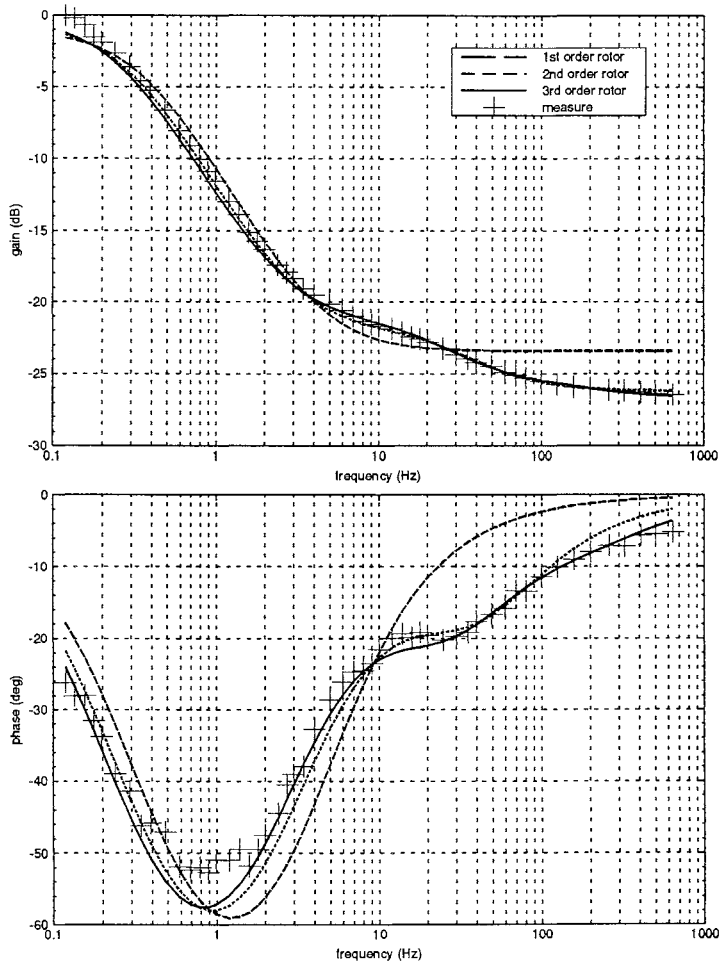


Figure IV-11 : identification de l'inductance opérationnelle mesurée.

Remarque : Le gain de l'inductance opérationnelle est défini par : $G_{dB} = 20\log\left(\frac{|L(j\omega)|}{L(2\pi \times 0.1)}\right)$.

Ainsi, il est nul pour une fréquence de 0.1 Hz. La valeur correspondante de l'inductance opérationnelle est 0.036 mH.

II.2.4. Les valeurs des paramètres des modèles

La réalisation des étapes 1 à 3 de la procédure d'identification de la Figure IV-9 conduit aux valeurs des paramètres suivantes :

1. $R_s = 91.75$ mΩ.
2. L_s est constante jusqu'à la tension nominale et vaut 37 mH.
3. $l_{\sigma s}$ est égale à 1mH.

Les valeurs des paramètres obtenus par l'identification de la réponse fréquentielle à arrêt de la machine sont présentées dans le Tableau IV-2.

Tableau IV-2: valeurs des paramètres du schéma équivalent à cage multiple.

	Simple cage	Double cage	Triple cage
R_s (Ω)	0.0868	0.0868	0.0868
$l_{\sigma s}$ (mH)	1	1	1
L_m (mH)	30.65	32.46	33.66
R_{r1} (mΩ)	68.57	64.48	60.85
R_{r2} (Ω)	X	0.577	0.521
R_{r3} (Ω)	X	X	3.78
$l_{\sigma r1}$ (mH)	1.494	2.274	2.611
$l_{\sigma r2}$ (mH)	X	1.198	1.585
$l_{\sigma r3}$ (mH)	X	X	2.181

Ces valeurs amènent plusieurs remarques :

1. La valeur de R_s n'est pas celle obtenue par les essais en courant continu du fait de l'imprécision des mesures et de l'extrapolation.

2. La valeur de L_s est toujours inférieure à celle obtenue par les essais à vide sous faible tension mais augmente avec l'ordre du modèle. En effet, les mesures pour une fréquence inférieure à 0.1 Hz n'ont pas été réalisées. L'identification des mesures conduit alors à une sous estimation de l'asymptote de $L(j\omega)$ quand ω tend vers 0 (cf. Figure IV-11). Cette sous estimation est atténuée quand l'ordre du modèle augmente.

Malgré les approximations sur les valeurs de L_m, R_s et l'incertitude sur la phase de $L(j\omega)$, l'identification n'a pas été poussée plus loin et le modèle double cage a été adopté. En effet, l'objectif de l'étude ne concerne pas la stabilité d'une association onduleur de tension - machine asynchrone mais les courts-circuits triphasés à quelques dizaines de Hertz.

II.3. Identification des autres paramètres du banc

Les autres paramètres qu'il est nécessaire de connaître pour compléter l'identification du banc sont les paramètres mécaniques de la machine et la chute de tension introduite par les gradateurs du court-circuiteur.

II.3.1. Identification expérimentale des paramètres mécaniques

La machine étant court-circuitée à vide sur sa seule inertie, la vitesse va varier. Afin de tenir compte de cette variation par le couplage des équations électriques de la machine et de l'équation de la mécanique, il est nécessaire de connaître la valeur des paramètres mécaniques du moteur. L'équation de la mécanique utilisée est l'équation (I-6) : $J\frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{elm} - \Gamma_{ch} - \Gamma_s - f_1\Omega - f_2\Omega^2$.

L'identification des paramètres mécaniques de cette équation par une méthode de décélération combinée à l'estimation des pertes mécaniques à partir des essais à vide a conduit à l'adoption des valeurs approximatives suivantes :

$J = 0.15$ kg/m² $\quad \Gamma_s = 0$ Nm $\quad f_1 = 0$ Nms/rad $\quad f_2 = 0$ Nms/rad

II.3.2. Identification de la chute de tension du court-circuiteur

La chute de tension introduite par le court-circuiteur lors du court-circuit triphasé est essentiellement due aux résistances à l'état passant des thyristors des gradateurs.
La notice des constructeurs donne :

$R_{ON} = 20$ mΩ

Une vérification a posteriori de cette valeur a été réalisée par une mesure de la chute de tension aux bornes des gradateurs lors des courts-circuits triphasés.

Cette résistance est à l'origine d'un terme d'amortissement supplémentaire et elle est prise en compte dans le modèle de la machine comme un terme résistif supplémentaire au stator.

III. DE LA MISE EN OEUVRE A LA VALIDATION EXPERIMENTALE

La première utilisation du banc a été la réalisation d'une campagne d'essais de courts-circuits triphasés à 20 Hz, 35 Hz et 50 Hz d'une machine asynchrone d'une puissance de 1.5 kW. Elle a été l'occasion de mettre en évidence certains problèmes expérimentaux liés aux conditions d'alimentation par un autotransformateur (présence d'harmoniques 2 et 5), à l'imprécision des mesures de vitesse par tachymètre optique et au blocage des thyristors de court-circuit au passage du courant à 0 quand la tension à leurs bornes est insuffisante pour l'amorçage. Finalement, elle a permis de préciser la méthodologie expérimentale nécessaire à la validation du modèle pour le moteur de 30 kW.

III.1. Points de méthodologie

Les essais de court-circuit triphasé du moteur de 30 kW ont été réalisés à 20 Hz et 50 Hz en respectant un rapport V/f constant et égal à 25% du rapport V/f nominal. Le courant de court-circuit est alors de l'ordre de grandeur du courant nominal, ce qui assure la non saturation du parcours des champs de fuite.
La procédure de réalisation des essais et les moyens de mesure ont déjà été décrits au paragraphe II.1. Les essais sont régulièrement espacés de façon à assurer des conditions de température du moteur relativement homogènes et proches de la température ambiante et de respecter les contraintes thermiques du banc.

Du fait de l'échelle adoptée pour l'acquisition à l'oscilloscope numérique des courants pendant le court-circuit, l'amplitude des mesures du courant à vide dans les instants précédant le court-circuit est faible. La détermination a posteriori de l'instant initial du court-circuit est ainsi rendue plus imprécise. Cette imprécision se cumule aux déphasages introduits par l'échantillonnage des acquisitions et le contenu harmonique de la tension délivrée par l'autotransformateur utilisé pour les essais à 50 Hz. L'erreur finale sur l'angle initial du court-circuit est estimée à +/- 15°.
Cette imprécision est d'autant plus dommageable que le système ne permet pas la connaissance a priori de l'instant initial du court-circuit car il ne dispose pas de synchronisation du déclenchement.

Du fait des mesures disponibles, les validations des modèles sont essentiellement basées sur les maxima et les allures des courants de court-circuit en fonction des paramètres des essais : angle initial du court-circuit et fréquence.

Une indication de la validité de l'estimation du couple par les modèles pourra être donnée par la variation de vitesse mesurée. En effet, les valeurs approximatives des paramètre mécaniques sont tels que l'intégration de l'équation de la mécanique (I-6) conduit à :

$$\int_{t_0}^{t_f} \Gamma dt = J\Delta\Omega \qquad \text{(IV-31)}$$

où $\Delta\Omega$ est la variation de vitesse totale mesurée entre les instants initial t_0 et final t_f du court-circuit.

Tous ces éléments doivent permettre de mener à bien la validation des formulations analytiques et numériques simplifiées des courts-circuits triphasés d'une machine asynchrone double cage.

III.2. Validité de la formulation analytique

La formulation analytique peut être employée pour l'étude des courts-circuits triphasés du moteur de 30 kW à condition que les constantes de temps $1/\alpha$, T' et T'' soient largement dominantes devant $1/\omega$ (ω étant la pulsation du court-circuit).
Les essais d'identification ont conduit aux valeurs des constantes de temps présentées dans le Tableau IV-3 pour le modèle double cage. La formulation analytique du modèle double cage ne peut théoriquement pas être employée quelle que soit la fréquence de l'essai car la constante de temps subtransitoire T'' n'est pas largement dominante devant $1/\omega$.

Tableau IV-3: constantes de temps utiles à la formulation analytique double cage.

T' (ms)	T'' (ms)	$1/\alpha$ (ms)
50.70	3.222	20.35

Malgré le non respect des hypothèses méthodologiques sur la composante subtransitoire amortie avec la constante de temps T'', la formulation analytique donne des résultats corrects sur les maxima du courant de court-circuit (cf. Figure IV-12 et Figure IV-13). En effet, ce régime subtransitoire ne dure que les toutes premières millisecondes du court-circuit triphasé et a peu d'impact sur sa suite.

Ceci est tout à fait visible sur la Figure IV-14 où sont représentées la mesure du courant de court-circuit mesuré, sa formulation analytique et la composante subtransitoire définie par :

$$i_a^{sub}(t) = -\frac{V_s\sqrt{2}}{j\omega_s}\left(\frac{1}{L''_s} - \frac{1}{L'_s}\right)e^{-t/T''}\sin(\omega_s t + \Phi) \qquad \text{(IV-32)}$$

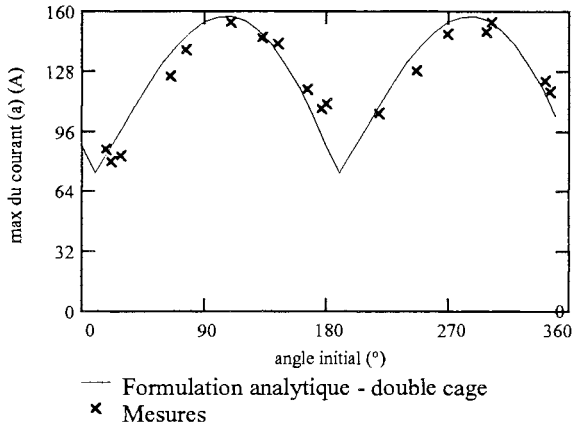


Figure IV-12 : maxima du courant de court-circuit triphasé à 50 Hz.

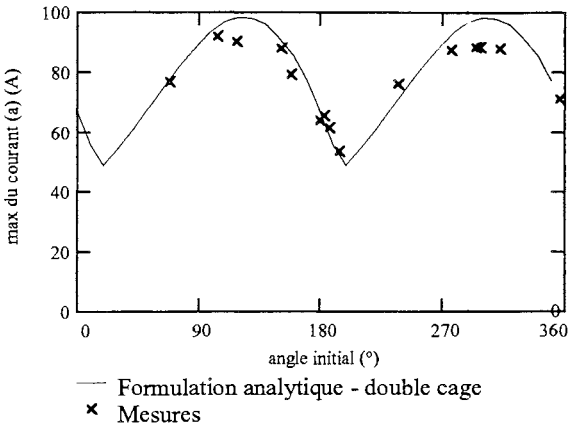


Figure IV-13 : maxima du courant de court-circuit triphasé à 20 Hz.

Les maxima du courant de court-circuit sont ainsi essentiellement déterminés par le régime d'amortissement du stator caractérisé par la constante de temps $1/\alpha$ et le régime d'amortissement du rotor définit par la constante de temps T'.

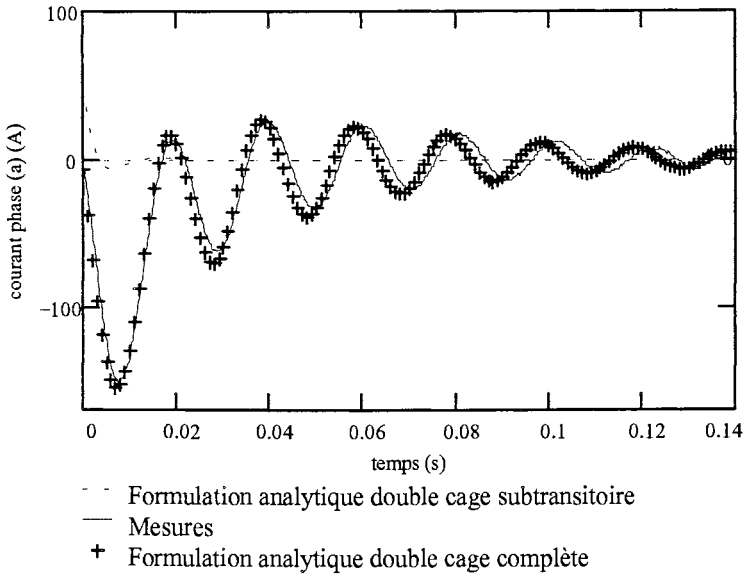


Figure IV-14 : influence de la composante subtransitoire.

Cependant, la formulation analytique donne une allure du courant de court-circuit "déphasée" par rapport aux mesures. Ce "déphasage" croît avec la durée (cf. Figure IV-15 et Figure IV-16). Il est essentiellement lié à l'hypothèse de constance de la vitesse.

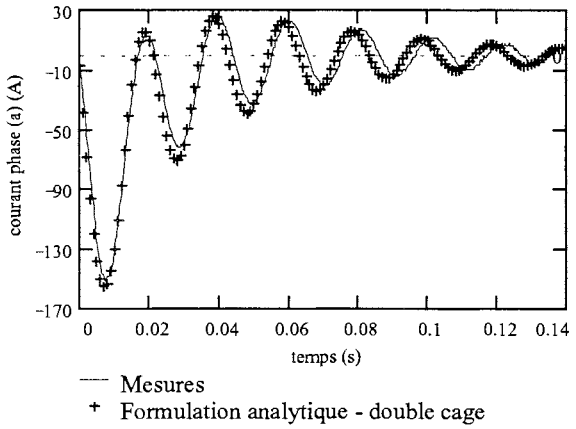


Figure IV-15 : allure d'un courant de court-circuit (Φ = 300° et f = 50 Hz).

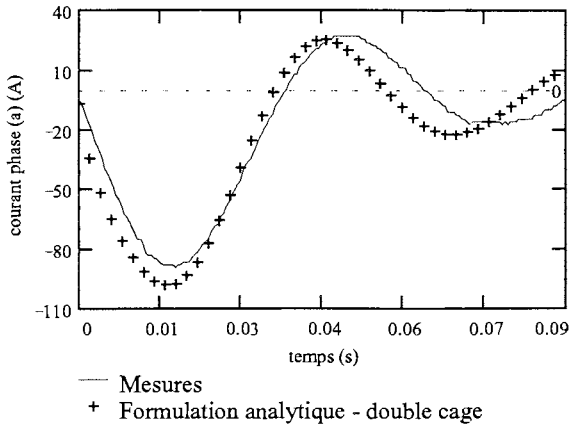


Figure IV-16 : allure d'un courant de court-circuit (Φ = 300° et f = 20 Hz).

III.3. Validité de l'approche numérique simplifiée

Afin de s'affranchir de l'hypothèse sur la vitesse, le système différentiel constitué des équations de la machine (III-15) et de l'équation mécanique (I-6) peut être résolu numériquement.

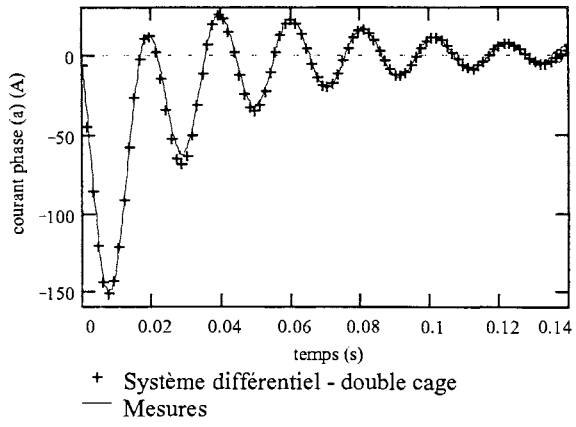


Figure IV-17 : allure d'un courant de court-circuit (Φ = 300° et f = 50 Hz).

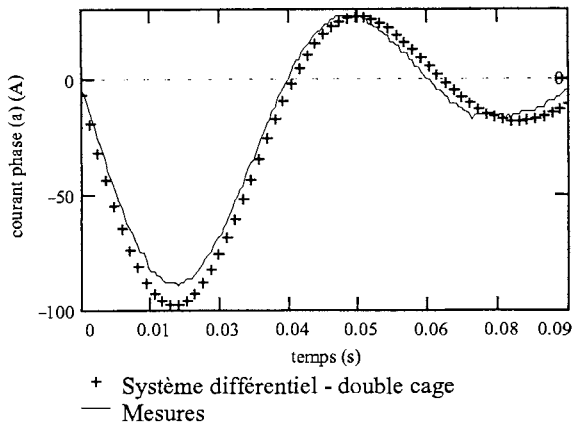


Figure IV-18 : allure d'un courant de court-circuit (Φ = 300° et f = 20 Hz).

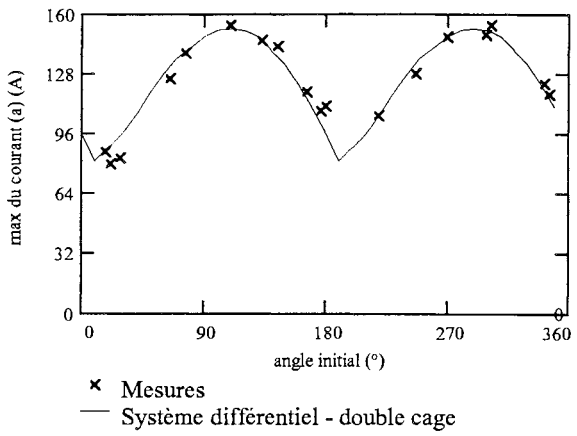


Figure IV-19 : maxima du courant de court-circuit triphasé à 50 Hz.

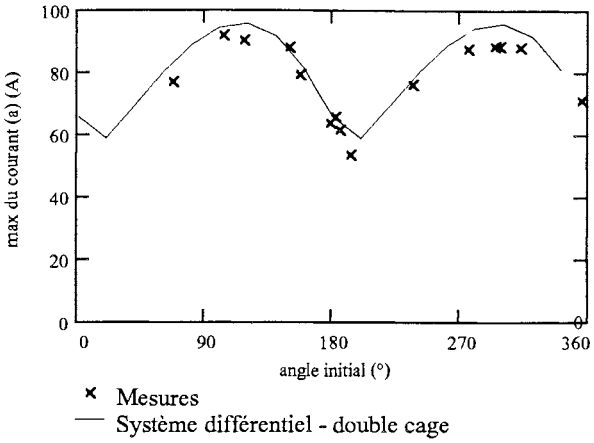


Figure IV-20 : maxima du courant de court-circuit triphasé à 20 Hz.

On constate alors sur les Figure IV-17 et Figure IV-18 que le "déphasage" précédent devient quasi-nul. Le "déphasage" restant est lié à l'imprécision des valeurs des paramètres mécaniques, imprécision d'autant plus dommageable que la variation de vitesse est importante.

En outre, la précision sur l'estimation des maxima du courant de court-circuit en fonction de l'instant initial est sensiblement améliorée (Figure IV-19 et Figure IV-20). Ceci est le fait de l'absence d'hypothèses sur les termes résistifs et la variation de la vitesse. Notamment, les maxima obtenus par l'intégration du système différentiel à vitesse variable tiennent compte de la diminution de l'amplitude de la force électromotrice avec la chute de vitesse.

III.4. L'estimation du couple

On constate que malgré sa bonne approximation du courant de court-circuit, la formulation analytique du modèle double cage donne un maximum et une allure du couple de court-circuit largement différents de ceux donnés par l'intégration du système différentiel associé (cf. Figure IV-21 et Figure IV-22). Cette différence est principalement due au cumul dans l'expression du couple de la mauvaise approximation des termes d'amortissement du stator et du rotor et de la variation de la vitesse.

Malgré l'absence de mesure de couple, on peut cependant apprécier la qualité de l'estimation du couple par la comparaison des valeurs de la variation totale de vitesse obtenues expérimentalement et par l'intégration numérique du système différentiel.

On obtient à 50 Hz :

Mesure : $\Delta\Omega$ = -50 t/min. à +/- 7t/min.

Modèle numérique : $\Delta\Omega$ = -47 t/min.

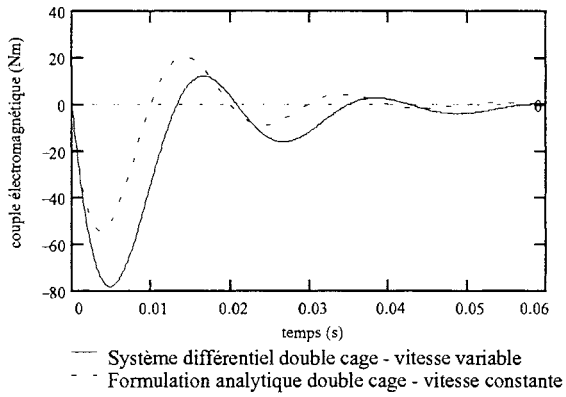


Figure IV-21 : allure du couple de court-circuit triphasé à 50 Hz.

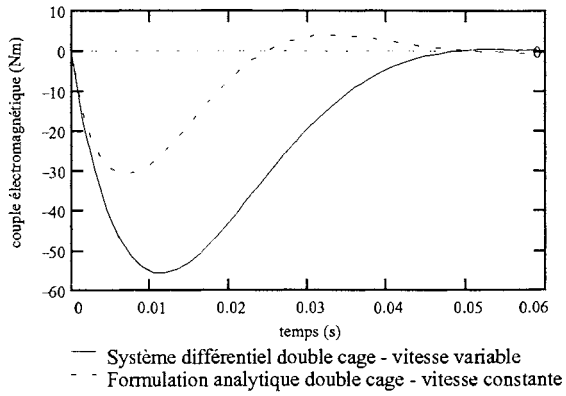


Figure IV-22 : allure du couple de court-circuit triphasé à 20 Hz.

III.5. Conclusion

Le faisceau de résultats obtenus sur les maxima et les allures du courant de court-circuit ainsi que sur la mesure de la variation de vitesse amène à conclure à la validité de l'intégration numérique du système différentiel. Cependant, la formulation analytique ne doit pas être rejetée car elle donne un ordre de grandeur tout à fait correct des contraintes maximales subies par l'association et la transmission mécanique et ce de manière très simple. Ceci est d'autant plus vrai que la variation de vitesse est faible, ce qui est généralement le cas pour la traction ferroviaire.

L'ensemble des paramètres de ces modèles a pu être obtenu de manière expérimentale à l'aide d'essais relativement standards. Cependant, le calcul du facteur de saturation de l'inductance de fuite totale pour des valeurs de courant élevées n'a pas été effectué car les essais expérimentaux nécessaires sont difficilement envisageables.

Le schéma équivalent fin proposé au chapitre 3 et utilisé sous une forme incomplète pour l'étude du moteur de 30 kW est finalement validé pour la représentation de l'influence de l'effet de peau lors des régimes de courts-circuits triphasés. Cette validité peut être raisonnablement étendue aux régimes transitoires de forte amplitude, le déplacement de courant s'y manifestant de la même façon.

Le problème de la validité du modèle fin saturé reste donc entier pour un moteur d'une puissance significative (c'est à dire supérieure à une dizaine de kW). Un deuxième problème reste la validation expérimentale de la méthode des éléments finis utilisée pour l'étude du moteur de traction. Ces problèmes pourront être dépassés à condition de disposer d'un moteur qui puisse être modélisé par la méthode des éléments finis et soumis à des essais expérimentaux de court-circuit.

Certaines améliorations devront être, en outre, apportées au banc expérimental :

1. Synchronisation du déclenchement.
2. Utilisation d'un capteur de vitesse plus performant.
3. Choix d'une alimentation de puissance sinusoïdale plus adaptée au moteur testé.

Le respect de ces conditions permettra, enfin, de valider complètement le schéma équivalent fin et son utilisation pour l'étude d'autres régimes transitoires (y compris ceux liés au fonctionnement de l'association onduleur de tension - machine asynchrone).

Chapitre V : modélisation et analyse des associations onduleur de tension - machine asynchrone

Chapitre V : MODELISATION ET ANALYSE DES ASSOCIATIONS ONDULEUR DE TENSION - MACHINE ASYNCHRONE

Ce chapitre final est l'occasion de réinscrire la modélisation de la machine asynchrone dans le cadre de l'analyse des défauts de l'onduleur de tension d'une chaîne de traction ferroviaire à motorisation asynchrone.

Partant du constat de l'insuffisance des modèles disponibles pour l'analyse des régimes de défaut, il a été proposé un schéma équivalent fin de la machine asynchrone valide pour l'étude des courts-circuits triphasés et applicable (sous réserve d'une validation qui n'a pas été complète mais dont les éléments disponibles permettent de conclure raisonnablement à cette application) aux régimes transitoires de grande amplitude.
Ce schéma équivalent fin est donc destiné à s'insérer dans le modèle de simulation de la chaîne de traction ferroviaire. Pour permettre une analyse des modes de fonctionnements causés par la mise en défaut d'un ou plusieurs semi-conducteurs du convertisseur de cette chaîne de traction, l'intégration du schéma équivalent doit respecter le cahier des charges proposé au chapitre 1.

Ce cahier des charges exige des modèles de simulation qu'ils soient :

- représentatifs des conditions de fonctionnement en régime de défaut,
- modulaires,
- simple à construire,
- rapide à simuler,
- précis.

L'intégration doit notamment pouvoir être réalisée dans le cadre d'une modélisation à topologie variable de l'onduleur car les temps de simulation sont alors considérablement réduits.

L'ensemble de ces contraintes nécessite l'emploi d'une méthodologie de modélisation spécifique aux structures électromécaniques : la méthodologie GENTIANE (GENération et Traitements Informatiques, Analytiques et Numériques pour l'Electrotechnique) développée au sein du LEG

(Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble) [GER-96] - [GER-97]. Sa présentation fait l'objet de la première partie de ce chapitre. Elle est illustrée par la modélisation d'une chaîne de traction ferroviaire à onduleur GTO et motorisation asynchrone.

Le modèle obtenu est utilisé pour l'étude en simulation des régimes de défaut de l'association. La méthode d'analyse retenue est exposée dans la deuxième partie du chapitre. Elle est basée sur la modélisation vectorielle de l'ensemble Convertisseur - Machine - Commande. Sa vocation est d'étudier à l'échelle de la période de commutation de l'onduleur les liens existants entre le fonctionnement -normal ou défectueux- de l'onduleur et les évolutions des grandeurs électromagnétiques de la machine. La méthode d'analyse sera appliquée à l'étude en simulation de la chaîne de traction modélisée dans la première partie.

Les hypothèses propres à l'étude en simulation imposent nécessairement une validation expérimentale des résultats. Ne pouvant réaliser cette validation à l'échelle de la traction ferroviaire, un prototype expérimental a été dimensionné et réalisé pour cette étape. Ce prototype se présente sous la forme d'une association onduleur de tension à IGBT - machine asynchrone. L'ensemble de la validation, du dimensionnement du banc aux premiers résultats expérimentaux en passant par la modélisation à l'aide de la méthodologie GENTIANE, fera l'objet de la partie finale du chapitre.

I. LA METHODOLOGIE GENTIANE

La méthodologie GENTIANE est spécialement développée pour la modélisation et la simulation des associations électromécaniques en vue de leur dimensionnement et de l'étude de leurs performances [BER-97] - [GER-96]. Elle se caractérise par une description modulaire des associations, c'est-à-dire une décomposition organique et fonctionnelle de la structure en plusieurs blocs. L'assemblage final de ces blocs aboutit au modèle utilisé pour la simulation. Chaque étape de ce processus de décomposition - reconstruction est générique et effectuée le plus souvent de manière automatique.

Pour présenter cette méthodologie, la modélisation et la simulation de la chaîne de traction ferroviaire à motorisation asynchrone présentée au Chapitre 1 sera décrite point par point dans les paragraphes suivants.

I.1. La décomposition modulaire et la notion de bloc

I.1.1. Règles et définitions

La décomposition modulaire est obtenue en s'appuyant sur le découpage technologique et fonctionnel de l'association et en respectant la causalité des phénomènes (un courant ne peut pas, par exemple, s'établir dans un semi-conducteur avant sa mise en conduction). Pour cela, une règle de découpage essentielle est le regroupement dans un même bloc des organes partageant en commun une ou plusieurs variables d'état. Une deuxième règle est que les blocs disposent à chaque pas de temps des entrées du système d'état qui, éventuellement, les décrivent.

Finalement, un bloc est un élément irréductible qui contient la description d'une partie de l'association sous la forme (cf. Figure V-1) :

- de variables d'entrée et de sortie,
- de paramètres,
- de variables spécifiques : indicateurs de début et de fin de calculs pour une commande numérique, indicateurs de choix de configuration pour la gestion des états d'un convertisseur ...;
- d'un algorithme et/ou de systèmes d'équation.

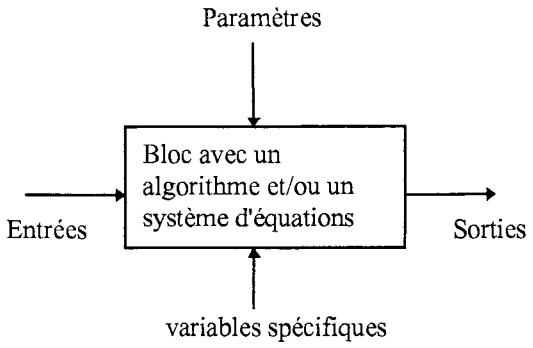


Figure V-1 : Définition générale d'un bloc.

Le contenu de chaque bloc est décrit dans un fichier selon un formalisme précis.

I.1.2. Illustration de la décomposition modulaire

La Figure I-4 présentait une première décomposition modulaire de la chaîne de traction asynchrone étudiée. Le respect des règles de découpage a conduit à réunir dans un même bloc la machine, l'onduleur de tension et la capacité du filtre d'entrée. L'alimentation étant une source de tension idéale est, par contre, définie dans un autre bloc.
Connaissant la nature exacte des organes et des fonctions de la chaîne de traction, la décomposition modulaire peut être affinée.

a. Le bloc alimentation

Il contient la source de tension continue supposée parfaite.

b. Le bloc onduleur - machine

Ce bloc contient :

1- le système d'état représentatif du modèle de la machine retenu,

2- l'équation donnant le couple,

3- les équations décrivant chaque configuration du modèle du convertisseur (une seule configuration dans le cas du modèle à topologie fixe).

Il est à noter que, pour chaque configuration, les équations sont regroupées et agencées de façon à permettre une résolution globale. Ceci permet d'éviter les problèmes de causalité qui seraient la conséquence d'une résolution des équations du convertisseur puis de la machine [GER-93].

c. Les blocs arbre et charge

Le bloc arbre contient l'équation de la mécanique sous la forme :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{elm} - \Gamma_{ch} - \Gamma_s - f_1\Omega - f_2\Omega^2 \qquad \text{(V-1)}$$

Le bloc charge contient l'équation caractéristique de la charge qui est choisie dans notre cas constante.

d. Le bloc capteur

Il contient l'ensemble des équations permettant l'observation des variables non définies dans le bloc onduleur - commande.

e. Les blocs de commande

Les blocs respectent le découpage fonctionnel des différentes tâches de la commande de l'association.
L'onduleur étant piloté par MLI vectorielle couplée à une stratégie de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté, les blocs correspondent aux tâches suivantes :

- Horloge de référence pour la synchronisation des tâches.
- Génération des consignes,
- Commande vectorielle,
- Compensation des temps de garde de l'onduleur,
- Choix du mode de MLI vectorielle,
- Calcul des durées d'application des ordres de la MLI vectorielle,
- Génération des ordres de la MLI (un pour chaque bras de l'onduleur),
- Génération des ordres de commande des interrupteurs (un pour chaque interrupteur),
- Interface de génération des défauts.

Ensuite se situe le bloc de gestion de la topologie de l'onduleur. Il dispose en entrée des ordres de commande des interrupteurs et, en fonction de ces ordres, délivre :

- un indicateur de la configuration du convertisseur dans le cas d'un modèle à topologie variable,
- les valeurs des résistances des interrupteurs si le modèle est à topologie fixe.

Ces variables de sortie sont utilisées en entrée du bloc onduleur - machine pour connaître sous quelle forme doivent être résolues les équations d'état du bloc.

I.2. La description du bloc onduleur de tension - machine asynchrone

L'association constituée par l'onduleur de tension et la machine est modélisée finalement par deux blocs :

- un bloc décrivant les équations d'état de la puissance,
- un bloc contenant les règles de commutation d'un état de l'onduleur à l'autre.

La description de ces blocs est problématique pour deux raisons :

- la complexité des règles de commutation quel que soit le type du modèle de l'onduleur,
- le nombre des équations de la puissance pour un modèle à topologie variable.

Ce problème est résolu dans le cadre de la méthodologie GENTIANE par la mise à disposition de l'utilisateur de l'outil GENTIANE-MEIGE (Modélisation Elaborée Informatiquement et Génériquement pour l'Electronique de Puissance) [GER-97].
Cet outil génère automatiquement le modèle du convertisseur à partir d'un fichier écrit manuellement par l'utilisateur et contenant, principalement, la liste et la nature des composants constitutifs du convertisseur, la définition des entrées - sorties et les équations aux noeuds du circuit considéré.
Il n'est donc plus nécessaire d'avoir une connaissance a priori du convertisseur pour le décrire.

Le modèle ainsi généré est sous la forme de deux fichiers : l'un contenant les équations de la puissance de l'onduleur, l'autre les règles de commutation. Le modèle est ensuite complété, manuellement par l'utilisateur par l'ajout des équations descriptives du schéma équivalent de la machine et du couple. Aucun formalisme particulier des équations d'état de la machine n'est nécessaire à ce stade.

Pour l'onduleur de tension de l'exemple, le modèle à topologie variable a été généré par GENTIANE-MEIGE. Cet onduleur utilisant des thyristors GTO, le modèle des semi-conducteurs à l'état passant est un interrupteur fermé idéal (court-circuit) pour tous les régimes de fonctionnement.

Le modèle de la machine est le schéma équivalent saturé à cage multiple de la Figure III-8.

Remarque 1 : le modèle à topologie fixe de l'onduleur de tension n'a pas été généré car il conduit à des temps de simulation incompatibles avec une étude exhaustive des régimes de défaut de l'association.

Remarque 2 : la construction automatique du modèle du convertisseur par GENTIANE-MEIGE est facilitée par l'emploi du concept fondamental de cellule de commutation [FOC-89] - [SAH-93] - [GER-97].

Remarque 3 : la description du contenu des autres blocs (alimentation, arbre, charge, capteur, commande, MLI) est faite manuellement par l'utilisateur en respectant un formalisme précis ; l'ensemble des blocs de la commande et de la MLI est écrit en langage C. Ce travail ne présente généralement aucune difficulté.

I.3. Elaboration des modèles informatiques

Les fichiers de description des blocs créés soit manuellement, soit par GENTIANE-MEIGE, sont traités par l'outil GENTIANE-ARMOISE (Analyse et Réorganisation de Modèles en Objets Informatiques pour la Simulation en Electrotechnique) [GER-92] - [GER-96] - [GER-97].
Cet outil est un maillon essentiel de la méthodologie GENTIANE. Il traduit automatiquement, et sans intervention de l'utilisateur, les fichiers de description des blocs en classes C++. Au cours de cette traduction, les systèmes d'équations sont mis sous forme d'état et, si possible, minimisés. GENTIANE-ARMOISE génère donc automatiquement les modèles destinés à la simulation de l'application complète.

Le résultat final de la description modulaire pour la chaîne de traction est présenté Figure V-2.

Il est à noter que les modèles informatiques de chaque bloc se présentant sous la forme de classes C++, ils peuvent être utilisés directement pour une application quelconque et autant de fois que souhaitées dans chaque application. Ainsi, si une application comporte plusieurs blocs semblables (exemple d'une chaîne de traction d'une locomotive comportant une association onduleur de tension - machine asynchrone par essieu des bogies), il n'est pas nécessaire de construire un modèle informatique pour chaque bloc. Une classe du type du bloc est tout d'abord créée puis par instanciation de cette classe, on obtient autant d'objets C++ que de blocs semblables.

Nota : on entend par *instanciation* la création d'un objet conforme au modèle donné par la classe C++.

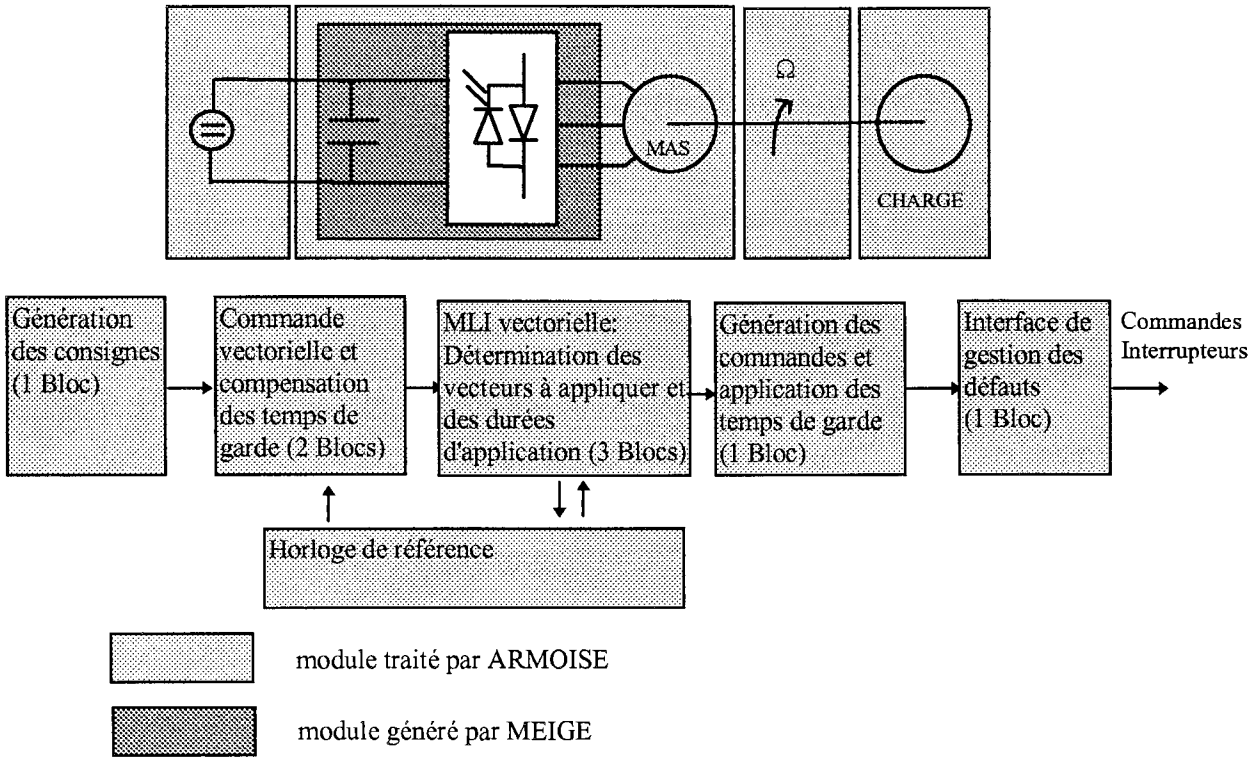


Figure V-2 : résultat de la description modulaire.

I.4. Construction et simulation de l'application

Disposant des modèles informatiques de chaque bloc, il est maintenant possible de construire le modèle complet de l'association sous la forme d'un programme exécutable.

Les étapes à respecter pour cette construction sont :

1. Compilation de chaque modèle informatique (classe C++).
2. Edition de liens des modèles informatiques et des bibliothèques nécessaires à l'exécution finale.

L'utilisateur décrit alors un fichier dit de *structure* qui contient :

- le nom des blocs (objets C++) qui décrivent l'application et la classe qui leur est associée,

- l'ordre dans lequel ils doivent être résolus,
- les connexions liant les entrées et sorties des blocs,
- les valeurs des paramètres des blocs,
- les conditions initiales du problème,
- la valeur du pas de calcul par défaut,
- les grandeurs à stocker pour la visualisation des résultats.

Pour chaque simulation, le programme exécutable traite le fichier de structure à l'aide du moteur de résolution GENTIANE-ORO (Organisation et Retraitement d'Objets) qui est mis à la disposition de l'utilisateur dans le cadre de la méthodologie GENTIANE. A partir du fichier de structure, GENTIANE-ORO construit dynamiquement l'application puis la simule.
Le pas de temps utilisé pour la simulation est auto-adaptatif afin d'obtenir en un temps réduit des résultats exacts. L'adaptation du pas de temps est basée sur les PDI (Prochaines Dates Importantes) qui permettent la prédiction des événements de la simulation (commutations, tops d'horloge ...) [NOR-91] - [NOR-92]. Ainsi, à chaque pas de calcul de la simulation, un ensemble de PDI est estimé par les blocs de l'application. Le moteur de résolution sélectionne parmi ces PDI la date donnant le pas de calcul le plus petit.

Remarque : si cette valeur de pas est plus grande que la valeur du pas par défaut définie dans le fichier de structure, le nouveau pas de temps de la simulation est le pas par défaut.

La combinaison de cette gestion du pas et de la modélisation à topologie variable de l'onduleur conduit à des temps de simulation très courts (à peine quelques minutes pour obtenir un régime permanent). Ainsi pour l'application de notre exemple, la durée de simulation est de 2 minutes sur un ordinateur PC (Pentium 133 Mhz - 32 Mo RAM) pour un temps de fonctionnement effectif de l'application de 3 secondes.
En contrepartie, la construction des modèles par GENTIANE-MEIGE et GENTIANE-ARMOISE peut prendre plusieurs heures. Ceci n'est pas critique car une étude systématique des régimes de défaut requière de nombreuses simulations avec le même modèle.

Finalement, la méthodologie GENTIANE répond tout-à-fait aux exigences du cahier des charges qui avait été fixé pour l'étude des régimes de défaut :

1 - La méthodologie s'appuie sur une description modulaire.

2 - La puissance des outils GENTIANE-MEIGE et GENTIANE-ARMOISE permet d'adopter des modèles complexes de l'association qui sont représentatifs des conditions de fonctionnement en régime de défaut.

3 - Les temps de simulation sont courts.

4 - Les résultats de simulation sont précis du fait du traitement global des équations et de la gestion par PDI.

Ses grandes étapes sont résumées dans le diagramme de Figure V-3.

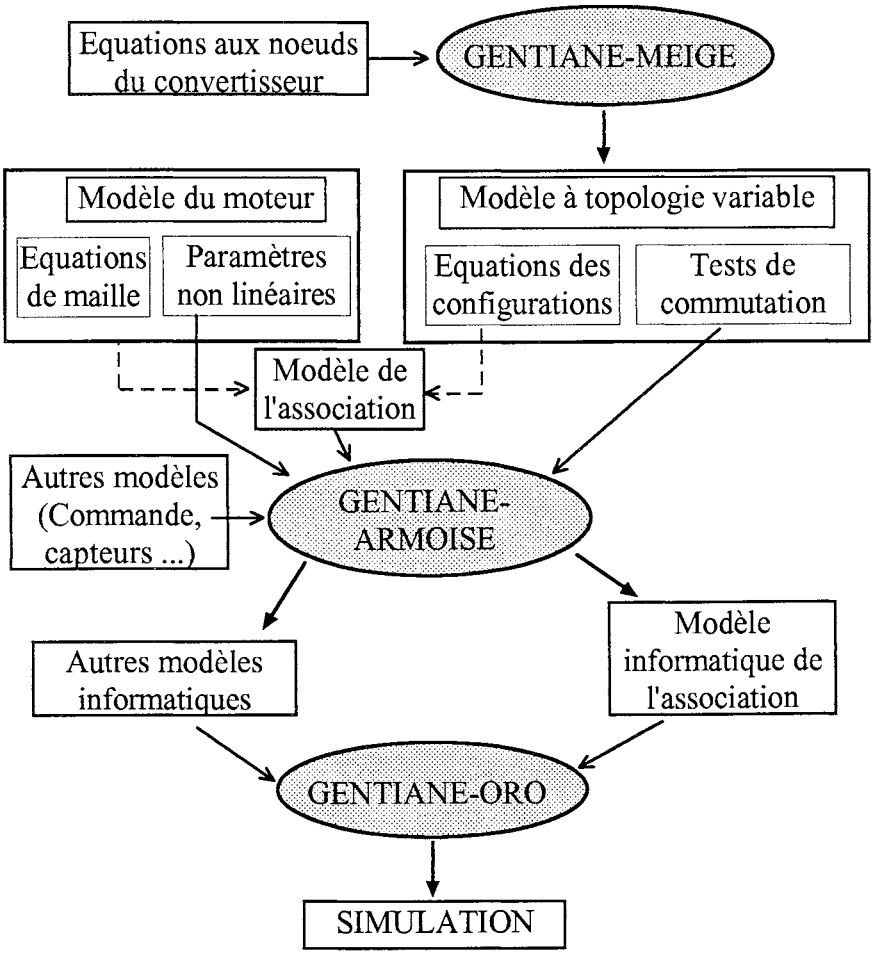


Figure V-3 : la méthodologie GENTIANE.

Cependant, avant de présenter les résultats de simulation auxquels a conduit l'application de cette méthodologie, la méthode d'analyse des régimes de défauts d'une association doit être explicitée.

II. ANALYSE VECTORIELLE DES DEFAUTS D'UNE ASSOCIATION

Pour assurer la conversion de l'énergie dans des conditions de sécurité et de rendement optimales, les semi-conducteurs d'un convertisseur statique commutent, à une fréquence donnée, entre deux états complémentaires qui peuvent être idéalement définis comme les états ouverts et bloqués d'un interrupteur [DAL-86].

Un convertisseur présente donc un nombre fini de topologies, chaque configuration étant définie par une combinaison des états des semi-conducteurs. Au nombre fini de topologies correspond un nombre fini d'états de l'énergie en sortie du convertisseur. Ainsi, en régime de fonctionnement normal, un onduleur de tension fournit à ces bornes 8 états de tension (dont deux sont nuls). Il y a donc un lien étroit entre le comportement d'une association convertisseur - machine et les topologies du convertisseur. C'est ce lien qui doit être mis en évidence par l'analyse pour permettre une compréhension fine des phénomènes.

Cette partie présente et illustre une telle analyse pour le cas d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone. Les défauts de la chaîne de traction précédemment modélisée seront notamment étudiés.

II.1. Modélisation vectorielle de l'association

II.1.1. L'onduleur de tension et son pilotage

Considérons le modèle idéal de l'onduleur présenté Figure V-4.

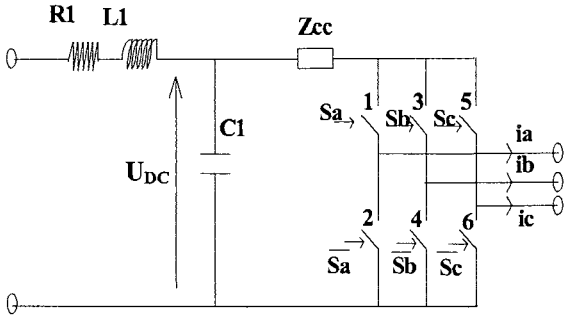


Figure V-4 : modèle idéal de l'onduleur de tension triphasée.

En fonctionnement normal, l'onduleur de tension peut délivrer 8 vecteurs tension instantanés définis par :

$$\mathbf{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} . U_{DC} . \left(S_a + S_b . e^{j2\pi/3+} + S_c . e^{j4\pi/3} \right) \qquad \text{(V-2)}$$

Le booléen S_a est égal à 1 quand la phase (a) est connectée à la borne positive du bus continu par l'interrupteur 1 ; il est égal à 0 si la phase est connectée à la borne négative par l'interrupteur 2. Les définitions de S_b et S_c sont analogues.

Les vecteurs tensions résultants sont notés (S_a S_b S_c). Leur position relative est indiquée Figure V-5 dans un référentiel lié au stator. Les vecteurs tensions $\mathbf{V_0}(000)$ et $\mathbf{V_7}(111)$ sont des vecteurs nuls.

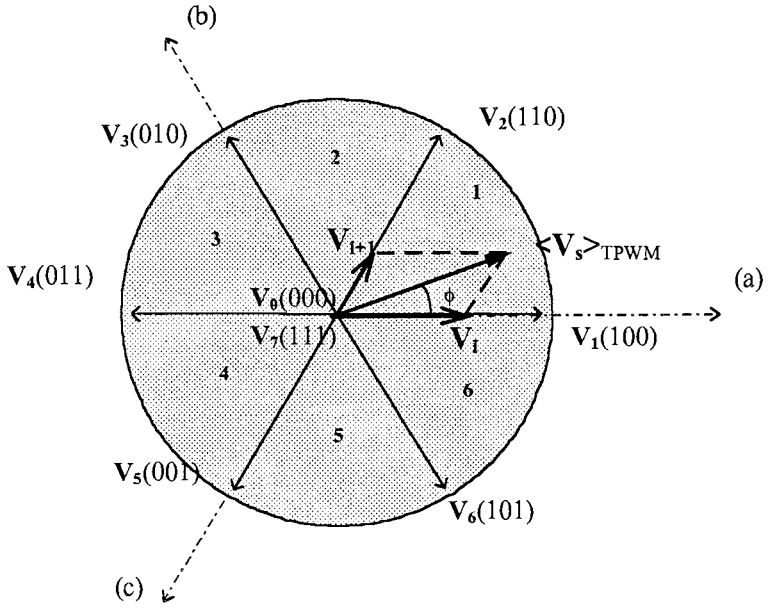


Figure V-5 : vecteurs tension appliqués par l'onduleur en régime de fonctionnement normal.

L'objectif du pilotage de l'onduleur est d'assurer une tension d'alimentation aux bornes de la machine qui soit égale, en valeur moyenne ou au sens du premier harmonique, à une tension de référence [PEL-96]. Cet objectif est généralement atteint par l'emploi de stratégies de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ou de tables de vérité [CHA-96]. A partir de signaux fournis en amont par la commande, elles génèrent les états des bras S_a, S_b et S_c. L'alimentation de la machine consiste, finalement, en des séquences des vecteurs tensions instantanés $\mathbf{V_0}$ à $\mathbf{V_7}$.

Dans l'exemple étudié, l'onduleur est piloté par MLI. Le type de la MLI est vectoriel. Par rapport à la MLI intersective classique, la MLI vectorielle présente de nombreux avantages [VAS-92], [PEL-96].

- Implantation simple
- Amplitude maximale du vecteur tension obtenu par la modulation augmentée de 15 %
- Contenu harmonique réduit

Le principe général de la MLI vectorielle est de construire, en valeur moyenne sur une période de la MLI, un vecteur tension à partir des 8 vecteurs tensions instantanés de l'onduleur.

On définit le vecteur tension moyen sur une période de MLI T_{PWM} par :

$$\langle \mathbf{V}_s \rangle_{T_{PWM}} = \begin{pmatrix} \frac{T_i}{T_{PWM}} \mathbf{V}_i + \frac{T_{i+1}}{T_{PWM}} \mathbf{V}_{i+1} \\ + \frac{T_{PWM} - T_i - T_{i+1}}{2T_{PWM}} (\mathbf{V}_0 + \mathbf{V}_7) \end{pmatrix} \quad \text{(V-3)}$$

$\mathbf{V_I}$ et $\mathbf{V_{I+1}}$ sont définis sur la Figure V-5. Ce sont les deux vecteurs, non nuls, adjacents au vecteur tension moyen désiré.

Ils sont appliqués pendant les durées T_i et T_{i+1}. Pour obtenir une durée totale égale à la période de MLI, les vecteurs nuls $\mathbf{V_0}$ et $\mathbf{V_7}$ sont appliqués sur le reste de la période. Les durées d'application des vecteurs non nuls sont définies par [VAS-92] :

$$\begin{cases} T_i = T_{PWM} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\langle \mathbf{V}_s \rangle_{T_{PWM}}}{U_{DC}} \sin(\frac{\pi}{3} - \phi) \\ T_{i+1} = T_{PWM} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\langle \mathbf{V}_s \rangle_{T_{PWM}}}{U_{DC}} \sin(\phi) \end{cases} \quad \text{(V-4)}$$

II.1.2. La machine

Vu de la machine, l'onduleur fournit des tensions simples par phase V_{an}, V_{bn}, V_{cn} référencées au neutre de la machine.

On définit le vecteur tension présent aux bornes de la machine par :

$$\mathbf{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(V_{an} + V_{bn} \cdot e^{j2\pi/3+} + V_{cn} \cdot e^{j4\pi/3} \right) \tag{V-5}$$

$\mathbf{V}_s$ apparaît dans les équations de la machine (I-2) et est égal au vecteur tension instantané obtenu par combinaison des ordres de commande des bras de l'onduleur.

En définitive, il existe un lien étroit entre les états de commande S_a, S_b et S_c et les conditions d'alimentation de la machine. Ce lien peut être étudié de manière générale par l'analyse vectorielle.

II.2. Analyse vectorielle du fonctionnement de l'association

L'objectif de l'analyse vectorielle est de faire le lien entre les grandeurs électromagnétiques de la machine (flux, courants, couple) et la topologie de l'onduleur de tension. Ce lien est particulièrement important pour l'étude des régimes de défaut car, en l'absence de cascades de défaut ou d'intervention des protections de l'onduleur, l'amplitude des défauts est essentiellement déterminée par l'état électromagnétique de la machine.

Considérons l'application du vecteur de tension instantané $\mathbf{V}_i$ entre les instants t_0 et t. D'après les équations (I.2) et (I.5), les variations de φ_s, φ_r sont données entre t_0 et t par :

$$\begin{cases} \varphi_s(t) = \varphi_s(t_0) + \mathbf{V}_i \cdot (t - t_0) + \int_{t_0}^{t} R_s \mathbf{i}_s dt \\ \sigma\tau_r \dfrac{d\varphi_r}{dt} + (1 - j\omega\sigma\tau_r)\varphi_r = \dfrac{L_m}{L_s}\varphi_s \end{cases} \tag{V-6}$$

Si la chute de tension résistive peut être négligée devant la tension induite $\frac{d\varphi_s}{dt}$, il apparaît que le vecteur flux stator se déplace dans une direction parallèle à $\mathbf{V}_i$ pendant la durée d'application du vecteur. En revanche, la constante de temps $\sigma\tau_r$ étant largement supérieure aux durées d'application des vecteurs tension de l'onduleur, la progression du vecteur flux rotor est quasi-invariante à l'échelle d'une période de la MLI (cf. Figure V-6).

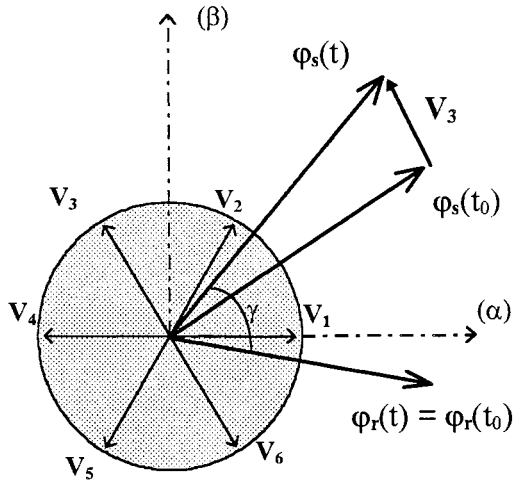


Figure V-6 : trajectoires des vecteurs flux pendant l'application d'un vecteur tension.

L'équation (I.3) du couple peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_{elm} = p\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \times \mathrm{Imag}\left[\varphi_s . \varphi_r^{*}\right] \tag{V-7}$$

φ_r^{*} est le vecteur conjugé de φ_r.

Les expressions des vecteurs flux pendant la durée d'application du vecteur $\mathbf{V_i}$ sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_s e^{j\theta_s} \\ \varphi_r = \varphi_{rs} e^{j(\omega_{s0} t + \theta_{r0})} \end{cases} \tag{V-8}$$

φ_{r0}, ω_{s0} et θ_{r0} sont des constantes.

On déduit de (V-7) et (V-8) que pendant l'application du vecteur $\mathbf{V_i}$, les variations du couple sont données par :

$$\frac{d\Gamma_{elm}}{dt} = p\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\varphi_s \varphi_{r0} \cos(\gamma)\left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega_{s0}\right) + p\frac{L_m}{\sigma L_s L_{r\,s}}\varphi_{r0} \sin(\gamma)\frac{d\varphi_s}{dt} \tag{V-9}$$

Les variations du couple électromagnétique sont donc intrinsèquement liées au vecteur tension instantané appliqué par l'onduleur aux bornes de la machine.

Par exemple, l'application d'un vecteur nul immobilise la progression de φ_s alors que φ_r continue sa rotation : le couple diminue en conséquence. A l'inverse, l'application d'un vecteur tension qui augmente l'angle entre φ_s et φ_r sans modifier de manière conséquente l'amplitude de φ_s tend à augmenter le couple.

Remarque : ce principe est à la base même du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique [CHA-96].

Enfin, les variations du vecteur courant $\mathbf{i}_s$ pendant l'application d'un vecteur tension sont données par :

$$\sigma L_s \mathbf{i}_s = \varphi_s - \frac{L_m}{L_r}\varphi_r \qquad \text{(V-10)}$$

En définitive, les variations des grandeurs électromagnétiques sont liées en régime de fonctionnement normal aux paramètres de fonctionnement de l'association suivants :

1. Mode de MLI
2. Point de fonctionnement
3. Paramètres de la machine asynchrone
4. Valeur de la tension du bus continu

A travers l'analyse des séquences de vecteurs tension appliquées par l'onduleur, on peut donc étudier l'influence des stratégies de contrôle [CHA-95] ou des transitions des modes de commande et de MLI [PEL-96].

En régime de défaut, les relations entre les grandeurs électromagnétiques et la séquence d'alimentation sont aussi fonction de la nature du défaut (court-circuit ou ouverture permanente d'un semi-conducteur). Finalement, il apparaît possible d'analyser à l'échelle de la MLI les conséquences d'un défaut sur les flux, les courants et le couple.

III. ETUDE DES DEFAUTS DU CONVERTISSEUR

Les types de défauts étudiés ont été présentés au Chapitre I. Ce sont pour les interrupteurs du convertisseur :

- les défauts de court-circuit,
- les défauts de fermeture.

En l'absence de données expérimentales fiables, leur étude en simulation nécessite un grand nombre d'hypothèses.
Ces hypothèses sont de deux sortes :

- des hypothèses structurelles liées à la méconnaissance du filtre d'entrée du convertisseur et des impédances qui présentent les bras en défaut (la valeur de l'inductance de ligne qui est souvent la combinaison de l'inductance de câblage et d'inductances ramenées par les transformateurs pose notamment problème),
- des hypothèses fonctionnelles liées au séquencement des défauts et à l'influence des protections existantes.

Dans le cadre de l'étude des défauts de l'onduleur de tension de la chaîne de traction, ces hypothèses sont :

1. Impossibilité des cascades de défaut.
2. Intervention instantanée des protections de l'onduleur sous la forme d'un blocage complet ou partiel des commandes des interrupteurs.
3. Nullité des impédances des bras en défauts.

Dans ces conditions, les défauts étudiés sont :

1. Les défauts de court-circuit symétrique, c'est-à-dire le court-circuit des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur.
2. Les défauts de court-circuit asymétrique : court-circuit d'un interrupteur ou court-circuit de deux interrupteurs de bras de l'onduleur différents.

Il est à noter que les résultats concernant les défauts de fermeture d'un interrupteur sont présentés sans commentaire en annexe 4. En effet, l'analyse des conséquences de ces défauts est effectuée dans la dernière partie du chapitre qui concerne l'étude expérimentale des défauts d'un onduleur de tension.

L'investigation des modes de fonctionnement défectueux comporte deux points :

1. L'analyse structurelle du défaut c'est-à-dire la détermination de la topologie de l'onduleur et des conditions d'alimentation de la machine qui en découlent.

2. L'analyse vectorielle du défaut c'est-à-dire l'analyse des conséquences de la topologie de l'onduleur sur les évolutions des grandeurs électromagnétiques.

Au cours de cette investigation, un intérêt particulier sera porté à l'amplitude maximale du couple de défaut et aux paramètres l'influençant. En effet, un couple de défaut trop important peut mener à la rupture de la transmission mécanique ce qui s'avérerait dramatique dans le cas d'une chaîne de traction ferroviaire.
Cependant, il apparaît délicat de conclure définitivement à l'influence de tel ou tel paramètre sur le couple de défaut à partir des seuls résultats obtenus en simulation.

L'objectif de cette partie n'est donc pas l'étude exhaustive des conséquences des défauts de l'onduleur de tension sur la chaîne de traction mais plutôt l'illustration des possibilités et de l'intérêt de l'analyse vectorielle pour une telle étude.

Pour cela, on s'intéressera à l'influence de l'instant initial du défaut sur le couple électromagnétique. Le point de fonctionnement choisi pour l'ensemble des simulations sera :

$$f = 10\ Hz - V_s = 1200\ V - \Gamma_{elm} = 11300\ Nm - T = 20°\ C - \Omega = 29{,}3\ rad/s.$$

Il a été choisi car sa fréquence correspond aux fréquences propres de la transmission mécanique pour l'application étudiée.

III.1. Etude du défaut de court-circuit symétrique

III.1.1. Analyse structurelle

Le défaut symétrique consiste en la mise en court-circuit simultanée des thyristors GTO n°1 et 2 du même bras. On choisit alors de modéliser l'onduleur et son filtre par le schéma de la Figure V-7.

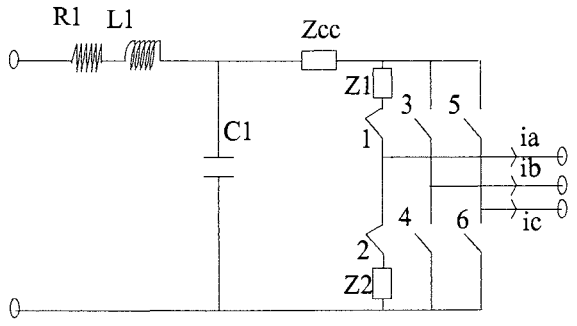


Figure V-7: topologie de l'onduleur suite à un défaut de court-circuit symétrique

Si on suppose que les impédances Z_1 et Z_2 sont nulles, la capacité du filtre d'entrée va se décharger dans l'impédance de court-circuit Z_{cc} et la machine a ses trois phases court-circuitées quel que soit l'état de la MLI. Il y a découplage complet du comportement du bus continu et de la machine.

D'un point de vue vectoriel, un tel défaut revient à l'application permanente des vecteurs nuls $\mathbf{V}_7(111)$ ou $\mathbf{V}_0(000)$.

III.1.2. Analyse vectorielle

D'après l'équation (V-6), la progression du vecteur flux stator est stoppée aux chutes de tension résistives près alors que la rotation du vecteur flux rotor continue, quoique de manière amortie (cf. Figure V-8). C'est la correspondance vectorielle des cartes de champ présentées au Chapitre II lors de l'étude par la méthode des éléments finis du court-circuit triphasé.
L'évolution du couple de défaut se déduit de celles des vecteurs flux. Le couple décroît avec l'arrêt quasi-total du vecteur flux stator, l'angle entre les flux stator et rotor diminuant. Le couple change de signe quand le vecteur flux rotor dépasse dans sa rotation celui du stator. L'amortissement du couple

est la combinaison des amortissements des deux vecteurs flux. Le maximum du couple de frein est obtenu lorsque les deux flux sont en quadrature (cf. Figure V-9).

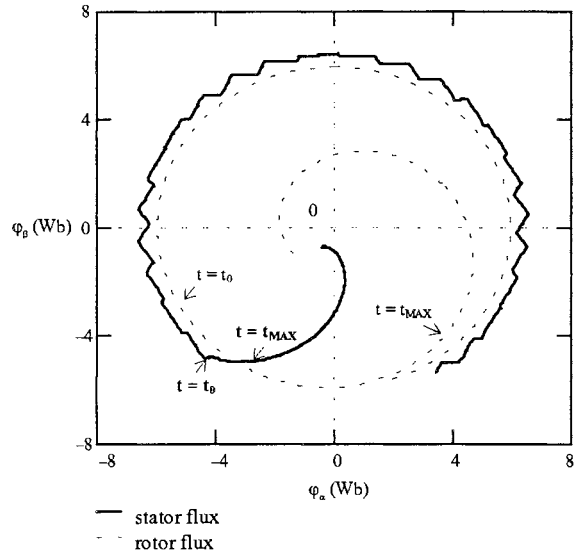


Figure V-8 : trajectoires des vecteurs φ_s et φ_r pendant le court-circuit symétrique

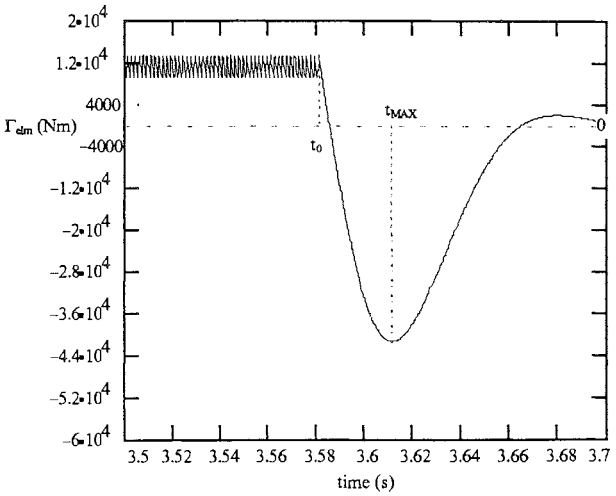


Figure V-9 : Allure du couple de court-circuit symétrique

III.1.3. Facteurs influençant l'amplitude maximale du couple de défaut

Les valeurs du filtre RLC et de Z_{cc} n'ont donc pas d'influence sur le couple électromagnétique car il y a découplage du comportement du bus continu et de la machine.

Les paramètres influençant l'amplitude du couple de défaut nous sont donnés par l'étude analytique simplifiée du court-circuit triphasé d'une machine à induction présentée au Chapitre III. Ces paramètres sont essentiellement le point de fonctionnement (V_s, ω_s et Γ_{elm}), la valeur de l'inductance de fuite totale et les valeurs des facteurs d'amortissement à la fréquence du point de fonctionnement initial considéré.

III.2. Etude du défaut de court-circuit d'un interrupteur

III.2.1. Analyse structurelle

Le défaut consiste en la mise en court-circuit d'un thyristor GTO et au blocage instantané de l'ensemble des commandes de l'onduleur (suite à l'intervention des protections).

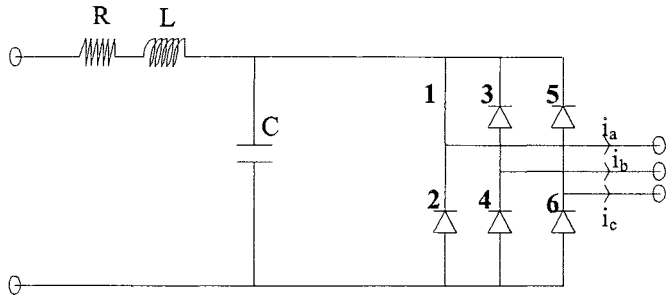


Figure V-10: topologie de l'onduleur suite à un défaut de court-circuit sur le GTO n°1.

La Figure V-10 présente la topologie de l'onduleur pour un défaut sur le thyristor n° 1. On remarque que la capacité d'entrée ne peut pas se décharger du fait de la présence de diodes en antiparallèle.
La phase (a) de la machine est en permanence reliée au côté positif du bus continu. Les vecteurs appliqués pendant le défaut sont alors essentiellement fonction des signes des courants des phases (b) et (c).
En outre, du fait de la présence des diodes, il se peut qu'un courant s'annule momentanément. Dans ce cas, la tension présente aux bornes de la phase est donnée par la force contre-électromotrice de la machine. Le vecteur tension présent aux bornes de la machine doit être alors redéfini.

Prenons l'exemple où les phase (a) et (b) sont connectées au bus positif et le courant de la phase (c) est nul. Le vecteur tension présent aux bornes de la machine est alors donné par :

$$\mathbf{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}}.\left(V_{an} + V_{bn}.e^{j2\pi/3} + e_c.e^{j4\pi/3}\right) = \sqrt{\frac{3}{2}}e_c.e^{j4\pi/3} \qquad \text{(V-11)}$$

Dans le cas où la phase(a) est reliée au bus positif et la phase (b) est connectée au bus négatif, le vecteur tension présent aux bornes de la machine quand le courant de la phase (c) est nul est définit par :

$$\mathbf{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}}.\left(V_{an} + V_{bn}.e^{j2\pi/3} + e_c.e^{j4\pi/3}\right) = \sqrt{\frac{3}{2}}e_c.e^{j2\pi/3} + \sqrt{\frac{2}{3}}.\frac{U_{DC}}{2}(1 - e^{j2\pi/3}) = \sqrt{\frac{3}{2}}e_c.e^{j2\pi/3} + \frac{\mathbf{V_1} + \mathbf{V_6}}{2} \text{(V-12)}$$

Finalement, on peut représenter schématiquement sur la Figure V-11 l'ensemble des vecteurs présents aux bornes de la machine quand un courant est nul.

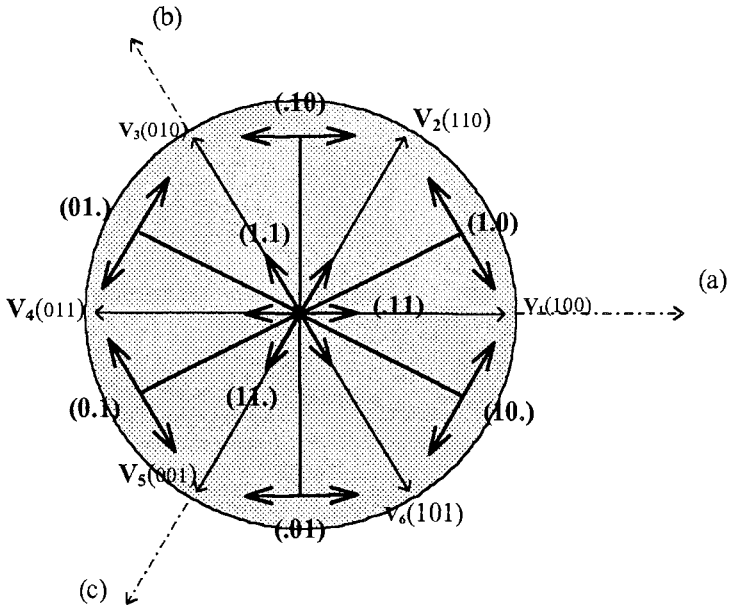


Figure V-11 : vecteurs tension présents aux bornes de la machine quand un courant est nul.

La notation utilisée reprend celle de la Figure V-5, le **point** indiquant la phase où le courant est nul. Les vecteurs étant fonction des forces contre-électromotrices variables dans le temps, ils ne sont pas fixes. Les vecteurs (.00), (00.) et (0.0) sont respectivement confondus avec (.11), (11.) et (1.1).

Quand les trois courants de phase sont nuls, le vecteur tension présent aux bornes de la machine est le vecteur $\mathbf{e_s}$ de la force contre-électromotrice défini par :

$$\mathbf{e_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(e_a + e_b . e^{j2\pi/3} + e_c . e^{j4\pi/3} \right) \qquad \text{(V-13)}$$

Finalement, pour connaître la séquence de vecteurs tensions présents aux bornes de la machine, il faut visualiser les allures des courants de phase.

III.2.2. Analyse vectorielle

Nous allons considérer deux positions angulaires initiales θ_r du vecteur flux rotor φ_r afin d'illustrer le lien entre les conditions d'alimentation de la machine et l'évolution des grandeurs électromagnétiques. Ces deux positions angulaires sont prises égales à 210° et 330°.
Les allures correspondantes des courants de défauts sont données Figure V-12 et Figure V-13.

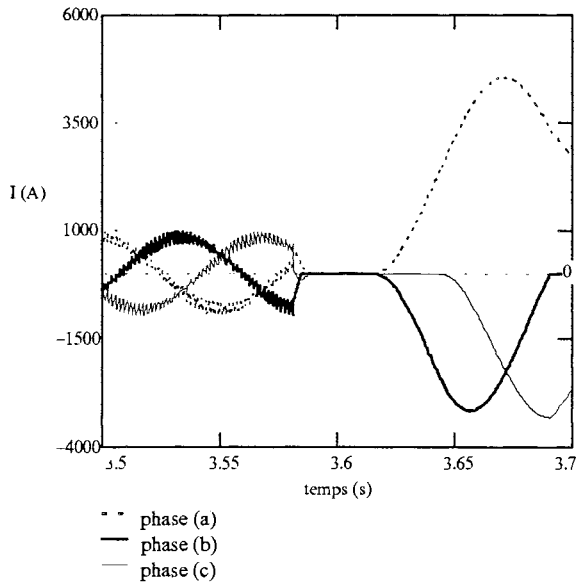


Figure V-12 : courants de phase - $\theta_r = 210°$.

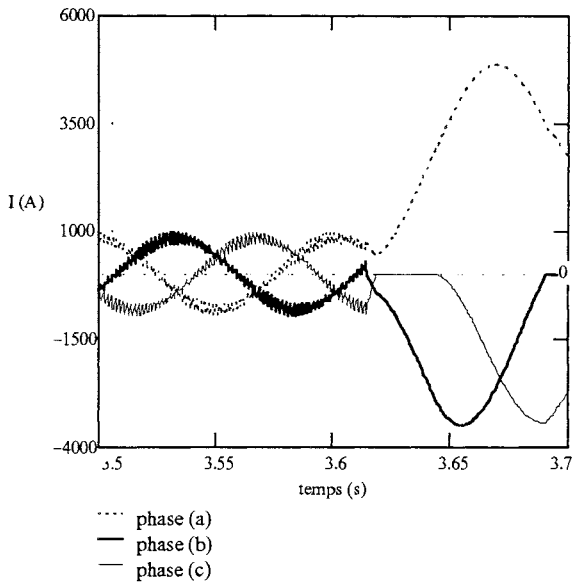


Figure V-13 : courants de phase - $\theta_r = 330°$.

On connaît maintenant, précisément, la séquence de vecteurs tension présents aux bornes de la machine et leurs conséquences sur les trajectoires des vecteurs flux peuvent être analysées.

Il est à noter que seules les trajectoires du vecteur flux stator φ_s et du vecteur flux rotor modifié $\frac{L_m}{L_r}\varphi_r$ sont analysées. En effet, la comparaison de ces trajectoires permet de retrouver l'évolution du vecteur courant d'après l'équation (V-10).

a. position angulaire initiale de $\varphi_r = 210°$

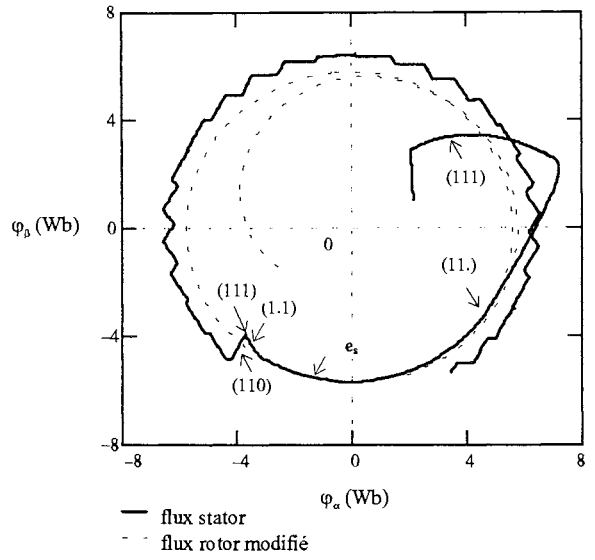


Figure V-14 : trajectoires des vecteurs flux - $\theta_r = 210°$.

Dans un premier temps, les vecteurs appliqués sont tels que le vecteur flux stator φ_s rejoint dans les premiers instants du défaut le vecteur flux rotor. Le module du vecteur courant $\mathbf{i}_s$ devient nul et les trois courants de phase s'annulent. Ensuite, le vecteur flux stator s'éloigne du vecteur flux rotor puis se fait dépasser.

b. position angulaire initiale de $\varphi_r = 330°$

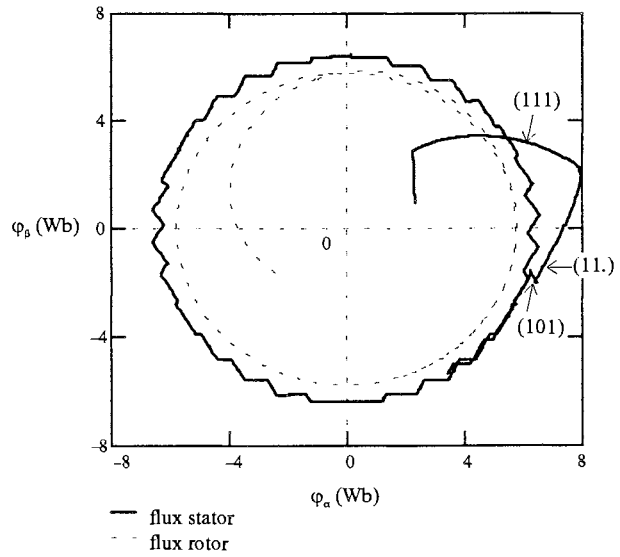


Figure V-15 : trajectoires des vecteurs flux - $\theta_r = 330°$.

A l'opposé du cas précédent, le vecteur flux stator s'éloigne de sa trajectoire initiale dès l'application du défaut. Il n'y a donc pas de passage en conduction discontinue (annulation des trois courants de phase).

c. Conséquences sur le couple électromagnétique

Les évolutions du couple sont différentes suivant l'instant initial du défaut (cf. Figure V-16).

Dans le premier cas (θ_r= 210°), le couple s'annule instantanément du fait de la conduction discontinue, le maximum du couple de défaut n'apparaissant qu'après quelques dizaines de millisecondes. Au contraire, dans l'autre cas, le maximum du couple de défaut apparaît dès la mise en court-circuit .

On remarque, en outre, que l'amplitude maximale du couple de défaut est moins importante dans le premier cas. Ceci s'explique par la diminution initiale de l'amplitude du vecteur flux stator constatée à la Figure V-14.

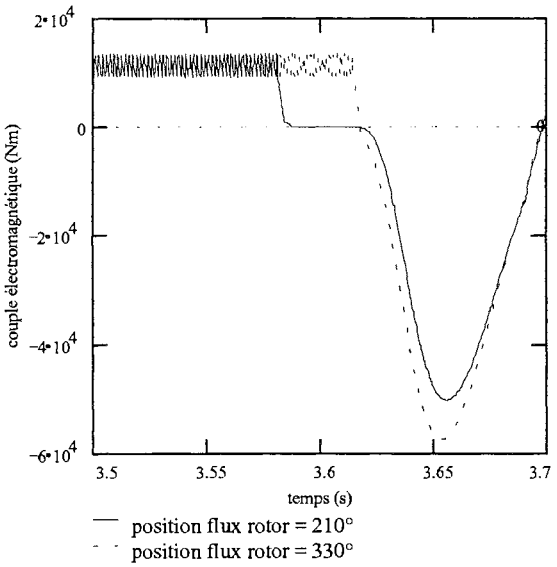


Figure V-16 : couple électromagnétique de défaut.

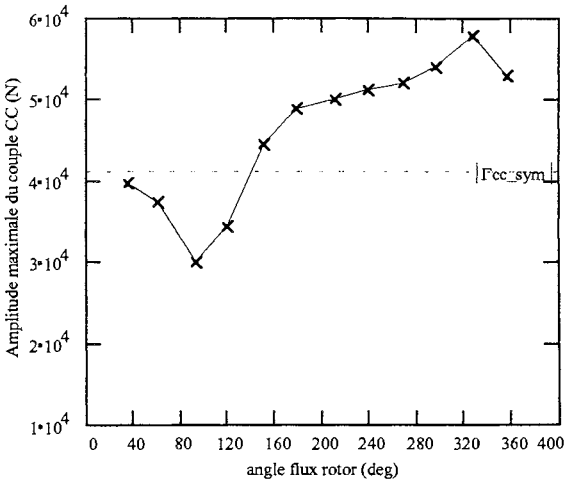


Figure V-17: maxima du couple de défaut en fonction θ_r.

III.2.3. Facteurs influençant l'amplitude maximale du couple de défaut

Un des facteurs essentiels influençant l'amplitude du couple de défaut est l'instant initial du court-circuit (cf. Figure V-17).

Il apparaît notamment que l'amplitude peut être largement supérieure (d'environ 40%) à celle du court-circuit symétrique pour le même point de fonctionnement. En effet, plus le vecteur flux stator est proche des quadrants 1 et 6 définis par les vecteurs tensions appliqués par l'onduleur, plus les vecteurs appliqués pendant le défaut tendent à augmenter son amplitude.

Les autres facteurs influençant l'amplitude du couple de défaut sont les mêmes que pour le court-circuit symétrique, les deux types de défaut étant de même nature.

III.2.4. Remarque sur l'inhibition du thyristor GTO complémentaire

Une autre stratégie de protection du bras en défaut consiste en l'inhibition du thyristor complémentaire du thyristor en court-circuit. Les vecteurs appliqués, à la suite de l'inhibition, dépendent alors de l'état des bras sains de l'onduleur qui est imposé par les ordres de commande envoyés par la MLI.

L'évolution du défaut n'est donc plus déterminée par le signe des courants de phase mais principalement par l'état des commandes MLI.

En fonction de la position initiale des vecteurs flux, la séquence de vecteurs tensions réellement appliquée peut être totalement différente de la séquence qu'il faudrait pour maintenir le couple électromagnétique à sa valeur initiale. L'amplitude du couple de défaut peut être alors largement supérieure à celle du court-circuit symétrique. La stratégie de protection n'est dans ce cas d'aucune efficacité pour l'association.

III.3. Etude du défaut de court-circuit de deux interrupteurs

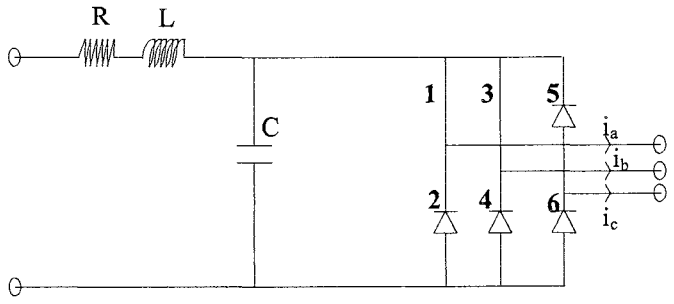


Figure V-18: topologie de l'onduleur pour un court-circuit sur les GTO n°1 et n°3.

Le défaut consiste en la mise en court-circuit simultanée de deux thyristors GTO appartenant à des bras différents de l'onduleur et reliés au même côté du bus continu. L'ensemble des commandes des thyristors GTO sains est bloqué instantanément.

La Figure V-18 présente la topologie de l'onduleur défectueux. Les phases (a) et (b) sont reliées au côté positif du bus continu. Les vecteurs appliqués vont donc dépendre essentiellement du signe du courant de la phase (c).

III.3.1. Analyse vectorielle

Les conséquences des séquences de vecteur tension sur les trajectoires de φ_s et φ_r sont analysées pour θ_r égal à 210° et 330°.

a. position angulaire initiale de $\varphi_r = 210°$

Suite au défaut, le vecteur flux stator diminue fortement et passe dans le quadrant opposé au quadrant où il se situait initialement.

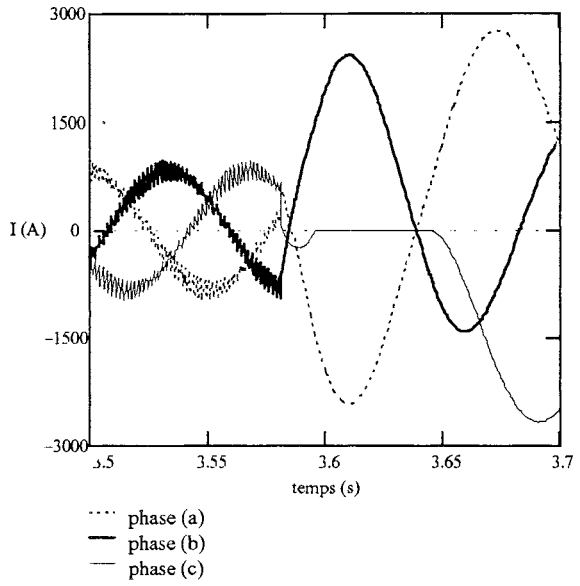


Figure V-19 : courants de phase - $\theta_r = 210°$.

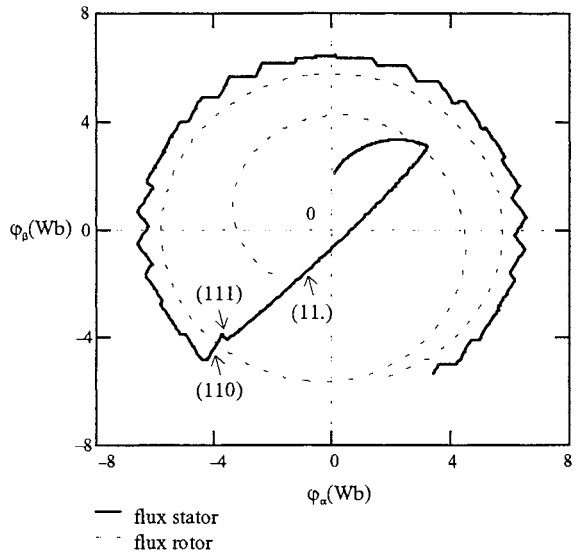


Figure V-20 : trajectoires des vecteurs flux $\theta_r = 210°$.

b. position angulaire initiale de $\varphi_r = 330°$

Le vecteur flux stator prend la trajectoire tangentielle à sa trajectoire initiale. Son amplitude tend à augmenter.

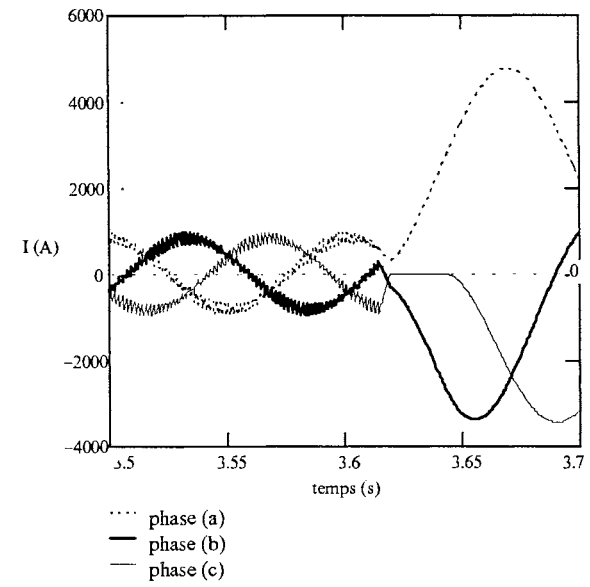


Figure V-21 : courants de phase - $\theta_r = 330°$.

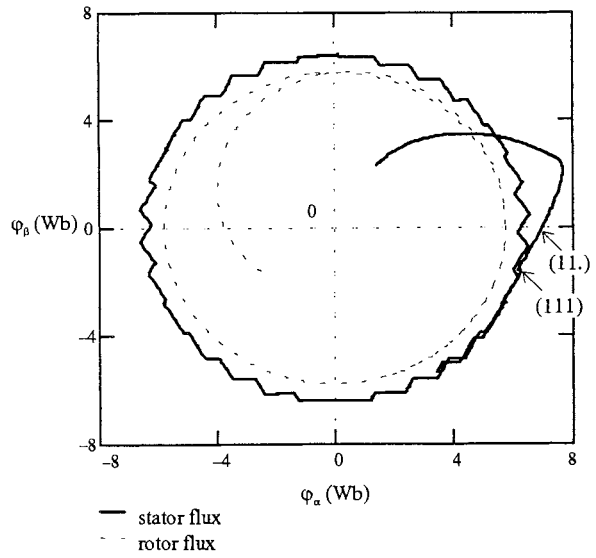


Figure V-22 : trajectoires des vecteurs flux $\theta_r = 330°$.

c. Conséquences sur le couple électromagnétique

Les évolutions du couple de défaut sont remarquablement différentes suivant l'instant initial du défaut (cf. Figure V-23). Dans le premier cas, le couple oscille fortement avec une amplitude relativement faible par rapport au court-circuit symétrique du fait de la forte diminution de φ_s et de sa traversée vers le quadrant opposé.

Dans le deuxième cas, le couple a une allure proche du couple de court-circuit symétrique mais une amplitude plus élevée car l'amplitude de φ_s est augmentée dans les premiers instants du court-circuit.

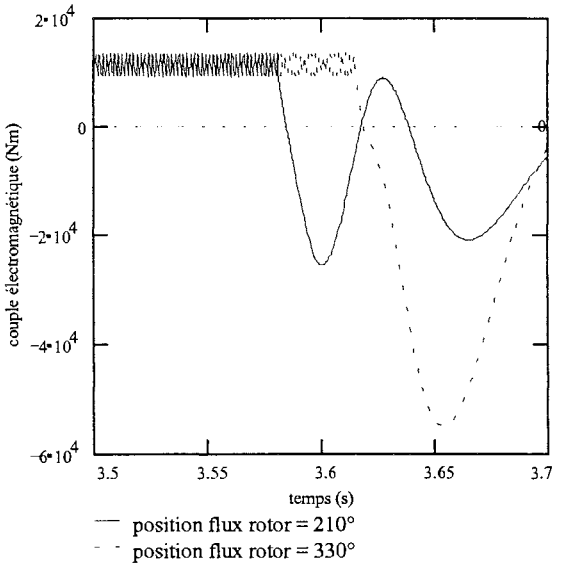


Figure V-23 : couple électromagnétique de défaut.

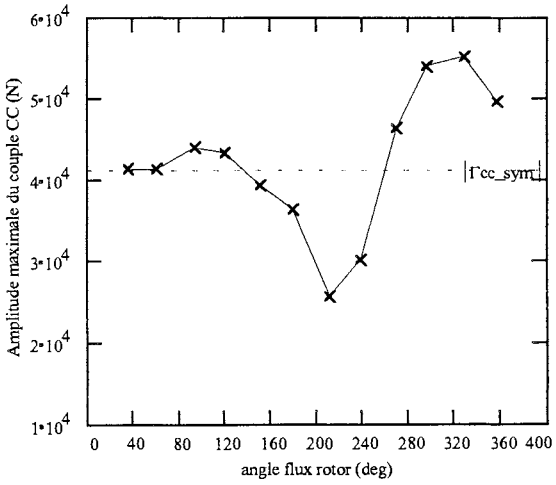


Figure V-24: maxima du couple de défaut en fonction θ_r.

III.3.2. Facteurs influençant l'amplitude maximale du couple de défaut

Les évolutions de l'amplitude maximale du couple de défaut en fonction de l'instant initial du court-circuit sont données Figure V-24.

Le minimum du couple est obtenu quand le vecteur flux stator est dans le quadrant 4. Cela correspond à une séquence de vecteurs tension analogue à celle du cas $\theta_r = 210°$.

Les maxima absolus du couple de défaut atteints lors des deux types de courts-circuits ont sensiblement les mêmes valeurs et sont obtenus pour les mêmes positions initiales des vecteurs flux. En effet, les séquences de vecteurs tensions qui y conduisent sont proches.

Remarque : Dans le cas du défaut de court-circuit de deux thyristors GTO connectés chacun à un côté du bus continu, la capacité est directement connectée aux phases de la machine. De l'énergie va donc pouvoir transiter entre la machine et la capacité en fonction des valeurs des courants de phase de la machine et du courant dans le bus continu. En l'absence d'une meilleure caractérisation du bus continu de l'onduleur, l'étude de ce régime de défaut est tout à fait problématique. Elle n'est donc pas présentée.

III.4. Conclusion sur l'étude des défauts

A travers l'analyse vectorielle des défauts, le lien entre le comportement électromagnétique de la machine et la topologie du convertisseur l'alimentant est nettement apparu. L'analyse vectorielle apparaît finalement comme la poursuite, au niveau global, de l'analyse menée par la méthode des éléments finis.

Malgré les nombreuses hypothèses, des premiers éléments de réponse sont apportés sur les conséquences des stratégies de protection de l'onduleur basées sur le blocage partiel ou complet de ses commandes d'interrupteur. Même si elles protègent efficacement l'onduleur (les diodes supportant mieux les courants de court-circuit que les GTO), il n'est pas évident qu'elles soient appropriées à la protection de la transmission mécanique.

Cependant, une réponse définitive à ces interrogations ne pourra être donnée sans une validation expérimentale du modèle de l'association utilisé en régime de défaut. Etant donné le soin pris dans le choix du modèle du moteur asynchrone, la première étape de cette validation portera sur le modèle de l'onduleur. C'est le sujet de la dernière partie de ce chapitre.

IV. ETUDE EXPERIMENTALE

La mise en oeuvre d'un banc expérimental constitué d'une association onduleur de tension - machine asynchrone et destiné à la réalisation et l'étude de défauts des semi-conducteurs commandés est absolument indispensable à la validation des modèles.

Le banc expérimental doit, plus particulièrement, permettre la validation des modèles de :

- la machine dans ses relations avec l'onduleur de tension et sa charge,
- l'onduleur de tension comme siège des défauts.

Cette partie présente la description du banc dimensionné, conçu et modélisé pour cette étude et les premiers éléments de validation obtenus.

IV.1. Description du banc d'essai [LAS-97] - [FRI-97]

Le schéma descriptif de la structure du banc d'essai est présenté à la Figure V-25.
Le coeur du dispositif est constitué de l'onduleur de tension 20 kVA - 50 A à modules IGBT. Il est connecté au réseau via un transformateur 240/380 V, un pont redresseur 800 V/50 A et un filtre LC. Il alimente une machine asynchrone 5 kW-4 pôles qui entraîne une machine à courant continu 127 V - 32 A débitant sur un rhéostat de charge d'une puissance de 4 kW en continu.
Il est piloté par MLI vectorielle. Cependant, les ordres délivrés par la carte sur laquelle est implantée la MLI ne sont pas envoyés directement aux drivers des modules IGBT. Ils transitent par une carte d'interface. Cette carte peut modifier les ordres de commande du bras alimentant la phase (a) de la machine afin de générer le défaut souhaité du bras (défaut de fermeture et/ou court-circuit des IGBT du bras). Elle détermine aussi l'instant initial du défaut sous la forme d'une topologie de l'onduleur, le retard à l'application du défaut par rapport à l'instant initial et la synchronisation des acquisitions.
La référence de la MLI vectorielle est fournie par une loi de commande en V/f. L'instrumentation est la plus complète possible pour permettre l'étude des défauts (capteurs de tension, de courant, génératrice tachymètrique). En sus de ces mesures, il est possible d'acquérir les états des 3 bras de l'onduleur pour connaître sa topologie.

Le logiciel de dialogue et d'acquisition VIEWDAC assure l'interface entre l'utilisateur et le banc.

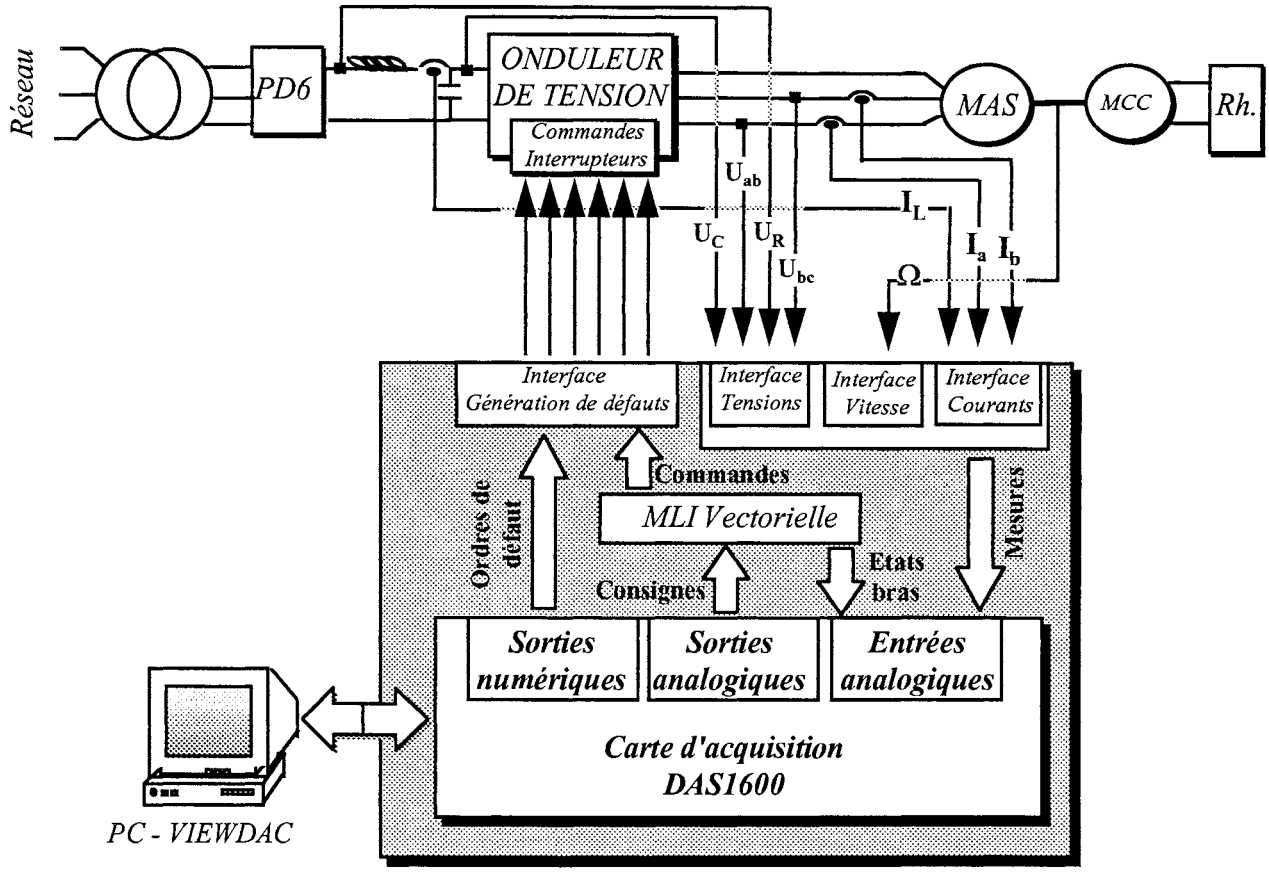


Figure V-25 : structure du banc expérimental.

Le choix d'un onduleur de tension à modules IGBT a été fait car les composants IGBT présentent une tenue en court-circuit importante liée à l'existence du régime de plateau [ARN-92] - [DUO-95] - [CHO-95]. En outre, c'est un composant de plus en plus utilisé y compris pour les applications de forte puissance [HIL-97].

L'utilisation de composants IGBT a comme principale conséquence de permettre le contrôle de courts-circuits d'une durée d'une ou deux dizaines de microsecondes.

Ceci présente de nombreux avantages :

1. Réalisation de défauts non destructifs.

2. Possibilité de validation d'un modèle du bras de l'onduleur utilisable pendant le court-circuit. Cette validation constituera la première étape d'une modélisation de l'onduleur de tension défectueux basée sur une connaissance fine du composant déduite des études menées

par les électroniciens de puissance. On retrouve ici le passage du local au global proposé comme articulation de la méthodologie d'étude des régimes de défaut d'une association onduleur de tension - machine asynchrone (Chapitre 1).

3. Phénomènes de durée très courte à l'échelle des constantes de temps de la machine. Il y a découplage à ce stade de l'étude des comportements de la machine et de l'onduleur. L'interprétation est ainsi facilitée.

4. Possibilité d'étudier les conséquences des stratégies de protection basées sur l'inhibition complète ou partielle des commandes des modules de l'onduleur.

Cette réalisation de courts-circuits contrôlés apparaît finalement comme une première étape essentielle à la validation d'un modèle de simulation de l'association.

Cependant, étant donnée la difficulté de mise en oeuvre et de la modélisation du banc, il nous a paru raisonnable de ne s'intéresser dans un premier temps qu'au défaut de fermeture d'un IGBT. En effet, ce défaut se caractérise par des contraintes bien inférieures à celles du court-circuit. Leur étude ne nécessite pas de modèle "fin" de l'onduleur de tension : un modèle à topologie variable où les composants à l'état passant sont représentés par des interrupteurs fermés idéaux doit a priori suffire.

IV.2. Modélisation du banc expérimental

La modélisation du banc expérimental pour l'étude en simulation d'un défaut de fermeture d'un IGBT est effectuée dans le cadre de la méthodologie GENTIANE.

IV.2.1. La décomposition modulaire

La décomposition modulaire du banc expérimental est présentée Figure V-26.
Deux remarques importantes peuvent être faites sur la décomposition de la chaîne de conversion d'énergie électrique :

1. La séparation en un bloc *onduleur + capacité d'entrée* et un bloc *redresseur + réseau LR du bus continu* est possible car ces deux blocs ne partagent pas les mêmes variables d'état.

Pour le bloc *redresseur*, la tension capacité est une entrée et le courant dans l'inductance du bus continu est une variable d'état. En revanche, ce courant constitue une entrée du bloc onduleur et la tension capacité est une variable d'état. Les deux blocs sont finalement découplés et peuvent être résolus séquentiellement.

2. Les résistances et inductances équivalentes du transformateur en tête du redresseur doivent être incluses dans son bloc. En effet, le courant de ligne les traversant est une variable d'état qui ne peut pas être découplée du courant en sortie du redresseur.

La séparation modulaire a une conséquence importante sur la génération automatique des modèles à topologie variable des blocs *onduleur* et *redresseur*. Chaque bloc contient 64 (2^6) configurations alors que si le redresseur et l'onduleur avaient été inclus dans le même bloc, il aurait fallu générer 4096 configurations ! Le gain en temps de génération est appréciable.

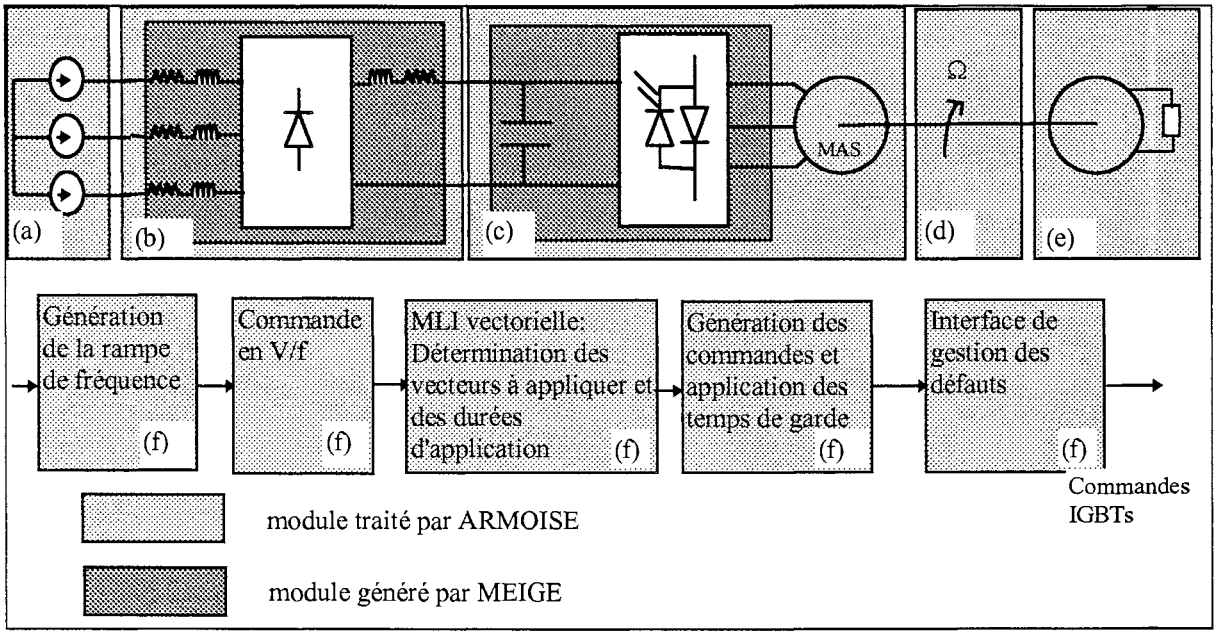


Figure V-26 : décomposition modulaire du banc expérimental

IV.2.2. La génération des modèles informatiques des blocs

La description des modèles informatiques des blocs ne comporte pas de difficultés particulières :

1. Le réseau triphasé est supposé parfait (inductance et résistance de ligne nulles).

2. Le transformateur a été modélisé selon les hypothèses de Kapp et est représenté par sa tension secondaire à vide débitant sur son impédance complexe équivalente ramenée au secondaire.

3. Les interrupteurs des modèles à topologie variable du redresseur de l'onduleur sont idéaux.

4. La machine est décrite par le schéma équivalent simple cage non linéaire de la Figure I-14. On néglige cependant les variations de l'inductance de fuite avec la saturation car les courants de défaut n'ont pas un niveau a priori suffisant pour saturer le parcours des flux de fuite.

5. La transmission mécanique est représentée par l'équation de la mécanique (I-6).

6. La charge est représentée par un couple de charge variable avec le courant d'excitation de la machine à courant continu.

L'ensemble des blocs est décrit manuellement à l'exception des blocs *onduleur* et *redresseur* qui sont décrits automatiquement par MEIGE. La génération des modèles informatiques est réalisée par ARMOISE.

IV.2.3. Identification des paramètres des modèles

Les paramètres des modèles nécessaires à la simulation sont obtenus expérimentalement par les essais classiques [LAS-97]. Ils sont résumés dans le Tableau V-1.

Toutes ces valeurs sont utilisées pour l'initialisation des paramètres du fichier de structure associé au fichier exécutable représentatif du banc expérimental.

Tableau V-1 : caractéristiques du banc.

Paramètre	Valeur
R_r à chaud (1/2 h de fonctionnement en charge) (Ω)	0,3
R_s à chaud (Ω)	0,4
$l_{\sigma s}$ (mH)	3,3
L_m (mH)	56
$l_{\sigma r}$ (mH)	3,3
Résistance R_f équivalente aux pertes fer en sinusoïdal à 30Hz (Ω)	185
Inertie J de l'ensemble MAS et MCC ($kg.m^2$)	0,1
Couple sec de l'ensemble MAS et MCC (Nm)	0,8
f_1 de l'ensemble MAS et MCC (Nms/rad)	0,01
Résistance r_{MCC} de l'inducteur de la MCC (Ω)	0,7
Résistance R_{ch} de charge à chaud (Ω)	12,4
Constante K de fem pour i_{ex} = 1,2 A ($V/rad.s^{-1}$)	1,5
Résistance R_{t2} équivalente de transformateur ramenée au secondaire (Ω)	0,5
Inductance L_{t2} équivalente de transformateur ramenée au secondaire (mH)	1,2
Rapport de transformation à vide	1,795

Une première validation des modèles informatiques a pu alors être menée à bien en trois points :

- validation en ondes sinusoïdales du modèle de la machine et de sa charge,

- validation en régime établi et ondes MLI du modèle de l'association,

- validation en régime de défaut de fermeture d'un IGBT.

IV.3. Validation en régime établi [LAS-97]

La comparaison des mesures et des simulations en ondes sinusoïdales est réalisée par différents points de fonctionnement. Les écarts constatés sur les grandeurs comparées sont faibles (au maximum 4 %).

Afin de valider la modélisation à topologie variable de l'onduleur MLI, des essais expérimentaux et des simulations sont comparés. Un écart remarquable sur la valeur du courant dans l'inductance du bus continu est constaté sur les résultats présentés en annexe 5.
Il est essentiellement dû à la sous-estimation des pertes par le modèle simulé. En effet, il est difficile d'estimer et de représenter les pertes fer d'un moteur alimenté en MLI [CES-96]. Elles ont été négligées dans le modèle de même que les pertes par commutation et conduction de l'onduleur du fait de l'emploi d'un modèle à topologie variable.

Les écarts sur les autres mesures restent cependant acceptables (inférieur à 10 %). L'emploi de ce modèle pour l'étude d'un régime de défaut de fermeture d'un IGBT est raisonnable.

IV.4. Validation en régime de défaut de fermeture

Le régime de défaut de fermeture est obtenu par le blocage de l'IGBT n°1 du bras de la phase (a) à l'état ouvert (Figure V-27).

Une première analyse de la topologie de l'onduleur défectueux conduit aux conclusions suivantes :

- le défaut n'a pas de conséquence sur la circulation du courant des phases (b) et (c) (cf. Figure V-28),
- l'amorçage de la diode D_2 complémentaire de l'IGBT n°1 est provoquée par le blocage de cet IGBT. Cette diode ne conduit donc plus lorsque le régime de défaut est établi. Il y a perte de l'alternance positive du courant de la phase (a) (cf. Figure V-28). Les courants présentent en conséquence une composante continue.

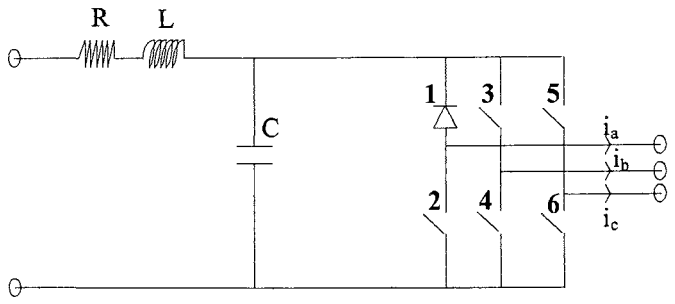


Figure V-27 : Topologie de l'onduleur défectueux

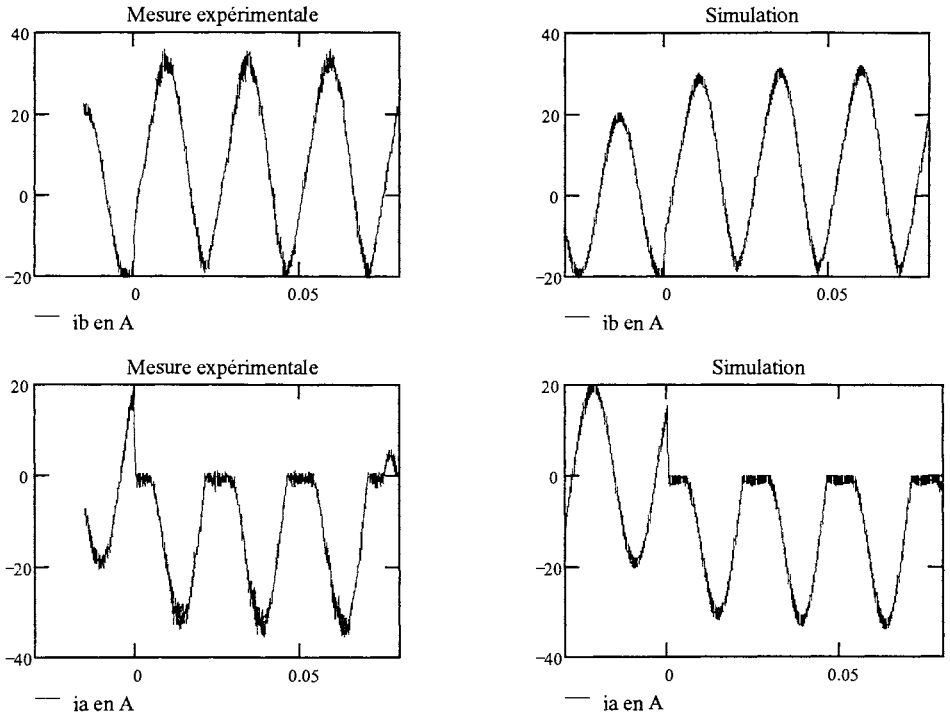


Figure V-28: allures des courants de phase après l'application du défaut

Charge 100% - f_{MLI} = 2 kHz - f_s = 41 Hz.

La comparaison des mesures et des simulations montre des écarts identiques à ceux constatés en régime normal établi. On retrouve notamment un écart sur le courant du bus continu (cf. Figure V-29).

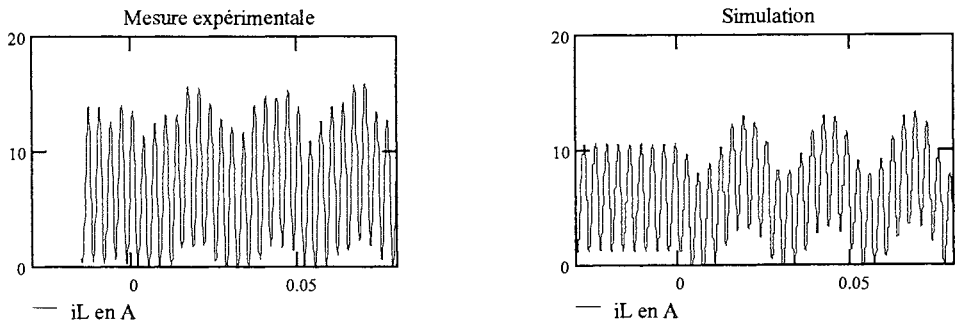


Figure V-29 : allures du courant du bus continu après l'application du défaut

Charge 100% - f_{MLI} = 2 kHz - f_s = 41 Hz.

Le modèle de l'association peut être considéré valide pour ce régime de fonctionnement.

La simulation donne en outre accès à des grandeurs difficilement observables par des mesures. Ainsi, la Figure V-30 présente l'allure du couple électromagnétique obtenue en simulation.

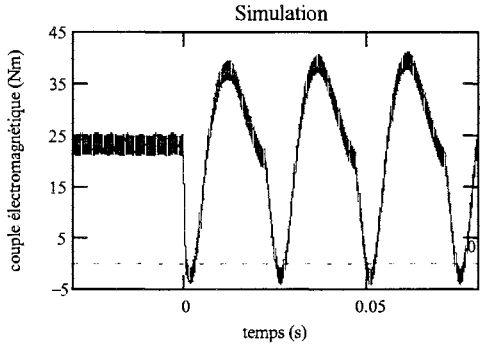


Figure V-30 : allure du couple électromagnétique de l'application du défaut Charge 100% - f_{MLI} = 2 kHz - f_s = 41 Hz.

Le couple de défaut en régime stabilisé est oscillant de pulsation ω_s. Il est obtenu par la succession de fonctionnements monophasé (i_a=0) et triphasé (i_a<0). Le fonctionnement monophasé correspond au trou de couple provoqué par le couple monophasé pulsant à $2\omega_s$.
Ce couple pulsatoire peut être aussi vu comme la conséquence de l'interaction de la composante continue du vecteur flux stator avec le vecteur flux rotor tournant.

En définitive, le régime de défaut de fermeture ne provoque pas de surintensité notable. Seule la répartition déséquilibrée des courants dans les interrupteurs peut amener à des contraintes thermiques supplémentaires pour les semi-conducteurs du bras de la phase (a).

Le problème essentiel réside dans les oscillations du couple qui peuvent engendrer des résonances mécaniques pour certaines fréquences.

V. LA POURSUITE DE LA VALIDATION

La simulation des défauts de court-circuit des IGBT n'est pas possible à l'aide du modèle précédent. En effet, le comportement d'un IGBT court-circuité est tel que sa représentation nécessite un modèle non linéaire du bras défectueux de l'onduleur, les IGBT devant être représentés par leur caractéristique $V_{DS}(I_{DS})$ (cf. chapitre 1).

Le travail de construction et de validation de ce modèle n'a pas pu être achevé dans le cadre du présent mémoire mais est en bonne voie :

- la structure de puissance et la commande ont été modifiées pour la mise en oeuvre d'un IGBT pilote destiné à ouvrir, sur ordre, le court-circuit,

- les modèles possibles de l'onduleur de tension en régime de court-circuit ont été définis.

Dans la continuité de la recherche d'un modèle "fin" de l'onduleur, la validation du schéma équivalent de la machine proposé pour l'étude des régimes transitoires de grande amplitude de l'association doit aussi être achevée dans le cadre de l'association. Ceci pose essentiellement le problème du choix des essais car ils doivent permettre la validation du modèle sans causer de dommages à l'alimentation et à la transmission mécanique.

Enfin, à chaque étape de la validation, l'analyse vectorielle pourra être employée pour assurer l'interprétation des résultats obtenus sur la base des liens entre les conditions d'alimentation de la machine et l'évolution de ses grandeurs électromagnétiques.

VI. CONCLUSION

La place qu'occupe cette dernière partie du mémoire n'est pas à l'image du travail qu'elle représente. En effet, elle a nécessité l'utilisation de moyens d'étude complexes dont la définition et la mise en oeuvre s'est avérée délicate et longue.

Ces moyens s'inscrivent dans le cadre général des études menées au laboratoire sur la sûreté de fonctionnement des systèmes électriques et consistent essentiellement en :

1. Une méthodologie de modélisation et de simulation des associations convertisseurs - machine. Les modèles ainsi définis sont fiables et extrèmement rapides à simuler.

2. Une méthode d'analyse vectorielle qui permet d'appréhender les interactions entre le convertisseur et la machine.

3. Un banc expérimental dédié à la réalisation et à l'étude des défauts du convertisseur.

Ils ont permis une analyse fine de certains régimes de défauts du convertisseur d'une association. Des premiers éléments de validation expérimentale ont pû aussi être obtenus. A terme, ils sont destinés à la mise en oeuvre et à la validation de stratégies de diagnostics des défauts de l'association qui sont étudiés dans le cadre d'études spécifiques.

Conclusion

CONCLUSION

Des modèles et des méthodes d'étude du fonctionnement en régime de défaut des associations triphasées onduleur de tension - machine asynchrone ont été présentées dans ce mémoire. L'accent a été particulièrement mis sur la machine asynchrone car elle joue un rôle clé dans la répercussion des défauts sur la chaîne de conversion électromécanique complète sous la forme de surintensités et de surcouples.

Dans une première partie, les approches classiques pour la modélisation et l'analyse des associations ont été introduites. Le respect de critères propres à l'investigation des régimes de défaut d'une chaîne de traction ferroviaire a nécessité le dépassement de ces approches et les éléments d'une méthodologie plus adaptée ont été présentés. Cette méthodologie permet l'articulation, autour de l'axe constitué par l'association, de modèles et de méthodes destinés aux analyses locale et globale des régimes transitoires de grande amplitude.

Ainsi, une première étude des courts-circuits triphasés d'un moteur de traction ferroviaire par la méthode des éléments finis a été menée. Elle a conduit à des résultats locaux remarquables : sursaturation du parcours des flux de fuite, déplacement de courant dans les barres, contraintes sur les barres de l'ordre de grandeur de la force centrifuge et efforts oscillants du même ordre de grandeur sur les becs d'encoche.

Cette étude locale a conduit, dans un deuxième temps, à la définition d'un modèle global du moteur sous la forme d'un schéma équivalent basé sur une représentation fine des conséquences de la saturation et de l'effet de peau.

A l'opposé des formulations numériques auxquelles mènent le modèle éléments finis et le schéma équivalent fin, une formulation analytique extrêmement simple du court-circuit triphasé du moteur de traction a été obtenue. Corroborant les résultats fournis par l'étude locale, elle fournit une interprétation physique convaincante et donne une estimation tout-à-fait acceptable des surintensités et surcouple de court-circuit.

Afin de valider les approches proposées, un banc expérimental a été conçu pour la réalisation de courts-circuits triphasés. La formulation analytique et la forme linéaire du schéma équivalent fin ont ainsi pu être validées pour un moteur industriel à double cage, d'une puissance de 30 kW.

Enfin, dans une dernière partie, le schéma équivalent fin de la machine asynchrone a été intégré dans un modèle complet de l'association. Le cahier des charges imposé pour l'étude précise et systématique des régimes de défaut a nécessité, pour l'intégration, l'emploi de la méthodologie GENTIANE développée au laboratoire et, pour la première fois, appliquée à l'étude du diagnostic des associations.
Une étude systématique des défauts de court-circuit des thyristors GTO de l'onduleur de tension d'une chaîne de traction ferroviaire a alors pu être effectuée. Elle a donné lieu à la présentation et à l'application des principes de l'analyse vectorielle qui permet de faire le lien à l'échelle d'une période de la MLI entre la topologie de l'onduleur et les évolutions des grandeurs électromagnétiques de la machine. Cette analyse est finalement apparue comme le complément d'une étude par la méthode des éléments finis du fonctionnement de la machine.
Pour conclure cette dernière partie, les premiers éléments d'une validation expérimentale de l'étude de l'association complète fonctionnant en régime de défaut ont été présentés. Ces premiers éléments concernent essentiellement le défaut de fermeture d'un semi-conducteur de l'onduleur de tension. Ils ont été obtenus à l'aide d'un banc expérimental conçu dans le cadre du présent travail et destiné à la réalisation de défauts des semi-conducteurs d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone.

Finalement, de grandes avancées vers l'étude quantitative des régimes de défauts des associations onduleur de tension - machine asynchrone ont été faites lors de ces travaux. Cependant, le bilan ne peut être complet sans la mention des limites qui sont apparues :

1. Absence de cohérence dans l'application de la méthodologie proposée. Il aurait fallu utiliser le même moteur tout au long de l'étude.
2. Correction empirique nécessaire du modèle éléments finis pour qu'il soit représentatif du moteur réel.
3. Absence de validation du modèle de la machine pour d'autres régimes de défaut.
4. Hypothèses mal maîtrisées pour la modélisation de l'onduleur de tension.

Ces limites ne sont pas, a priori, indépassables mais leur dépassement requière une poursuite des travaux dans les directions suivantes :

1. Reprise de l'ensemble de la méthodologie pour un seul moteur sensible à la saturation et à l'effet de peau.
2. Modélisation des effets tridimensionnels d'une machine asynchrone.
3. Etude d'autres régimes de défauts : courts-circuits biphasés de la machine et défauts de l'onduleur de tension, notamment les courts-circuits.

La reprise de l'ensemble de la méthodologie ne pose pas, a priori, de problèmes particuliers. En revanche, la modélisation des effets tridimensionnels d'une machine asynchrone est problématique.

De nombreux travaux existent concernant les effets d'extrémités des alternateurs. Ces travaux sont généralement basés sur une formulation tridimensionnelle des effets d'extrémités des alternateurs [RIC-97].
Une autre approche consiste en une formulation axipériodique [PLA-96] - [BED-89]. Dans ce cas, les extrémités de l'alternateur sont représentées, par axisymétrie, dans un plan de coupe longitudinal et la variable d'état du problème est résolue dans ce plan de coupe selon ses composantes r, θ et z. Le coût de calcul de cette approche est fortement réduit par rapport à celui de la formulation tridimensionnelle complète.

Les effets d'extrémité des machines asynchrones ont parfois été étudiés dans leur complexité tridimensionnelle [TAI-92] mais, à notre connaissance, aucun travail significatif n'a porté sur l'influence de l'effet de peau sur les effets d'extrémité et notamment sur les anneaux de court-circuit.
Une reprise tridimensionnelle de la formulation de Trickey (qui date de 1936) à l'aide des outils modernes de modélisation et de calcul nous paraît donc nécessaire à une progression de notre connaissance des machines asynchrones.

Alors que l'étude des courts-circuits biphasés de la machine est peu problématique, l'analyse des régimes de défaut de l'onduleur de tension nécessite encore de nombreux efforts. Ceux-ci devront porter sur les points suivants :

1. Caractérisation des modules IGBT fonctionnant en régime de court-circuit. Cette caractérisation doit utiliser les paramètres thermosensibles connus [DUO-95] et donner accès à un modèle fin de l'IGBT et à la durée maximale admissible de fonctionnement en court-circuit.

2. Etude expérimentale et en simulation des courts-circuits d'un bras de l'onduleur s'appuyant sur la caractérisation et la modélisation précédente des modules.

Ainsi, les bases solides d'une modélisation des régimes de défaut de l'onduleur pourraient être dégagées et utilisées, par la suite, pour les études de diagnostic des associations.

Annexes

Annexe 1 : COMPARAISON AVEC LES ESSAIS DE TYPE A 140 HZ

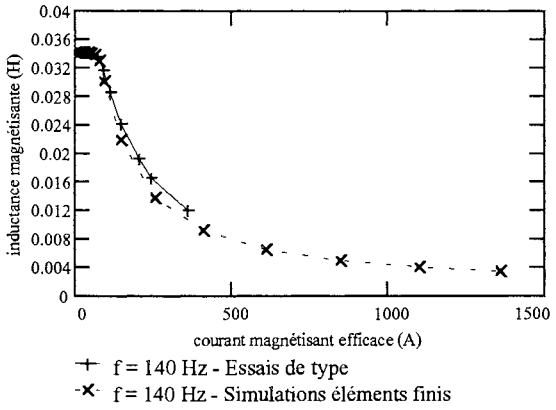


Figure A1-1: variations de l'inductance magnétisante

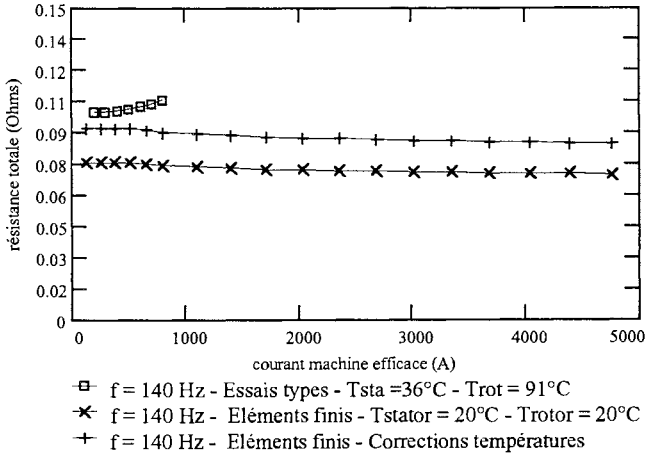


Figure A1-2: variations de la résistance totale

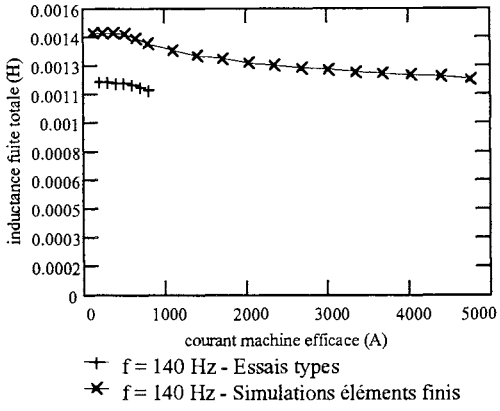


Figure A1-3: variations de l'inductance de fuite totale

Annexe 2 : DERIVATION COMPLETE DES EQUATIONS DU SCHEMA EQUIVALENT

La dérivation complète des équations (III-15) amène à la définition de [LEV-95] - [ZHU-90] - [THO-97] - [BOL-87] :

$$\mathbf{u}_s = \frac{d\varphi_s}{dt} = \frac{d\varphi_m}{dt} + l_{\sigma s}\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \tag{A2-1}$$

$\mathbf{u}_m = \frac{d\varphi_m}{dt}$ est la tension induite par le flux mutuel et s'exprime dans un référentiel (α,β) lié au stator par :

$$\begin{cases} u_{ma} = L_{m\alpha}\frac{di_{m\alpha}}{dt} + L_{m\alpha\beta}\frac{di_{m\beta}}{dt} \\ u_{m\beta} = L_{m\beta}\frac{di_{m\beta}}{dt} + L_{m\beta\alpha}\frac{di_{m\alpha}}{dt} \end{cases} \tag{A2-2}$$

avec : $L_{m\alpha} = \frac{\partial\varphi_{m\alpha}}{\partial i_{m\alpha}}$, $L_{m\beta} = \frac{\partial\varphi_{m\beta}}{\partial i_{m\beta}}$, $L_{m\alpha\beta} = \frac{\partial\varphi_{m\alpha}}{\partial i_{m\beta}}$ et $L_{m\beta\alpha} = \frac{\partial\varphi_{m\beta}}{\partial i_{m\alpha}}$

Il apparaît donc un couplage entre les axes (α) et (β) connu sous le nom de saturation croisée.

D'autre part, du fait de la saturation, il existe une relation entre φ_m et $\mathbf{i}_m$ telle que :

$\varphi_m = L_m . \mathbf{i}_m$ où L_m est une fonction de $|\mathbf{i}_m|$ définie par : $L_m = \frac{|\varphi_m|}{|\mathbf{i}_m|}$. L_m est l'inductance magnétisante correspondant à la corde de la courbe de magnétisation $|\varphi_m|(|\mathbf{i}_m|)$ (cf. Figure A2-1).

On a donc : $\mathbf{u}_m = L_m\frac{d\mathbf{i}_m}{dt} + \mathbf{i}_m\frac{dL_m}{dt}$ (A2-3)

avec : $\frac{dL_m}{dt} = \frac{dL_m}{d|\mathbf{i}_m|}\frac{d|\mathbf{i}_m|}{dt}$ (A2-4)

La poursuite de la dérivation de (A2-3) et (A2-12) conduit à la définition de :

- $L = \dfrac{d|\varphi_m|}{d|\mathbf{i_m}|}$: inductance dynamique définie par la pente de la tangente en un point de la courbe de magnétisation (cf. Figure A2-1).

- $\rho_m = arctg\left(\dfrac{i_{m\beta}}{i_{m\alpha}}\right)$: angle formé par la force magnétomotrice magnétisante avec l'axe (α).

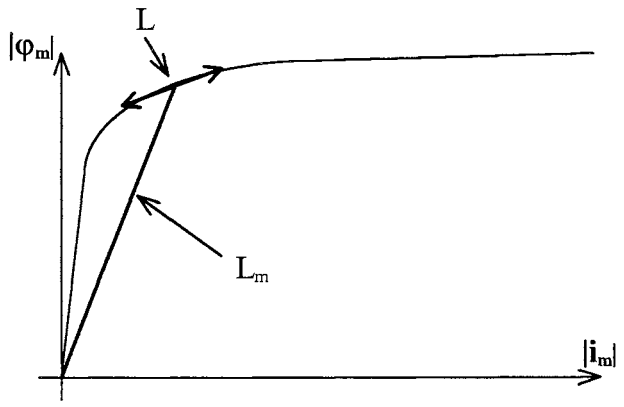


Figure A2-1 : courbe de magnétisation

On obtient alors :
$$\begin{cases} L_{m\alpha} = L(\cos\rho_m)^2 + L_m(\sin\rho_m)^2 \\ L_{m\beta} = L(\sin\rho_m)^2 + L_m(\cos\rho_m)^2 \\ L_{m\alpha\beta} = (L - L_m)\dfrac{\sin(2\rho_m)}{2} = L_{m\beta\alpha} \end{cases} \qquad \text{(A2-5)}$$

Il existe deux interprétations au phénomène de la saturation croisée :

1. C'est la conséquence d'une dérivation mathématique des équations de la machine. Elle fait apparaître l'équivocité de l'inductance qui peut être définie à partir de $\dfrac{\varphi}{i}$ ou de $\dfrac{\partial\varphi}{\partial i}$, ces deux grandeurs étant égales en l'absence de saturation. On retrouve cette équivocité dans la définition énergétique des inductances qui se base indifféremment sur l'énergie ou la coénergie quand le système n'est pas saturé.
2. Une autre interprétation qui justifie la terminologie employée est basée sur le parcours des lignes de champ en présence de saturation [SEM-90] - [JAC-86]. Considérons la machine

idéale de la Figure A2-2 constituée d'un enroulement suivant l'axe (α) et dans laquelle règne un champ magnétisant déphasé de θ par rapport à l'axe (α). Pour $\theta = 0$, le champ magnétisant et l'axe (α) sont en phase. Par symétrie, le flux à travers l'enroulement de l'axe (α) est donc colinéaire à cet axe. Il en est de même quand $\theta = \pi/2$. Il n'y a donc pas de couplage entre les axes (α) et (β), le flux traversant l'enroulement (α) étant essentiellement déterminé par le courant le parcourant. L'inductance de couplage $L_{\alpha\beta}$ est donc nulle. Il faut cependant noter que la valeur de l'inductance $L_{m\alpha}$ est plus faible pour $\theta = 0$ que pour $\theta = \pi/2$ car la circulation du flux se fait en partie à travers des zones saturées de perméabilité plus faible.

En revanche, pour $\theta = \pi/4$, la symétrie est rompue et l'axe du flux traversant l'enroulement (α) est décalé de sorte que la circulation du flux se fasse selon le chemin de plus faible réluctance. Il y a donc couplage entre les axes (α) et (β), le flux étant déterminé par le courant circulant dans les enroulements (α) et (β). Du fait des symétries du système, le couplage (et $L_{\alpha\beta}$) est alors maximal.

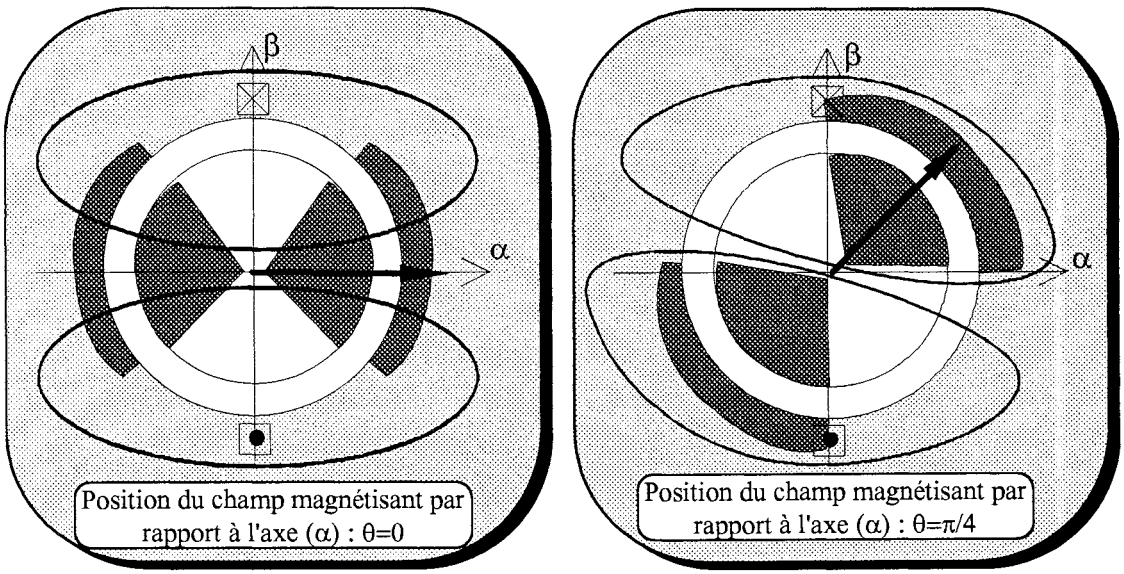


Figure A2-2 : interprétation de la saturation croisée [SEM-90].

De même, on peut définir : $$\begin{cases} \mathbf{u}_{r1} = \dfrac{d\varphi_{r1}}{dt} = \dfrac{d\varphi_m}{dt} + \dfrac{d\varphi_{\sigma m}}{dt} + l_{\sigma r1}\dfrac{d\mathbf{i}_{r1}}{dt} \\ \mathbf{u}_{r2} = \dfrac{d\varphi_{r2}}{dt} = \dfrac{d\varphi_m}{dt} + \dfrac{d\varphi_{\sigma m}}{dt} + l_{\sigma r2}\dfrac{d\mathbf{i}_{r2}}{dt} \end{cases} \quad \text{(A2-6)}$$

avec : $\varphi_{\sigma m} = l_{\sigma m}\mathbf{i}_r$ (A2-7)

On pose $\mathbf{u}_{\sigma m} = \dfrac{d\varphi_{\sigma m}}{dt}$ (A2-8)

Une dérivation analogue à celle réalisée pour $\mathbf{u_m}$ conduit à :

$$\begin{cases} u_{\sigma m\alpha} = l_{\sigma m\alpha}\dfrac{di_{r\alpha}}{dt} + l_{\sigma m\alpha\beta}\dfrac{di_{r\beta}}{dt} \\ u_{\sigma m\beta} = l_{\sigma m\beta}\dfrac{di_{r\beta}}{dt} + l_{\sigma m\beta\alpha}\dfrac{di_{r\alpha}}{dt} \end{cases} \quad \text{(A2-9)}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} l_{\sigma m\alpha} = l_\sigma(\cos\rho_{\sigma m})^2 + l_{\sigma m}(\sin\rho_{\sigma m})^2 \\ l_{\sigma m\beta} = l_\sigma(\sin\rho_{\sigma m})^2 + l_{\sigma m}(\cos\rho_{\sigma m})^2 \\ l_{\sigma m\alpha\beta} = (l_\sigma - l_{\sigma m})\dfrac{\sin(2\rho_{\sigma m})}{2} = l_{\sigma m\beta\alpha} \end{cases} \quad \text{(A2-10)}$$

$$\text{et : } \begin{cases} l_{\sigma m} = \dfrac{|\varphi_{\sigma m}|}{|\mathbf{i}_r|} \\ l_\sigma = \dfrac{d|\varphi_{\sigma m}|}{d|\mathbf{i}_r|} \end{cases} \quad \text{(A2-11)}$$

$|\varphi_{\sigma m}|(|\mathbf{i}_r|)$ est la courbe de magnétisation qui décrit la saturation du parcours des flux de fuite.

Les équations non linéaires de la machine s'écrivent en définitive :

$$
\begin{cases}
V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + l_{\sigma s}\dfrac{di_{s\alpha}}{dt} + L_{m\alpha}\dfrac{di_{m\alpha}}{dt} + L_{m\alpha\beta}\dfrac{di_{m\beta}}{dt} \\
V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + l_{\sigma s}\dfrac{di_{s\beta}}{dt} + L_{m\beta}\dfrac{di_{m\beta}}{dt} + L_{m\alpha\beta}\dfrac{di_{m\alpha}}{dt} \\
0 = \left[\begin{array}{l} R_{r1} i_{r1\alpha} + L_{m\alpha}\dfrac{di_{m\alpha}}{dt} + L_{m\alpha\beta}\dfrac{di_{m\beta}}{dt} + l_{\sigma m\alpha}\dfrac{di_{r\alpha}}{dt} + l_{\sigma m\alpha\beta}\dfrac{di_{r\beta}}{dt} + l_{\sigma r1}\dfrac{di_{r1\alpha}}{dt} \\ +\omega(L_m + l_{\sigma m}) i_{r\beta} + \omega l_{\sigma r1} i_{r1\beta} + \omega L_m i_{s\beta} \end{array}\right] \\
0 = \left[\begin{array}{l} R_{r1} i_{r1\beta} + L_{m\beta}\dfrac{di_{m\beta}}{dt} + L_{m\alpha\beta}\dfrac{di_{m\alpha}}{dt} + l_{\sigma m\beta}\dfrac{di_{r\beta}}{dt} + l_{\sigma m\alpha\beta}\dfrac{di_{r\alpha}}{dt} + l_{\sigma r1}\dfrac{di_{r1\beta}}{dt} \\ -\omega(L_m + l_{\sigma m}) i_{r\alpha} - \omega l_{\sigma r1} i_{r1\alpha} - \omega L_m i_{s\alpha} \end{array}\right] \\
0 = \left[\begin{array}{l} R_{r2} i_{r2\alpha} + L_{m\alpha}\dfrac{di_{m\alpha}}{dt} + L_{m\alpha\beta}\dfrac{di_{m\beta}}{dt} + l_{\sigma m\alpha}\dfrac{di_{r\alpha}}{dt} + l_{\sigma m\alpha\beta}\dfrac{di_{r\beta}}{dt} + l_{\sigma r2}\dfrac{di_{r2\alpha}}{dt} \\ +\omega(L_m + l_{\sigma m}) i_{r\beta} + \omega l_{\sigma r2} i_{r2\beta} + \omega L_m i_{s\beta} \end{array}\right] \\
0 = \left[\begin{array}{l} R_{r2} i_{r2\beta} + L_{m\beta}\dfrac{di_{m\beta}}{dt} + L_{m\alpha\beta}\dfrac{di_{m\alpha}}{dt} + l_{\sigma m\beta}\dfrac{di_{r\beta}}{dt} + l_{\sigma m\alpha\beta}\dfrac{di_{r\alpha}}{dt} + l_{\sigma r2}\dfrac{di_{r2\beta}}{dt} \\ -\omega(L_m + l_{\sigma m}) i_{r\alpha} - \omega l_{\sigma r2} i_{r2\alpha} - \omega L_m i_{s\alpha} \end{array}\right]
\end{cases}
\tag{A2-12}
$$

La complexité du système (A2-12) s'accroît avec l'augmentation du nombre de branches en parallèle au rotor. Cela pose le problème de sa résolution.

Annexe 3 : LA COMMANDE DU COURT-CIRCUITEUR

Le principe de la commande est présenté sur la Figure A3-1 [CHR-97].

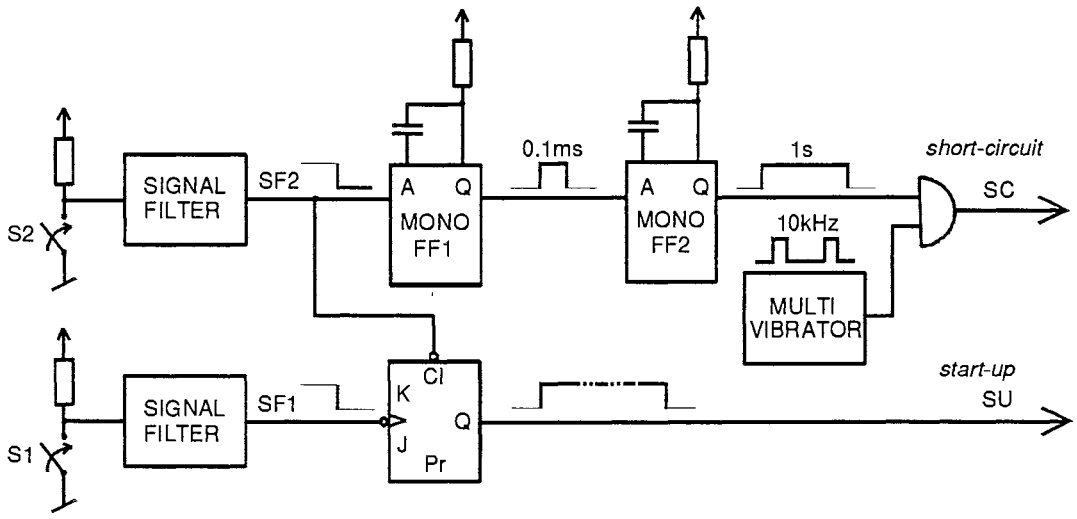


Figure A3-1 : schéma de principe de la carte de commande du court-circuiteur.

L'ordre S1 de démarrage est conditionné par un filtre du 1er ordre et un trigger de Schmitt de façon à assurer un front descendant de SF1 propre malgré les vibrations engendrées par la fermeture mécanique de l'interrupteur.

Le signal SU en sortie de la balance JK est alors mis à 1 et utilisé pour commander à la fermeture les IGBT via un pilote qui assure l'isolation galvanique.

Quand l'ordre S2 du court-circuit est mis à 1, le signal SF2 passe à 0. La balance JK est réinitialisée à 0 et les IGBT sont commandés par SU à la ouverture.

En parallèle, le signal SF2 excite l'entrée du circuit monostable FF1 qui génère une impulsion de 100 µs. Cette impulsion est destinée à assurer le temps de retard nécessaire à l'ouverture triphasée.

Le front descendant de l'impulsion excite le second circuit monostable FF2 qui génère une impulsion d'une seconde correspondant à la durée totale du court-circuit.

Cette impulsion est modulée par un signal délivré par un circuit multivibrateur opérant à 10 kHz. Le train d'impulsion résultant SC est utilisé pour l'allumage des thyristors de court-circuit via un transformateur d'impulsion.

Annexe 4 : DEFAUT DE FERMETURE DE LA CHAINE DE TRACTION

Ci-dessous sont présentés quelques résultats de simulation obtenus pour un défaut de fermeture du thyristor GTO n°1 de la phase (a). Le point de fonctionnement initial est défini par :

$$f = 10Hz - V_s = 1200\ V - \Gamma_{elm} = 11300\ Nm - T = 20°c - \Omega = 29.3\ rad/s$$

La Figure A4-3 présente la trajectoire du vecteur courant stator $\mathbf{i_s}$ dans le référentiel (α,β). On remarque les conséquences de la perte de l'alternance positive du courant de la phase (a) : composante α toujours négative et décentrage de la trajectoire qui traduit l'existence d'une composante continue.

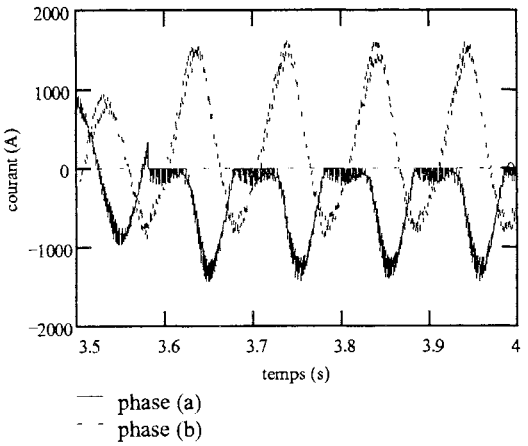


Figure A4-1: courants de défaut.

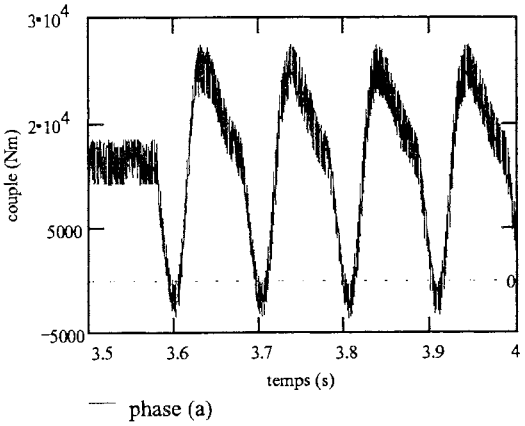


Figure A4-2: couple de défaut.

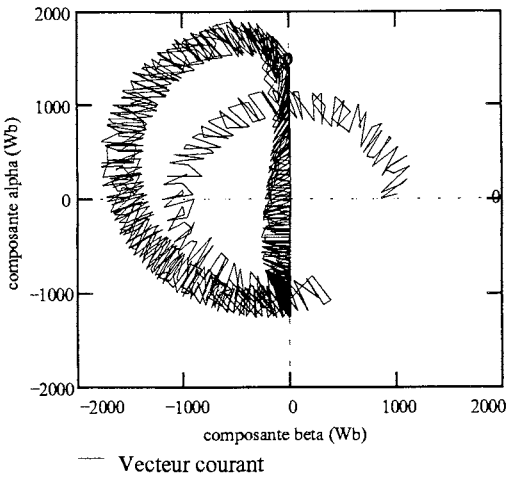
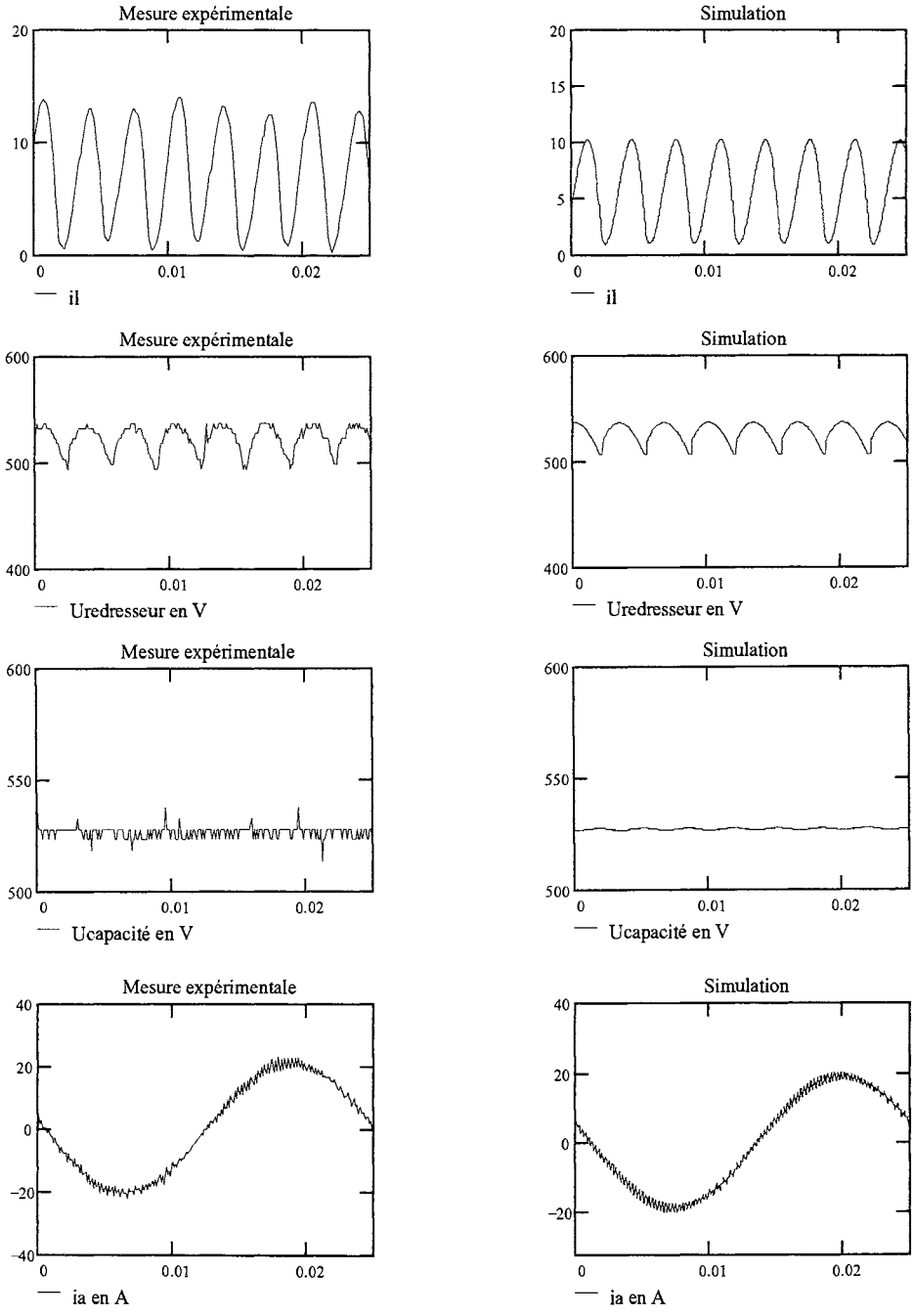


Figure A4-3: vecteur courant stator de défaut.

Annexe 5 : VALIDATION EN ONDES MLI ET REGIME ETABLI

Un comparatif entre des résultats d'essais réels et des simulations est présenté ci-dessous pour un fonctionnement en régime permanent établi.

Régime établi. Charge variable 100% , f MLI = 2000 Hz, fs = 40 Hz, Ubus_réel=520 V



Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[ADK-75] B. Adkins et R.G. Harley, The General Theory of Alternating Current Machines - Application to Practical Problems, Chapman and Hall, London, 1975.

[ALG-70] P.L. Alger, *Induction Machines*, Gordon and Breach Science Publishers, New-York, Second Edition, 1970.

[ALG-78] P.L. Alger, M. Ivanes et M. Poloujadoff, "Equivalent Circuit for Double-cage Induction Motors", *Electric Machines and Electromechanics*, Vol. 2, 1978, pp. 137-145.

[ANG-63] G. Angst, "Saturation factors for leakage reactance of induction motors with skewed rotors", *AIEE Trans. on Power Apparatus System*, Vol. PAS-82, Oct. 1963, pp. 716-725.

[ARN-92] J. Arnoult, P. Merle, *Dispositifs de l'électronique de puissance*, Hermès, Paris, 1992.

[BAN-97] J.F. Bangura, F.N. Isaac, N.A. Demerdash, A.A. Arkadan, "A time stepping coupled finite element -state space model for induction motor drives. Part 2 : machine performance computation and verification", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee, 18-21 May 1997, pp. WB3-4.1 - WB3-4.3.

[BAR-86] P. Barret, Régimes transitoires des machines électriques tourantes, Eyrolles, Paris, 1986.

[BED-89] G. Bedrosian, M.V.K. Chari, M. Shah, G. Theodossiou, "Axiperiodic finite element analysis of Generator end regions-Part I Theory", *IEEE Trans. on Mag.*, vol.25, n°4, July 1989, pp 3067-3069.

[BEL-82] A. Belot, "Calcul des fuites et inductances de fuites de l'induit", *Techniques de l'Ingénieur*, Traité de Génie Electrique, Vol. D3-II, pp. D440-1 - D440-16, 1982.

[BER-97] S. Bergeon, L. Gerbaud, F. Wurtz, J. Roudet, "A methodology using constrained optimisation techniques for the design of the static converters", *EPE'97 Conference*

Proc., Trondheim (Norway), 8-11 Sept. 1997, Vol. 2, pp. 2-767 - 2-772.

[BOL-87] I. Boldea et S.A. Nasar, "Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electric machines", *IEE Proceedings*, Vol. 134, Part B, No. 6, Nov. 1987, pp. 355-363.

[BON-91] J. Bonifas, "A new traction system for the Paris metro", *EPE'91 Conference Proc.*, Firenze (Italy), 1991, Vol. 2, pp. 567-572.

[BON-92] A.H. Bonnet, G.C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 2, No. 4, July/Aug. 1992, pp. 921-937.

[CAL-95] P. Calonnec, T. Derrey, E. Destobbeleer, L. Protin, "Induction motor reliability : use of a fault tree", *EPE'95 Conference Proc.*, Sevilla (Spain), 1995, Vol. 3, pp. 281-285.

[CAB-95] M.F. Cabanas, J.G. Aleixandre, M.A. Sanz, A. Otero, J.S. Sariego, "Detection of incipient failures using knowledge based techniques", *EPE'95 Conference Proc.*, Sevilla (Spain), 1995, Vol. 1, pp. 27-32.

[CES-96] C. Cester, Etudes des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 21 Juin 1996.

[CHA-69] B.J. Chalmers, R. Dodgson, "Saturated leakage reactances of cage induction motors", IEE Proc., Vol. 116, No. 8, Aug. 1969, pp. 1395-1404.

[CHA-95] Y.A. Chapuis, D. Roye, S. courtine, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone pour le contrôle direct de son flux statorique", *Journal de Physique III*, Vol. 5, No. 6, June 1995, pp. 863 - 880.

[CHA-96] K. Chang-Eob, J. Yong-Bae, I. Dal-Ho, "The fault diagnosis of rotor bars in squirrel cage induction motors by time-stepping finite element method", *IEEE/CEFC'96 Conference Proc.*, Okoyama (Japan), March 18-20 1996, pp. 215.

[CHO-95] R. S. Chokhawala, J. Catt, L. Kiraly, "A discussion on IGBT short circuit behavior and fault protection schemes", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31,

No. 2, March/April 1995, pp. 256-263.

[CHR-96a] P.J. Chrzan, R. Szczesny, "Fault diagnosis of voltage-fed inverter for induction motor drive", *IEEE/ISIE'96 Conference Proc.*, Warsaw (Poland), 17-20 June 1996, Vol. 2, pp. 1011-1016.

[CHR-96b] P.J. Chrzan, H. Klaassen, "Parameter identification of vector-controlled induction machines", *Electrical Engineering*, Vol. 79, 1996, pp. 39-46.

[CHR-97] P.J. Chrzan, *Fonctionnement en court-circuit d'une machine asynchrone*, Rapport de stage, Nov. 1996 - Jan. 1997, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

[COL-90] R.S. Colby, A.K. Simlot, M.A. Hallouda, "Simplified model and corrective measures for induction motor instability caused by PWM inverter blanking time", *IEEE/PESC'90 Conference Proc.*, 1990, pp. 670-683.

[COU-97] S. Courtine, *Détection et localisation de défauts dans les entraînements électriques*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 11 Avril 1997.

[DAG-95] B. Dagues, M. Fadel, X. Roboam, P. Azema, "Post simulation software : study and teaching of digital control of static converter/electrical machines assemblies", *EPE'95 Conference Proc.*, Sevilla (Spain), 1995, Vol. 3, pp. 987-992.

[DAL-86] J.L. Dalmasso, *Electronique de puissance - Commutation*, Coll. DIA - Technique Supérieur, Editions Belin, Paris, 1986.

[DEB-90] M.J. DeBortoli, S.J. Salon, "Computation of forces and torque in electromagnetic devices using the finite element method", *ICEM'90 Conference Proc.*, Cambridge (USA), Août 1990.

[DEM-97] N.A. Demerdash, J.F. Bangura, A.A. Arkadan, "A time-stepping coupled finite element - state space model for induction motor drives - Part 1 : model formulation and parameter computation", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (USA), 18-21 May 1997, pp. WA2-2.1 - WA2-2.3.

[DEW-95] R. De Weerdt, K. Hameyer, R. Belmans, "Dynamic analysis of non-sinusoidally supplied indcution machine based on the finite element method", *EPE Conference'95*,

Sevilla (Spain), Vol. 3, 1995, pp. 574-579.

[DIA-93] D. Diallo, *Commande vectorielle des moteurs asynchrones pour la traction ferroviaire*, Thèse de doctorat de L'INP de Grenoble, 8 Octobre 1993.

[DOL-97] D. Dolinai, R. DeWeerdt, R. Belmans, E.M. Freeman, "Calculation of two-axis induction motor model parameters using finite elements", *IEEE Trans. on En. Conv.*, Vol. 12, No 2, June 1997, pp. 133-141.

[DOU-97] M.L. Doumbia, G. Roy, V. Rajagopalan, "Modular approach for simulating electrical drive systems with matlab/simulink", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (USA), May 18-21 1997, pp. TC3-3.1 - TC3-3.3.

[DUO-95] S. Duong, S. Raël, C. Schaeffer, J.F. De Palma, "Short circuit behavior for PT and NPT IGBT devices - Protection against explosion of the cases by fuses", *EPE'95 Conference Proc.*, Sevilla (Spain), Vol. 1, 1995, pp. 249-254.

[FAR-95] P.S. Farah, *Etude de la réduction des vibrations des machines synchrones*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 6 Juillet 1995.

[FIS-97] R. Fiser, S. Ferkolj, "Simulation of steady-state and dynamic performance of induction motor for diagnostic purpose", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (U.S.A.), 18-21 Mai 1997, pp. WB3-10.1 - WB3-10.3.

[FOC-89] H. Foch, R. Arches, F. Bordry, Y. Chéron, B. Escaut, P. Marty, M. Metz, "Principes fondamentaux - Commutation dans les convertisseurs statiques", *Techniques de l'Ingénieur*, Traité de Génie Electrique, Vol. D3-I, pp. D3153-1 - D3153-19, 1989.

[FRA-97] L. Fratelli, G. Gianmiori, Power Traction Converter with 3,3 kV IGBT Modules, *EPE'97 Conference Proc.*, ", *EPE'97 Conference Proc.*, Trondheim (Norway), 8-10 Sept. 1997.

[FRI-97] V. Frizon, *Banc onduleur MLI - Machine Asynchrone pour la détection de défauts d'électronique de puissance*, Stage de fin d'études, IUT 1 - GEII1, Grenoble, Juin 1997.

[GEN-92] G. Gentile, N. Rotondale and M. Tursini, "Investigation of inverter-fed induction

motors under fault conditions", *IEEE/PESC'92 Conference Record*, Toledo (Spain) , June29 - July 3 1992, vol. 1, pp. 126-132.

[GER-92] L. Gerbaud, J. Bigeon, G. Champenois, "Modular approach to describe electromechanical systems. Using Macsyma to generate global approach simulation software", *IEEE/PESC'92 Conference Proc.*, Toledo (Spain), June 29 - July 3, 1992

[GER-96] L. Gerbaud, A. Bolopion and J. Bigeon, "Gentiane: a simulation package for electromechanical systems", *ELECTRIMACS'96 Conference Proc.* , Saint-Nazaire, Sept. 17-19 1996, vol. 2, pp. 689-694.

[GER-97] L. Gerbaud, N. Retière, A. Bolopion, "Automatic building of changeable topological model of static converter for the electrical drive simulation", ", *EPE'97 Conference Proc.*, Trondheim (Norway), 8-10 Sept. 1997.

[GRA-85] C. Grantham, "Determination of induction motor parameter variations from a variable frequency standstill test", *Electric machines and Power systems*, Vol. 10, No 2, 1985, pp. 239-248,

[GRE-89] G. Grellet, "Pertes dans les machines tournantes", *Techniques de l'Ingénieur*, Traité de Génie Electrique, Vol. D3-III, pp. D3450-1 - D3451-5, 1989.

[HEA-95] R.C. Healey, S. Williamson, A.C. Smith, "Improved Cage Rotor Models for Vector Controlled Induction Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 4, July/Aug. 1995, pp. 812-822.

[HER-95] M.S. Herbert, A.J. Curley, R. Perryman, "Computer based simulation of a vector controlled AC drive system for performance analysis and condition monitoring", *UPEC'95 Conference Proc.*, Greenwich (England), 5-7 Sept. 1995, Vol. 2, pp. 395-398.

[HEU-82] J.F. Heuillard, "Machines synchrones", *Techniques de l'Ingénieur*, Traité de Génie Electrique, Vol. D3-II, pp. D496-1 - D.496-6, 1982.

[HIL-97] G. Hilpert, T. Zülling, "Integrated Power Module in IGBT Technology for Modular Power Traction Converter", *EPE'97 Conference Proc.*, Trondheim (Norway), 8-10

Sept. 1997, Vol. 1, pp 1-106 - 1-111.

[HON-87] R.V. Honorat, *Thyrisors - Triacs - GTO*, Editions Radio, Paris, 1987.

[IEE-87] IEEE, *Standard Procedure for Obtaining Synchronous Machine Parameters by StandStill Frequency Response Testing*, IEEE Std 115a, 1987.

[IEE-91] IEEE, *Standard test procedure for polyphase induction motors and generators*, IEEE Std 112, 1991.

[IM-96] D.H. Im, J.H. Chang, S.C. Park, J.P. Hong, B.I. Kwon, "Analysis of radial force as a source of vibration in an induction motor with skewed slots", *IEEE/CEFC'96 Conference Proc.*, Okayama (Japan), 18-20 March 1996, pp. PA3-14.

[ISE-93] R. Isermann, "Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing - Tutorial Paper", *Automatica*, Vol. 29, No. 4, 1993, pp. 815-835.

[JAC-86] A.G. Jack, P. Vas, J.E. Brown, "A finite element study of the phenomenon of cross-magnetization", *ICEM'86 Conference Proc.*, München (Germany), 1986, Part 2, pp. 462-465.

[JAN-95] S. Januszewski, R. Kociszewska-Szczerbik, H. Swiatek, G. Swiatek, "Causes and Mechanisms of Semiconductor Device Failures in Power Converter Service Conditions", *EPE'95 Conference Proc.* , Sevilla (Spain), Vol. 1, 1995, pp. 625-630.

[JAC-86] A.G. Jack, P. Vas, J.E. Brown, "A finite element study of the phenomenon of cross-magnetization", *ICEM'86 Conference Proc.*, München (Germany), 1986, Part 2, pp. 462-465.

[JEL-93] K. Jelassi, B. De Fornel, M. Pietrzak-David, "Influence of quantization effects and parameters deviations on the performance of a field oriented asynchronous drive", *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 21, 1993, pp. 85-102.

[KAL-74] S.S. Kalsi, "Switching Transients in Large Deep-bar Squirrel Cage Induction Motors," *IEEE Transactions on PAS*, vol. PAS-92, No. 4, July/Aug. 1974, pp. 1266-1273.

[KAM-97] I. Kamwa, M. Farzaneh, "Data Translation and order reduction for Turbine-Generator models used in network studies", *IEEE Trans. on Energy Conversion,* Vol. 12, No. 2, June 1997, pp. 118-126.

[KAS-92] D. Kastha and B.K. Bose, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive", *IEEE/IAS'92 Conference proc.*, Houston (USA) October 1992, vol. 1, pp. 858-866.

[KEY-89a] A. Keyhani et H. Tsai, "Igspice Simulation of Induction Machines with saturable inductances", *IEEE Trans. on Energy Conversion,* Vol. 4, No. 1, March 1989, pp. 118-125.

[KEY-89b] A. Keyhani, S. Hao, G. Dayat, "The effects of noise on frequency-domain parameters estimation of synchronous machine models", *IEEE Trans. on Energy Conversion,* Vol. 4, No. 4, Dec. 1989, pp. 600-607.

[KRA-86] P.C. Krause, *Analysis of Elecric Machinery*, McGraw-Hill Book Company, New-York, 1986.

[KRI-90] R. Krishnan and A.S. Bharadwaj, "A Review of Parameter Sensivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems," *IEEE/PESC'90 Conference Proc.*, 1990, pp. 560-566.

[KUO-96] P. Kuo-Peng, N. Sadowski, J.P.A. Bastos, R. Carlson, N.J. Batistela, M. Lajoie-Mazenc, "A general method for coupling static converters with electromagnetic structures", *IEEE/CEFC'96 Conference Proc.*, Okayama (Japan), 18-20 March 1996, pp. 481.

[LAS-97] S. Lastécouères, *Régime de défaut d'une association onduleur à IGBT/Machine aysnchrone*, Stage de fin d'études, ENSIEG, Grenoble, 27 Juin 1997.

[LEE-85] W.S. Lee, D.L. Grosh, F.A. Tillman, C.H. Lie, "Fault tree analysis methodes and applications - A review", *IEEE Trans. on Reliability*, Vol. R-34, No. 3, August 1985, pp. 194-203.

[LEM-91] B. Lemaire-Semail, F. Bouillault, A. Razek, "Modélisation et commande vectorielle

d'un moteur asynchrone saturé avec contrôle dnamique du flux", *Journal de Physique III*, Vol. 1, No. 9, Sept. 1991, pp.1509-1528.

[LET-89] P. Leturcq, Z. Khatir, J. Gaubert, "Simulation des thyristors Gate-Turn-Off", *Recherche Transport Sécurité*, No. 22, Juin 1989, pp. 17-23.

[LEV-84] E. Levi, *Polyphase motors - A direct approach to their design*, Wiley-Interscience, New-York, 1984.

[LEV-95] E. Levi, "A unified approach to main flux saturation modelling in D-Q axis models of induction machines", IEEE Trans. on Energy Conv., Vol. 10, No. 3, Sept. 1995, pp. 455-461.

[LIP-84] T.A. Lipo et A. Consoli, "Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Reactance", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 1, Jan./Fev. 1984, pp. 180-189.

[LIW-54] M. Liwschitz, " Skin-Effect Bars of Squirrel-Cage Rotors", *AIEE Transactions on Power Apparatus and System*, Vol. 73, Part III-A, Apr. 1954, pp. 255-258.

[LIW-55] M. Liwschitz-Garik, "Computation of Skin Effect in Bars of Squirrel-Cage Rotors", *AIEE Transactions on Power Apparatus and System*, Vol. 74, Part III, Aug. 1955, pp. 768-771.

[LIW-67] M. Liwschitz, L. Maret, *Calcul des machines électriques*, Tome 1, SPES Lausanne, Dunod, Paris, 1967.

[LOM-92a] P. Lombard P. and G. Meunier, "A general method for electric and magnetic coupled problems in 2D and magnetodynamic domain", *IEEE Trans. on Mag.*, vol. MAG-28, No. 2, Feb. 1992, pp. 1291-1294.

[LOM-92b] P. Lombard, *Couplage des équations électriques et magnétiques*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 14 Septembre 1992.

[LUO-93] X. Luo, Y. Liao, H. Toliyat, A. El-Antably et T. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines", *IEEE/IAS'93 Conference Proc.*, 1993, pp. 203-210.

[MAN-97] H.A. Mantooth, A.R. Hefner, "Electrothermal simulation of an IGBT PWM inverter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, No. 3, May 1997, pp. 474-484.

[MEY-93] A.S. Meyer, M. Mc Culloch, C.F. Landy, "The industrial application of simulation to solve transient electric motor drive problems using readily available data", *IEEE/IAS'93 Conference Proc.*, pp. 303-309.

[MOO-93] S.I. Moon et A. Keyhani, "Estimation of Induction Machine Parameters from standstill Time Domain Data", *IEEE/IAS'93 Conference Proc.*, 1993, pp. 336-342.

[MUS-96] S. Musumeci, A. Raciti, M. Sardo, F. Frisina, R. Letor, "A novel IGBT Model for Pspice applied to parallel and series connection", *ELECTRIMACS'96 Conference Proc.*, Saint-Nazaire, 17-19 Sept. 1996, pp. 1221-1226.

[NEA-96] C.E. Neagoe, *Etude de nouvelles structures de machines électriques*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 12 Septembre 1996.

[NOR-91] O. Normand, S. Catellani, G. Champenois, "Use of simulation in failure detection and diagnosis of an electromechanical system", *EPE'91 Conference Proc.*, Firenze (Italy), 1991, Vol. 4, pp. 301-305.

[NOR-92] O. Normand, *Conception d'un outil général de simulation des systèmes de conversion d'énergie électrique et de leur commande*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 14 Septembre 1992.

[ORA-95] H. Oraee, "The influence of rotor cage on performance of three phase induction motors", *IEEE Power tech. Conference Proc.*, Stockholm (Sweden), June 18 1995, pp. 223-228.

[PAL-90] R. Palma, S.J. Salon, M.J. DeBortoli, "Dynamic electromechanical analysis of induction motors", *ICEM'90 Conference Proc.*, Cambridge (USA), Août 1990.

[PAP-96] J.C. Papazian, *Optimisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 12 Juillet 1996.

[PEL-96] C. Pelissou, *Contrôle du couple d'une machine asynchrone pour la traction ferroviaire à moyenne et grande vitesse - Transitions des modes de commande et de MLI*, Thèse de doctorat de L'INP de Grenoble, 3 Juillet 1996.

[PEU-97] R. Peuget, S. Courtine, J.P. Rognon, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge -based model", *IEEE/IAS'97 Conference Proc.*, New Orleans (USA), October 5-9, 1997.

[PHA-97] T.U. Pham, P.F. Wendling, S.J. Salon, H. Acikgoz, "Transient finite element analysis of an induction motor with external circuit connections and electromechanical coupling", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (USA), 18-21 May 1997, pp. WA2-4.1 - WA2-4.3.

[PLA-97] E. Plantive, S. Salon, M.V.K. Chari, N. Richard, "Advances in the Axiperiodic Magnetostatic Analysis of Generator End Regions", *IEEE Trans. on Mag.*, vol.32, n°5, Sept.96, pp 4278-4280.

[PLU-77] A.B. Plunkett, D.L. Plette, "Inverter - induction motor drive for transit cars", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-13, Jan./Feb. 1977, pp. 26-37

[PRO-93] M. Provoost, A. Jeunesse, "Développements récents de la traction triphasée à la SNCF", *Conference SEE*, Orsay, 18-19 Mars 1993.

[RAJ-96] C.B. Rajanathan, D.S. Tompson, "Electromechanical transients in a three-phase induction motor during phase failure and plugging", *IEEE/CEFC'96 Conference Proc.*, Okayama (Japan), 18-20 March 1996, pp. PA1-7.

[RAS-96] H. Rasmussen, M. Knudsen, M. Tonnes, "Parameter estimation od inverter and motor model at standstill using measured currents only", *IEEE/ISIE'96 Conference Proc.*, Warsaw (Poland), 17-20 June 1996, Vol. 1, pp. 331-336.

[RET-97a] N. Retière, L. Gerbaud, P.J. Chrzan, D. Roye et P. Mannevy, "Modeling and simulation of induction motor drive under inverter fault operations", *EPE'97 Conference Proc.* , Trondheim (Norvège), Sept. 1997.

[RET-97b] N. Retière, A. Foggia, Daniel Roye and P. Mannevy, "Deep bar induction motor model for large transient analysis under saturated conditions", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (U.S.A), 18-21 Mai 1997, pp. MD1-3.1 - MD1-3.3.

[RET-97c] N. Retière, D. Roye, P. Mannevy, "Vector based investigation of induction motor

drive under inverter fault operations", *IEEE/PESC'97 Conference Proc.*, S^{t} Louis (USA), Juin 1997.

[RIC-97] S. Richard, J-P. Ducreux, A. Foggia, "A three dimensionnal finite element analysis of the magnetic field in the end region of a synchronous generator", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (USA), May 1997, pp WC2-4.1 - WC2-4.3.

[ROB-96] X. Roboam, B. Dagues, P. Azema, M. Provoost, "Analysis of the electromechanical behaviour of a railway traction drive taking into account the static converter -faults", *ELECTRIMACS'96 Conference Proc.* , Saint-Nazaire, 17-19 Sept. 1996, vol. 1, pp. 199-202.

[RON-95] M. Ronkowski, R. Szczesny, "Circuit oriented models for AC machines for converter - machine systems simulation", *EPE'95 Conference Proc.*, Sevilla (Spain), Vol. 3, pp. 50-55.

[ROS-97] G. Rostaing, *Diagnostic de défaut dans les entraînements électriques*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 10 Février 1997.

[ROY-95] D. Roye, *Commande vectorielle des moteurs asynchrones*, Convention avec la société INFRANOR dans le cadre de la formation continue, INPG, 22 Mars 1995, Grenoble.

[SAB-88] J.C. Sabonnadière, J.L. Coulomb, "Calcul des champs éllectromagnétiques", *Techniques de l'Ingénieur*, Traité de Génie Electrique, Vol. D1, pp. D3020-1 - D3020-20, 1988.

[SAH-93] O. Sahraoui, L. Gerbaud, O. Normand, J. Roudet, "Contribution à la modélisation des convertisseurs statiques pour la simulation à topologie variable", *Journal de Physique III*, Vol. 3, No. 6, June 1993, pp. 1221-1241.

[SAH-94] O. Sahraoui, *Calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis*, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 30 Juin 1994.

[SAL-92] S. Salon, M.J. DeBortoli, D.W. Buow, C. Slavik, "Effects of slot closure and magnetic saturation on induction machine behavior : a study using finite element analysis", *ICEM'92 Conference Proc.*, Manchester (England), Sept. 1992.

[SAL-93] Salon, D.W. Burow, R.E. Ashley III, L. Ovacik, M.J. DeBortoli, "Finite Element Analysis of Induction Machines in the frequency Domain", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. MAG-29, No. 2, Mars 1993, pp. 1438-1441.

[SEM-90] B. Semail, F. Bouillault, A. Razek, "Considerations of saturation effects in modelling a squirrel cage induction machine used in vector control", *Proc. of the 3rd symposium on Modelling and Simulation of Electrical machines*, Nancy (France), 19-21 Sept. 1990, pp. 17-22.

[SEO-97] J.K. Seok, S.I. Moon, S.K. Sul, "Induction machine parameter identification using PWM inverter at standstill", *IEEE Trans. on En. Conv.*, Vol. 12, No 2, June 1997, pp. 127-132.

[SHE-94] M.A. Shahata, F. Hentschel, "Effect of Current displacement consideration on the behavior of inverter-fed squirrel-cage induction motors", *Electric machines and Power systems*, No. 22, 1994, pp. 381-393.

[SLE-88] G.R. Slemon, "Modelling of Induction Machines for Electric Drives", *IEEE/IAS'88 Conference Proc.*, 1988, pp. 111-115.

[SMI-96] A.C. Smith, R.C. Healey, S. Williamson, "A transient induction motor model including saturation and deep bar effect," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, No. 1, March 1996, pp. 8-15.

[SZC-89] R. Szczesny, "Simulation of converter in normal and fault conditions", *EPE'89 Conference Proc.* , Aachen (Germany), 8-21 Oct. 1995, pp. 239-244.

[SZC-94] R. Szczesny, K. Iwan, P.J. Chrzan, "Modelling of voltage source PWM inverter at normal and fault conditions", *PEMC'94 Conference Proc.* , Warsaw (Poland), September 1994, pp. 932-937.

[SZC-95] R. Szczesny, P.J. Chrzan, K. Iwan, "Modelling and simulation of electrical drives at normal and fault conditions", *EPE'95 Conference Proc.* , Sevilla (Spain), 1995,Vol. 3, pp. 580-585.

[TAI-92] A. Taieb Brahimi, *Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage*

par logiciels éléments finis 2D et 3D, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 23 Juin 1992.

[TES-78] M. Tessier, *Traction électrique et Thermoélectrique*, Ed. Scientifiques Riber, Paris, 1978.

[THO-94] O.V. Thorsen, M. Dalva, "Development and industrial application of a practical model for simulation of saturated deep bar induction machines", *IEEE/IAS'94 Conference Proc.*, 1994, pp. 137-143.

[THO-95a] O.V. Thorsen, M. Dalva, "A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry", *EPE'95 Conference Proc.*, Sevilla (Spain), Vol. 1, 1995, pp. 921-937.

[THO-95b] O.V. Thorsen, M. Dalva, "A comparative investigation and evaluation of different methods for experimental determination of parameters for saturated induction machines with current-displacement rotor", *IEEE/IAS'95 Conference Proc.*, Orlando (USA), 1995, pp. 559-605.

[THO-97] O.V. Thorsen, M. Dalva, "Model for simulation of induction motors with parameter determination and examples of application", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (U.S.A), 18-21 Mai 1997, pp. MB1-3.1 - MB1-3.3.

[TOL-95] H.A. Toliyat et T.A. Lipo, "Transient Analysis of Cage Induction Machines Under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 2, Juin 1995, pp. 241-247.

[TRI-36] P.L. Trickey, "Induction motor resistance ring width", *AIEE Trans. on Electrical Engineering*, Feb. 1936, pp. 144-150.

[VAS-90a] E. Vassent, G. Meunier, A. Foggia and J.C. Sabonnadiere, "Simulation of Induction machine Operation with Step by Step Finite element method coupled with Mechanical Equation", *IMACS-TC1'90 Conference Proc.*, Nancy, 19-21 Sept. 1990, Vol. 1, pp. 221-226.

[VAS-90b] E. Vassent, *Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode*

des éléments finis, Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, Novembre 1990.

[VAS-90c] E. Vassent, G. Meunier, A. Foggia, "Simulation of Induction Machine Operation using Magnetodynamic Finite Element method coupled with Circuit Equations," *IEEE/CEFC'90 Conference Proc.*, Toronto (Canada), October 1990.

[VAS-92] P. Vas, *Electrical Machines and Drives - A Space Vector Theory Approach*, Clarendon Press, Oxford, 1992.

[VAS-93] P. Vas, *Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines*, Clarendon Press, Oxford, 1993.

[WAT-97] J.F. Watson, N.C. Paterson, D.G. Dorell, "The use of finite element methods to improve technique for the early detection of faults in 3-phase induction motors", *IEEE/IEMDC'97 Conference Proc.*, Milwaukee (USA), May 18-21 1997, pp. WB3-9.1 - WB3-9.3.

[WIL-86] S. Williamson, M.C. Begg, "Calculation of the resistance of induction motor end rings", *IEE Proceedings*, Vol. 183, Part B, No2, March 1986.

[WIL-87] S. Williamson, R. Schiferl, "An investigation of the influence of deep-bar effect on the resistance of cage rotor end-rings", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-23, No 7, July/Aug. 1987, pp. 696-704.

[WIL-89] J.R. Willis, G.J. Brock, J.S. Edmonds, "Derivation of induction motor models from standstill frequency response tests", *IEEE Trans. on En. Conv.*, Vol. 4, No. 4, Dec. 1989, pp. 608-615.

[WIL-95] S. Williamson, C.I. McClay, "Optimisation of the geometry of closed rotor slots for cage induction motors", *IEEE/IAS'95 Conference Proc.*, Orlando (USA), 1995, pp. 507-514.

[WON-97] C. Wong, "EMTP modeling of IGBT dynamic performance for power dissipation estimation", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 1, Jan./Feb. 1997, pp. 64-71.

[ZHU-90] D. Zhu, *Modélisation des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques*, Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, Mai 1990.

RESUME

Etude des défauts dans les associations onduleur - machine asynchrone. Exemple d'une chaîne de traction.

Les développements des composants de l'électronique de puissance ont permis l'utilisation des associations onduleur de tension - machine asynchrone pour la traction ferroviaire et de ce fait un gain de performances important. Afin que l'accroissement des performances ne se fasse pas au détriment de la sécurité et de la fiabilité, une étude s'avère indispensable pour maîtriser les conséquences des éventuelles défaillances. L'accent est particulièrement mis sur la machine asynchrone car, assurant la conversion électromécanique, elle répercute le défaut vers la transmission mécanique, élément vital pour la sécurité.
Ainsi, une étude par la méthode des éléments finis des courts-circuits triphasés d'un moteur de traction ferroviaire est menée. Elle conduit à des résultats remarquables : sursaturation du parcours des flux de fuite, déplacement de courant dans les barres, contraintes sur les barres de l'ordre de grandeur de la force centrifuge. Cette étude aboutit à la définition d'un schéma équivalent fin du moteur pour l'étude des régimes transitoires de grande amplitude et d'une formulation analytique extrêmement simple du court-circuit triphasée faciliter l'interprétation physique. Enfin, une étude systématique des défauts de court-circuit des thyristors GTO de l'onduleur de tension est menée sur la base de la modélisation vectorielle de l'association, effectuant le lien entre l'état électromagnétique de la machine et les conditions du défaut.
A chaque étape de l'étude, des procédures de validation expérimentale sont proposées.
Finalement, de nombreuses avancées vers l'étude quantitative des régimes de défaut des associations onduleur de tension - machine asynchrone sont présentées dans ce mémoire.

ABSTRACT

Fault modes study of inverter induction motor drives. Application to a traction drive.

Developments of power electronics semi-conductor switches has enabled the application of voltage source inverter induction motor drives to railway traction. In order to ensure reliable and safe operations, a systematic study of drive fault modes is required. Particular attention is paid to the induction motor because it passes on the fault to the mechanical transmission, which is a vital element for safe operations.
Hence, 3 phase short-circuits of a traction motor are studied by the finite element method. The results are noticeable : oversaturation of leakage flux path, current displacement in the rotor cage, level of rotor bars stresses comparable with the centrifugal force value. This study is achieved by the definition of an improved equivalent circuit usable for large transient operations modeling and the presentation of an extremely simplified analytical formulation of three phase short-circuits in order to make easier physical interpretations. At last, a systematic study of voltage source inverter faults is carried out on the base of a drive vector model.
At each step of the study, experimental validation procedures are proposed.
This study points out the relations between the motor electromagnetic state and the fault conditions

MOTS-CLES

Machine asynchrone - Onduleur de tension - Traction ferroviaire - Court-circuit - Schéma équivalent Saturation - Effet de peau - Eléments finis.