



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>



UNIVERSITÉ
DE LORRAINE

ECOLE DOCTORALE IAEM-Lorraine

« Informatique Automatique Electronique Electrotechnique et Mathématiques » de Lorraine

THESE

Présentée à

L'Université de Lorraine

En vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LORRAINE

Spécialité **Génie Electrique**

par

Eric Duckler KENMOE FANKEM

Master INPL-ENSEM Nancy

ETUDE DE DIFFERENTES STRUCTURES D'ACTIONNEURS DE POSITIONNEMENT POUR L'AERONAUTIQUE

Soutenue le 26 Novembre 2012

Membres du Jury

Président : El-Hadi ZAIM Professeur, Université de Nantes, IREENA-CRTT

Rapporteurs:

Abdel Mounaim TOUNZI, Professeur, Université de Lille, L2EP.

Jean-Frédéric CHARPENTIER, Maître de conférences HDR, Ecole Navale de Brest, BCRM

Examineurs:

F. MEIBODY TABAR, Professeur, Université de Lorraine - NANCY, GREEN

F. M. SARGOS, Professeur Emérite, Université de Lorraine - NANCY, GREEN (Dir. de Thèse)

N. TAKORABET, Professeur, Université de Lorraine - NANCY, GREEN (Co-directeur)

A. YOUMSSI, Chargé de cours sénior, Université de Ngaoundéré (Cameroun), (Co-encadrant)

Thèse préparée au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy. Le laboratoire est implanté à l'Université de Lorraine (à l'école nationale supérieure d'électricité et de mécanique et à l'ex-UHP).

Cette thèse a été réalisée sous la direction de François-Michel SARGOS Professeur Emérite à l'université de Lorraine (ENSEM) et Noureddine TAKORABET, Professeur à l'Université de Lorraine (ENSEM) et co-encadrée par André YOUMSSI chargé de cours à l'Université de Ngaoundéré au Cameroun.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Abderrezak REZZOUG, Professeur à l'Université de Lorraine (ex-UHP) et ancien directeur du GREEN qui m'avait convaincu d'y rester m'acceptant alors dans son laboratoire.

Je remercie mon directeur de thèse Monsieur François-Michel SARGOS, Professeur Emérite l'université de Lorraine (ENSEM) pour avoir accepté de diriger ce travail, pour sa patience, sa disponibilité et ses conseils.

J'adresse ma profonde reconnaissance et mes remerciements chaleureux à Monsieur Noureddine TAKORABET, Professeur à l'Université de Lorraine (ENSEM), pour avoir co-dirigé cette thèse, pour son soutien et sa disponibilité constante.

Je remercie Monsieur Andre YOUMSSI chargé de cours à l'Université de Ngaoundéré au Cameroun qui a co-encadré cette thèse.

Je tiens à remercier Monsieur El-Hadi ZAIM Professeur à Université de Nantes (IREENA-CRTT), pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Je remercie Monsieur Abdel Mounaim Tounzi, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, et Monsieur Jean-Frédéric CHARPENTIER, Maître de conférences HDR à l'Ecole Navale de Brest (BCRM), pour avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs. Leurs remarques éclairées m'ont été d'une utilité précieuse.

Je tiens aussi à remercier l'ensemble du personnel enseignants-chercheurs, techniciens et secrétaires du GREEN et particulièrement ceux de l'ENSEM pour leur amabilité source d'un

cadre de travail agréable. Plus particulièrement, je remercie Monsieur Farid MEIBODY-TABAR, Professeur à l'Université de Lorraine (ENSEM), pour sa disponibilité, ses conseils son aide précieuse et pour tout ce que j'ai pu apprendre à ses côtés.

A tous mes collègues et amis thésards avec qui j'ai partagé agréablement cette expérience je leur exprime ma pensée émue et leur adresse mes chaleureux remerciements. Je souhaite un bon courage à ceux qui n'ont pas encore soutenu leurs thèses.

Enfin, je remercie tous ceux et celles qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail, en me soutenant dans des périodes difficiles. Je pense particulièrement à ma sœur Flore FANKEM et à mon amie Gahelle FOTSO.

A mes parents feu M. FANKEM Daniel Ledoux

et Mme FANKEM Christine T clair

A mes frères et sœurs

SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	I
GLOSSAIRE.....	V
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE I GENERALITES SUR LES ACTIONNEURS POUR LE POSITIONNEMENT; APPLICATION EN AERONAUTIQUE.....	5
I.1. INTRODUCTION.....	7
I.2. LES ACTIONNEURS ELECTRIQUES DE POSITIONNEMENT	7
I.2.1. Définition et constitution matérielle	7
I.2.2. Les actionneurs de positionnement pour l'aéronautique.....	8
I.2.2.1. Les actionneurs électro-hydrauliques - EHA.....	9
I.2.2.2. Les actionneurs électromécaniques (EMA).....	9
I.2.2.3. Exigences et contraintes.....	10
I.3. LES MACHINES DANS LES ACTIONNEURS DE POSITIONNEMENT	10
I.3.1. Les machines à réductance variable	11
I.3.1.1. Définitions, principe de fonctionnement et génération de couple :	11
I.3.1.2. Différentes architectures de MRV.....	15
a) Les MRV à stator lisse : machines synchro-réductantes.....	15
b) Machines à réductance variables à stator et rotor saillants (double saillance).....	15
c) Machines à réductance excitées.....	17
I.3.1.3. Polarité et "nombre de pas par tour" (résolution)	20
I.3.1.4. Alimentation et commande	21
a) Convertisseur à demi pont asymétrique à courant unidirectionnel	21
b) Convertisseur à courant unidirectionnel et à un élément commandable par bras.....	22
c) Convertisseur à courant unidirectionnel et à un élément commandable par bras et à un seul capteur de courant.	23

I.3.2. Les machines synchrones à aimants permanents	24
I.3.2.1. Architectures	24
I.3.2.1. Alimentation	25
I.3.2.2. Couple électromagnétique.....	26
I.4. LES DEFAUTS DANS LES ACTIONNEURS.....	27
I.4.1. Les défauts sur le système de puissance :	27
I.4.2. Les défauts dans le système de commande :.....	27
I.4.3. Les défauts sur la machine :	29
I.4.4. Actionneurs tolérants les défauts.	30
I.4.4.1. Différents types de redondances.	30
a) Double actionneur	30
b) Redondance partielle ou totale du convertisseur.....	31
c) Les machines double étoile.....	32
I.4.4.2. Actionneurs redondants en présence de défaut.....	33
I.5. PROBLEMATIQUE ET OBJECTIFS.....	34
I.6. CONCLUSION.....	37
 CHAPITRE II ELEMENTS THEORIQUES ET PRATIQUES DE MODELISATION ET DE CONCEPTION.....	 39
II.1. INTRODUCTION.....	41
II.2. LES MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE	41
II.2.1. Hypothèses	42
II.2.2. Coupe axiale des MRV ou MRVH :	42
II.2.3. Calcul et expression analytique des perméances de plots.....	43
II.2.3.1. Calcul EF de perméances	44
II.2.3.2. Analyses spectrales et expressions analytiques des perméances.	45
II.2.4. Modèle couplé éléments finis 2D-réseau de perméances (modèle couplé 2D).....	47
II.2.4.1. Application à un circuit magnétique complexe	47
II.2.4.2. Circuit magnétique équivalent de la machine complète	48
II.2.4.3. Expression de toutes les perméances du circuit de la machine :	49
II.2.4.4. Résolution du circuit magnétique : algorithme itératif.	50
II.2.4.5. Calcul de la coénergie et du couple statique :	52
a) La coénergie	52
b) Le couple statique :	53
c) Analyses qualitative et quantitative de la coénergie et du couple statique:.....	54
II.2.4.6. Validation du modèle couplé 2D par son équivalent EF	55
II.2.4.1. Modèle dynamique de la MRV :	56
II.2.5. Cas particulier des machines à réluctance variable hybrides (MRVH)	63
II.2.5.1. Structure de la machine.....	63
II.2.5.2. Modèle de l'aimant	64
II.2.5.3. Circuit magnétique du modèle couplé équivalent	65
II.2.5.4. Généralisation au cas des machines multi-enroulements	68
II.2.5.5. Calcul des performances statiques de la MRVH	70
a) La coénergie :	70
b) Le couple statique.....	70

II.2.6. Modèles en régime dynamique.....	74
II.2.6.1. Cas d'une machine à enroulements simples : une bobine par plot.	74
II.2.6.2. Cas d'une machine à enroulements multiples : deux bobines par plot.	78
II.3. MODELISATION DES MSAP.....	83
II.3.1. Contexte et choix de la structure	83
II.3.2. Modèle de Park de la MSAP-double étoile	85
II.3.2.1. Modèle général de Park d'une MSAP	85
II.3.2.2. Modèle d'une MSAP-DE.....	86
II.3.3. Modèle commandé de la MSAP-DE :	89
II.3.3.1. Modèles de simulation en vue de la commande en mode sain et en défaut.....	89
II.3.3.2. Analyse des courants dans l'étoile en court-circuit lors que l'actionneur présente ce défaut.	90
II.4. CONCLUSION.....	94
 CHAPITRE III LES MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE "REDONDEES"	 97
III.1. INTRODUCTION.....	99
III.2. STRUCTURES A DEUX MRV OU MRVH MONTEES SUR UN MEME ARBRE.....	100
III.2.1. Le bobinage des machines :.....	100
III.2.2. Les MRV non excitées	101
III.2.2.1. Couple en régime statique.....	102
III.2.2.2. Etude dynamique	103
a) Essai à vide :.....	104
b) Essai en charge :	106
III.2.3. Les MRV hybrides	109
III.2.3.1. Calcul de performances statiques.....	110
a) Couple de détente	110
b) Couple statique.....	111
III.2.3.2. Etude dynamique :	113
a) Simulation en mode 1 d'alimentation :	114
b) Simulation en mode 3 d'alimentation :	117
III.3. LES MRVH A DEUX CANAUX D'ALIMENTATION.....	121
III.3.1. Bobinage de la machine	121
III.3.2. Etude du couplage entre les étoiles :	123
III.3.3. Calcul des performances statiques.....	126
III.3.3.1. Couple de détente.....	127
III.3.3.2. Couple statique	127
III.3.4. Etude dynamique.....	131
III.3.4.1. Performances dynamiques de la MRVH à deux canaux d'alimentation (MRVH-2C).....	132
a) Alimentation en mode 1	132
b) Alimentation mode 3	136
III.3.4.2. Validation du modèle dynamique de la MRVH à deux canaux d'alimentation	140
a) Comparaison avec des résultats expérimentaux :	140
b) Modèle dynamique simplifié : "modèle externe".....	141
III.4. CONCLUSION.....	146

CHAPITRE IV LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS A DOUBLE ETOILE (MSAP-DE).....	149
IV.1. INTRODUCTION :	151
IV.2. CHOIX DE LA STRUCTURE ET DIMENSIONS DE LA MSAP-DE :.....	152
IV.2.1. Géométrie et constitution:	152
IV.2.2. Quelques paramètres de la MSAP-DE équivalente :	154
IV.2.2.1. Forces électromotrices :	154
IV.2.2.2. Couple électromagnétique :	155
IV.2.2.3. Densités de courant :	155
IV.2.3. La machine synchrone double étoile ajustée :	156
IV.2.3.1. Géométrie et caractéristiques	156
IV.2.3.2. Bilan de puissance.....	158
IV.3. LES PERFORMANCES EN REGIME DYNAMIQUE DE LA MSAP-DE	160
IV.3.1. Calcul des paramètres du modèle de Park de la MSAP-DE	160
IV.3.1.1. Identification de : ψ_f , L_q , M_{q1q2} , M_{dq} et M_{d1q2}	160
IV.3.1.2. Identification de : L_d , M_{qd} , M_{d1d2} et M_{q1d2}	164
IV.3.2. Simulation des modèles commandés :.....	167
IV.3.2.1. Résultats de simulation de la MSAP-DE en mode sain :	169
IV.3.2.2. Résultats de simulation de la MSAP-DE en mode dégradé : une étoile en court-circuit triphasé	171
IV.3.2.3. Remarque et validation a posteriori du modèle de la MSAP-DE avec une étoile court-circuitée : ...	175
IV.4. CONCLUSION.....	176
CONCLUSION.....	177
BIBLIOGRAPHIE.....	183

GLOSSAIRE

AT	Ampère tour
ddpm	Différence De Potentiel Magnétique
fém	force électromotrice
fmm	force magnétomotrice
MRV	Machine à Réluctance Variable
MRVH	Machine à Réluctance Variable Hybride
MRVH-2C	Machine à Réluctance Variable Hybride à Deux Canaux d'alimentation
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MSAP-DE	Machine Synchrone à Aimants Permanents Double Etoile
N_r, N_{dr}	Nombre de dents rotoriques
N_s, N_{ds}	Nombre de dents statoriques
$N_p,$	Nombre de plots rotoriques
$N_{pt},$	Nombre de pas par tour
N_{sb}	Nombre de spires par bobine
r	Résistance d'une phase
i_k	Courant dans la k-ième bobine
V_k	Ampère tour portés par la k-ième bobine
P_k	Perméance du k-ième plot ou demi-plot
F_k	ddpm aux bornes de la perméance P_k
φ_k	Flux traversant la perméance P_k
Ψ_j	Flux total dans la j-ième phase
v_j	Tension aux bornes de la j-ième phase
Ω	Vitesse mécanique

θ	Position électrique
Γ_m	Couple moteur
Γ_{ch}	Couple de charge
ω	Pulsation électrique

INTRODUCTION

La compatibilité totale des actionneurs pas à pas avec le pilotage numérique permet leur intégration aux dispositifs les plus divers, notamment pour les applications du type "positionnement". La précision de plus en plus grande de leur positionnement peut atteindre aujourd'hui des millièmes de degrés (en rotation) ou des fractions de microns (en translation).

Les moteurs synchrones, non excités ou excités (radialement ou axialement) et alimentés par des convertisseurs électroniques à fréquence variable, autorisent d'envisager en fonctionnement pas à pas le positionnement du rotor en boucle ouverte ou en boucle fermée.

La précision du positionnement dépend du nombre de positions stables que l'on peut imposer appelé aussi « nombre de pas ». Ce dernier est fonction du nombre de phases, du nombre de paires de pôles, de la structure magnétique (stator et/ou rotor saillant), et du mode d'alimentation (une ou plusieurs phases alimentées simultanément).

Outre les machines synchrones, bien connues, d'autres structures moins classiques se sont développées grâce à leur simplicité de fabrication et d'alimentation par convertisseur

ainsi qu'à leur faible coût. L'utilisation des aimants permanents dans la construction des moteurs a amélioré leurs qualités et a favorisé une grande diversité de "topologie".

Une classification de ces types de machines permet de mettre en évidence les caractères communs et les différences fondamentales relatives aux diverses structures. Ceci nous permet de faire un choix plus aisé de la structure de machine la mieux adaptée au positionnement qui est l'application visée. Pour ce faire, il faudra tenir compte d'un certain nombre de contraintes qui orienteront le choix du type de moteur.

L'objectif principal est de choisir des structures permettant d'accroître les performances dynamiques de l'actionneur de positionnement, d'assurer le niveau de fiabilité requis et de réduire à couple donné, les pertes, l'encombrement et le coût du moteur ainsi que celui du convertisseur qui l'alimente. Pour accroître la fiabilité, les moteurs doivent être alimentés par des convertisseurs à nombre de composants réduits. De même, le contrôle de position doit être effectué en boucle ouverte et le nombre de capteurs nécessaire au contrôle des courants des phases doit être minimisé. Par contre, il est évident que le manque d'information causé par la minimisation du nombre de capteurs entraîne un surdimensionnement de la consommation du système liée à l'impossibilité du contrôle instantané de l'ensemble des variables d'état du système. Pour réduire l'encombrement, le moteur peut être associé à un réducteur mécanique. Cependant, il peut être intéressant de supprimer ce réducteur ou de réduire son rapport de réduction pour accroître la fiabilité du système, ce qui oriente le choix vers l'utilisation des moteurs pas à pas (excités ou non excités) à nombre de pas bien plus élevés.

Dans le premier chapitre de notre travail, nous présentons des machines pour des applications de positionnement, une description de leur principe de fonctionnement, quelques-unes de leurs architectures ainsi que leurs systèmes d'alimentation. Les actionneurs étudiés dans le cadre de cette thèse étant destinés à une application de positionnement dans l'aéronautique, nous abordons les notions et les problèmes liés à la continuité de service. En fin de chapitre, quelques solutions permettant d'assurer la continuité de service sont présentées. Même si la continuité du service est assurée, la qualité de celui-ci peut être altérée par des perturbations engendrées par un défaut. Il convient alors de prévoir des solutions permettant de réduire ou dans le meilleur des cas d'annuler ces perturbations soit dans la structure même de la machine pendant sa conception, soit par des stratégies de commandes en cas de défaut.

Dans le chapitre deux nous développons des modèles de machines que nous souhaitons évaluer pour le positionnement, à faible couple et basse vitesse donc à faible puissance, et tout en assurant la continuité de service. Les machines retenues sont les machines à reluctance variable (MRV) excitées ou pas, commandées en boucle ouverte et les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) commandées en boucle fermée.

Dans un premier temps nous mettons sur pied un modèle des MRV basé sur un réseau de perméance qui tient compte de la géométrie et de l'état de saturation magnétique de la machine. L'accent sera mis sur la définition et l'expression de la perméance de plot en fonction de la position des armatures de la machine (l'une par rapport à l'autre) et l'état de saturation du dit plot. Cette perméance de plot est le module de base du réseau de perméances des machines à reluctance que nous étudierons. A partir des modèles réseau de perméances de la MRV dessinés en observant leurs équivalents éléments finis (EF) 2D, nous développons les modèles réseau de perméances des machines à reluctance variable hybrides (MRVH), à un ou deux canaux d'alimentation qui sont des machines 3D dont la structure est plus complexe.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons les modèles classiques de Park des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) avant de développer ceux de la machine synchrone à aimants permanents double étoiles (MSAP-DE) qui est l'une des machines que nous choisissons pour équiper l'actionneur de positionnement tolérant les défauts. Le défaut le plus probable de MSAP-DE étant la mise en court-circuit de l'une des phases de la machine, nous analyserons les courants dans une étoile lorsque celle-ci est en court-circuit triphasé et que la machine est en mouvement. De cette étude nous identifions les paramètres de la machines sur lesquels ils possible d'agir pour limiter ces courants.

Le chapitre trois quant à lui est consacré à l'analyser des comportements à l'évaluation des performances des différentes structures d'actionneurs de positionnement tolérant les défauts, équipés de MRV ou MRHV. A partir des différents modèles de MRV, MRVH et MRVH à deux canaux d'alimentation (MRVH2C) en régimes statiques ou en régimes dynamiques, que nous avons développés au chapitre 2, plusieurs simulations sont effectuées

Dans le quatrième chapitre, nous dimensionnons une MSAP-DE de faible puissance et basse vitesse, d'encombrement au plus égal à celui de la MRVH2C et dont les courants de court-circuit sont limités par les résistances de phase. Les modèles de la MSAP-DE développés au chapitre deux sont utilisés pour simuler le comportement de cette machine quand elle est saine ou en présence de défaut.

Chapitre I

GENERALITES SUR LES ACTIONNEURS POUR LE POSITIONNEMENT ; APPLICATION EN AERONAUTIQUE

I.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous donnons une définition des actionneurs en insistant sur les actionneurs de positionnement en aéronautique et par la suite nous nous intéressons à de tels actionneurs équipés de machines rotatives dont nous décrivons différentes structures, différents modes de fonctionnement, différents types d'alimentations. Ces actionneurs étant conçus pour des applications de positionnement dans l'aéronautique, après un rappel sur les éventuels défauts qui peuvent apparaître sur les machines ou leurs convertisseurs, nous nous intéresserons aux solutions permettant d'assurer la continuité du service en cas de défaut. Des différentes structures d'actionneurs de positionnement qui tolèrent les défauts, nous choisirons celles qui à notre sens sont les mieux adaptées.

I.2. LES ACTIONNEURS ELECTRIQUES DE POSITIONNEMENT

I.2.1. Définition et constitution matérielle

D'après le dictionnaire Larousse, un actionneur est un appareil ou un organe permettant d'agir sur une machine ou un processus en vue de modifier son comportement ou son état. Cet appareil ou organe peut être un ensemble constitué d'une source de puissance, d'un système de commande et d'une machine (ou moteur). Suivant le type de machine qui permettrait de générer le mouvement, l'actionneur de positionnement peut être pneumatique, hydraulique, électrique (électromécanique ou même piézo-électrique).

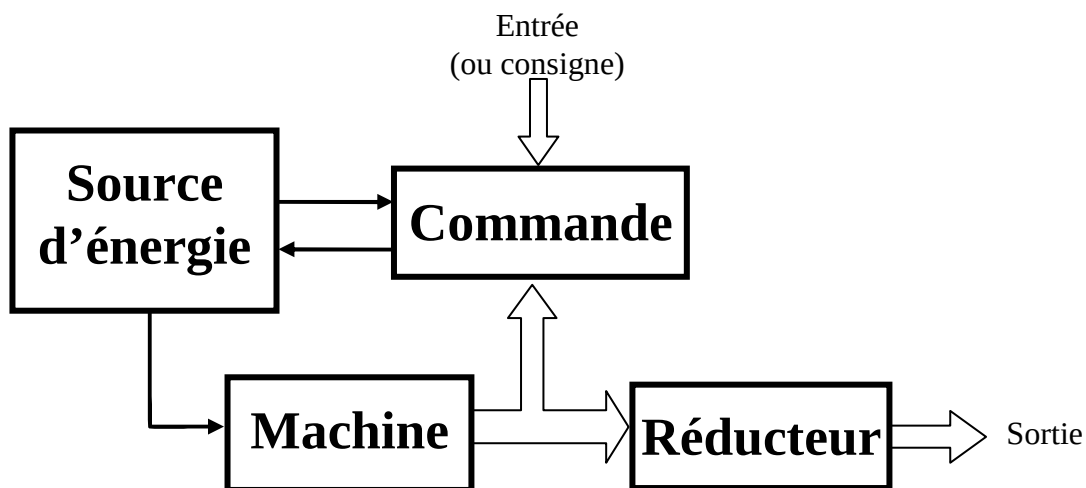


Figure I-1 Schéma de principe d'un actionneur de positionnement.

Si cet actionneur est électrique, il peut désigner une machine électrique asservie à une consigne, pour laquelle la propriété de convertir le signal prime sur celle du rendement énergétique [KAN89]. C'est donc un convertisseur électromécanique, destiné à convertir un

signal électrique (impulsion ou train d'impulsions de pilotage) en déplacement mécanique (angulaire ou linéaire). Le schéma de la figure I-1 résume le principe de fonctionnement d'un actionneur de positionnement.

Parce que les machines tournantes présentent certains atouts tels qu'un faible coût de fabrication, un pilotage simple (une commande simple), un fort couple volumique, une faible inertie, un rendement élevé... ; elles sont majoritairement utilisées dans les actionneurs électriques. Pour cette raison, dans la suite, nous ne traitons que des actionneurs de positionnement électriques rotatifs.

I.2.2. Les actionneurs de positionnement pour l'aéronautique

Dans les avions, suite aux instructions venant du pilote ou du pilote automatique, ou même des passagers, diverses actions sont menées par de nombreux actionneurs. Ainsi, que ce soit la commande de vol, la sortie du train d'atterrissage, la gestion du débit (ou de la pression) des fluides dans le réseau hydraulique ou même du carburant, ou encore le réglage de la position des sièges, tous ces services sont réalisés à la demande par des actionneurs.

Initialement (dans les premiers avions), certains services comme la commande de vol par exemple étaient réalisés mécaniquement par le pilote qui manœuvrait au moyen de câble, tringles et bielles [GIF83][MAM10]. Ce type de technologie, qualifiée de "technologie mécanique" convenait aux aéronefs de petite taille.

Actuellement, pour faciliter les manœuvres dans certains gros avions, l'entrée mécanique de la commande est maintenue mais la source de puissance est maintenant hydraulique. Les actionneurs ainsi constitués sont dits « hydromécaniques ».

Pour réduire sa masse, et faciliter la commande, l'entrée mécanique d'un actionneur hydromécanique peut être remplacée par son équivalent électrique. Dans le cas de la commande de vol, cette technologie est dite Fly By Wire (FBW).

La source de puissance peut aussi être électrique ; la technologie correspondante est le Power By Wire (PBW). Ici, l'hydraulique est soit réduite (cas des actionneurs Electro-Hydrostatiques ou électro Hydrostatic Actuator ou encore EHA), soit supprimée comme c'est le cas dans les actionneurs électromécaniques (électromécanique actuator ou EMA).

Avec des actionneurs comme ceux de la technologie FBW ou les EHA, les avions sont "plus électriques" et si tous les actionneurs étaient du type EMA, les avions sont alors dits "tout électriques" [VAN03][WHE03]. La maintenance des avions est alors facilitée et de plus courte durée.

I.2.2.1. Les actionneurs électro-hydrostatiques - EHA.

Un actionneur électro-hydrostatique est un actionneur dont le circuit hydraulique est réduit et localisé. La puissance est issue d'un moteur électrique qui fournit la pression nécessaire pour réaliser la manœuvre souhaitée, et la commande est électrique. Les actionneurs EHA cumulent les avantages qu'offrent les moteurs électriques (compacité, commande aisée, réponse rapide...) et les systèmes hydrauliques (fiabilité). Un autre avantage et non des moindres de cette technologie est la possibilité de dupliquer sur un EHA les modes opératoires d'un actionneur hydraulique conventionnel.

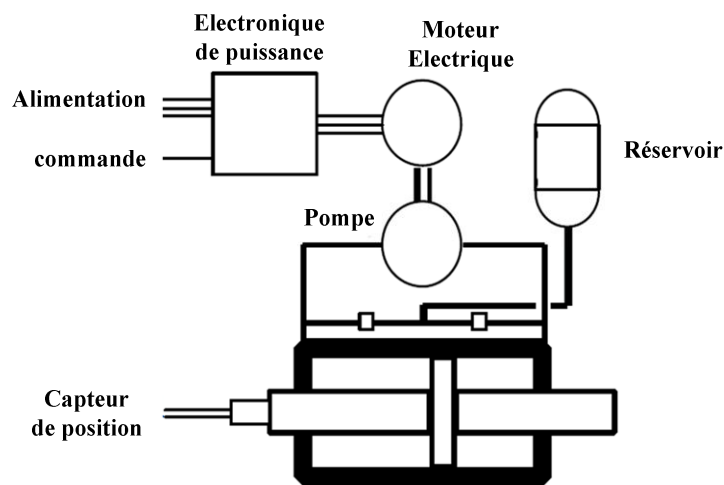


Figure I-2 Schéma de principe d'un EHA [VAN03].

I.2.2.2. Les actionneurs électromécaniques (EMA).

Contrairement aux EHA, les actionneurs électromécaniques ne possèdent pas de circuit hydraulique. Le transfert de la puissance se fait mécaniquement au moyen de réducteurs ou de vis sans fin. La figure I-3 montre le schéma de principe d'un EMA.

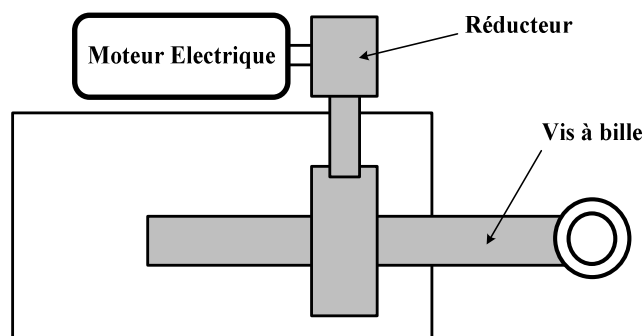


Figure I-3 Schéma de principe d'un EMA.

Suivant les grandeurs de puissances ou de vitesses mises en jeu, les EMA peuvent être soit à attaque directe et dans ce cas le rotor du moteur électrique est lié directement au système à entraîner, soit déporté et muni d'un étage réducteur (figure I-3).

L'utilisation des EMA peut être motivée par les avantages tels que la suppression du réseau hydraulique, la réduction du coût de la maintenance, une commande aisée de l'actionneur (précision et vitesse, grâce à la présence du moteur électrique), la réduction des masses et même l'impact environnemental.

I.2.2.3. Exigences et contraintes

Dans l'aéronautique, en plus des propriétés qu'ont les actionneurs dans un environnement "normal", ceux-ci se doivent d'être aussi compacts que possible (car chaque gramme ou cm^3 en moins représente un gain en énergie ou en autonomie). La sûreté d'un aéronef implique la disponibilité de tous ses organes y compris ses actionneurs. Ceux-ci doivent être disponibles et leur service continu, quelles que soient les circonstances. Ainsi ils doivent se soumettre à quelques critères et principes extraits de la norme NF X 60-500 dont nous donnons quelques définitions :

- **Les critères de défaillances** : la défaillance correspond à une altération du dispositif à accomplir sa tâche.

- **Les critères de pannes** : suite à une défaillance le système est dans l'incapacité totale d'effectuer sa fonction principale.

- **La fiabilité** : le dispositif doit être en mesure d'assurer la continuité de service.

- **La disponibilité** : elle correspond à la faculté du dispositif d'assurer une fonction requise en supposant que tout autre élément extérieur au dispositif contribue sans défaillance à la fonction.

- **La "maintenabilité"** : elle correspond à la faculté du système à pouvoir être réparé ou évoluer dans son environnement.

- **La tolérance aux fautes** : il s'agit de la détection et du traitement des défaillances en vue d'assurer la continuité de service par reconfiguration du dispositif.

I.3. LES MACHINES DANS LES ACTIONNEURS DE POSITIONNEMENT

Les actionneurs électriques de positionnement sont majoritairement équipés de machines dites pas à pas. Suivant l'état magnétique (qui dépend des courants dans les différentes bobines et éventuellement des aimants) des différentes pièces qui les constituent, les rotors de ces machines ont des positions d'équilibre stables. Le changement d'état

magnétique, suite à une modification des courants dans les bobinages par exemple, provoque un déplacement du rotor qui se meut vers une nouvelle position d'équilibre correspondante. Les déplacements de la machine sont donc synchrones.

Parmi les moteurs pas à pas, nous pouvons citer les machines à réluctance variable (MRV), les machines synchrones à aimant permanent (MSAP) et les machines à reluctance variable et à aimant permanent, encore appelées machines à reluctance variable hybrides (MRVH) [JUF04][FAN10][MES01].

Du point de vue électrotechnique, le moteur pas à pas classique ressemble à une machine synchrone dont le stator porte les enroulements de pilotage et le rotor est constitué par une pièce ferromagnétique dentée (figure I-4). La machine peut être excitée ou non par des aimants permanents au stator ou au rotor.

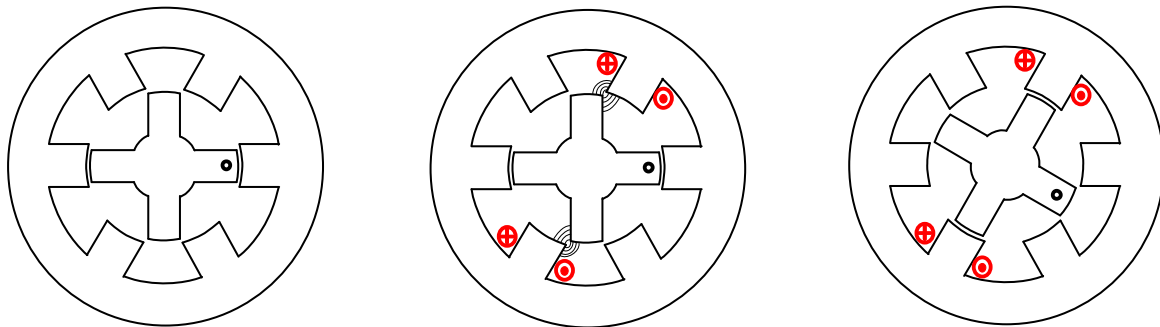


Figure I-4 Changement de la position du rotor suite à une modification de l'alimentation.

Le rotor se positionne de sorte que le flux qui traverse l'entrefer soit maximal.

I.3.1. Les machines à réluctance variable

Les machines à réluctance variable (MRV) sont des machines sans balais, généralement à rotor et stator saillants. Les MRV englobent toutes les machines électriques dont le couple est produit par la tendance qu'ont leurs parties mobiles à se déplacer vers des positions où le flux traversant l'entrefer est maximal [MIL02][MIL93].

I.3.1.1. Définitions, principe de fonctionnement et génération de couple :

Le principe de fonctionnement des machines à réluctance variable peut être décrit en s'aidant de la MRV élémentaire de la figure I-5 [MAI04A]. Elle est constituée de deux armatures ferromagnétiques dont l'une est fixe et l'autre mobile autour d'un axe. Son circuit magnétique est par conséquent déformable. L'armature fixe porte une bobine ayant une spire parcourue par un courant.

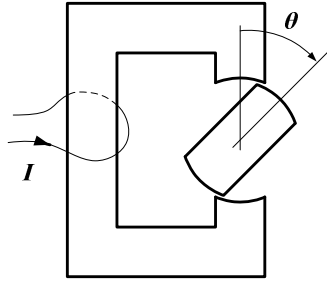


Figure I-5 Circuit magnétique d'une MRV élémentaire.

Lorsque la bobine de la MRV élémentaire de la figure ci-dessus est alimentée, le flux traversant l'entrefer est une fonction de la force magnétomotrice (fmm) $F=I$ et de la position θ de l'armature mobile (rotor) par rapport à celle fixe (le stator).

$$\varphi = \varphi(F, \theta) \quad (I.1)$$

Si nous supposons que les fuites de flux sont négligeables, la **réductance** du circuit magnétique, fonction de la saturation (via la fmm) et de θ est :

$$R(F, \theta) = \frac{F}{\varphi(F, \theta)} = \frac{1}{P(F, \theta)} \quad (I.2)$$

P est la **perméance** du circuit magnétique.

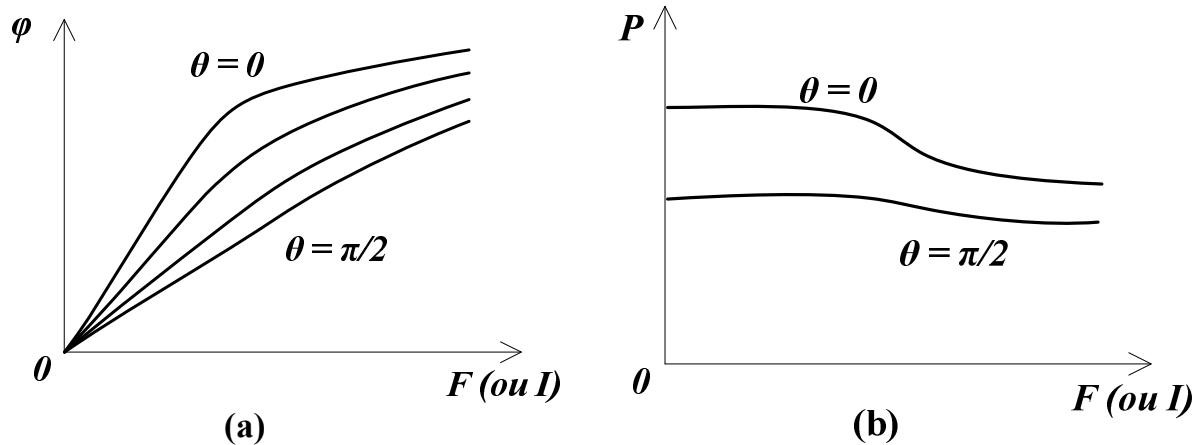


Figure I-6 (a) Flux fonction de la force magnétomotrice. (b) Perméances fonction de la force magnétomotrice.

Les figures ci-dessus nous donnent les allures des flux et des perméances en fonction de la fmm et de la position. Lorsque la fmm est faible, le flux coupé par une spire est proportionnel au courant et la perméance du circuit magnétique est constante pour une position θ donnée. Le matériau magnétique n'est pas saturé. Pour des fortes valeurs de F , le matériau se sature et les caractéristiques de flux et perméances sont non linéaires.

Si la spire de la machine élémentaire ci-dessus est soumise à la tension $v(t)$, celle-ci vérifie l'équation :

$$v(t) = ri(t) + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.3)$$

La puissance instantanée fournie à la machine élémentaire est alors :

$$p(t) = v(t)i(t) = ri^2(t) + i(t) \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.4)$$

Cette puissance inclue les pertes Joule et un terme qui représente à la fois la variation d'énergie magnétique dans la machine et la puissance mécanique. Le couple électromécanique Γ_e vérifie la relation :

$$\Gamma_e \frac{d\theta}{dt} = i(t) \frac{d\varphi}{dt} - \frac{dW_m}{dt} \quad (I.5)$$

Sous forme variationnelle, cette équation devient :

$$\Gamma_e \delta\theta = i(t) \delta\varphi - \delta W_m \quad (I.6)$$

Du théorème des travaux virtuels, nous déduisons l'expression du couple électromécanique fonction de l'énergie, lors d'un déplacement infinitésimal $\partial\theta$ à flux constant.

$$\Gamma_e = - \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \quad (I.7)$$

Si le déplacement infinitésimal $\partial\theta$ se fait à courant constant, alors nous pouvons écrire $i(t)\partial\varphi = \partial(i(t)\varphi)$. Le couple peut alors s'écrire :

$$\Gamma_e = \frac{\partial[i(t)\varphi - W_m]}{\partial \theta} = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (I.8)$$

Dans cette équation, $W_c = i(t)\varphi - W_m$ est la **coénergie** encore appelée énergie complémentaire. De l'expression classique de l'énergie magnétique [LAP07][MAI04A][NOG05] $\partial W_m = \int_v \vec{H} \partial \vec{B} dv$ nous en tirons :

$$\partial W_m = i \partial \varphi \quad (I.9)$$

A partir de la définition de la coénergie et l'expression de la variation de l'énergie (I.22) donne :

$$\partial W_c = \varphi \partial i \quad (I.10)$$

Supposons maintenant que la MRV décrite précédemment ait une bobine comportant n spires et que cette bobine soit alimentée en tension comme le montre la figure I-7 ci-dessous.

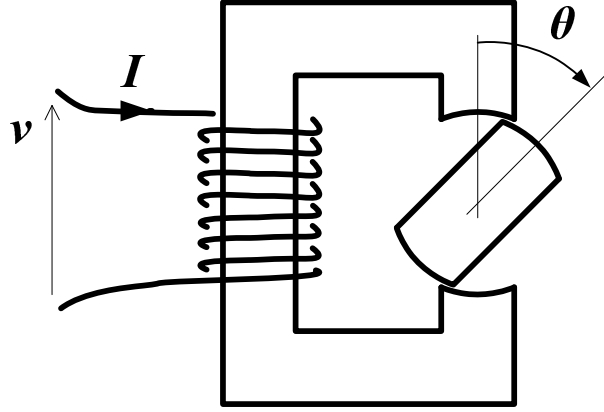


Figure I-7 MRV monophasée.

Le flux total à travers cette bobine ainsi constituée est :

$$\psi = \psi(F, \theta) = n\phi(F, \theta) \quad (\text{I.11})$$

Si r est la résistance de cette bobine, la tension à ses bornes vérifie l'équation :

$$v(t) = ri(t) + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{I.12})$$

Les variations d'énergie et de coénergie sont maintenant :

$$\partial W_m = i\partial\psi \text{ et } \partial W_c = \psi\partial i = \phi\partial F \quad (\text{I.13})$$

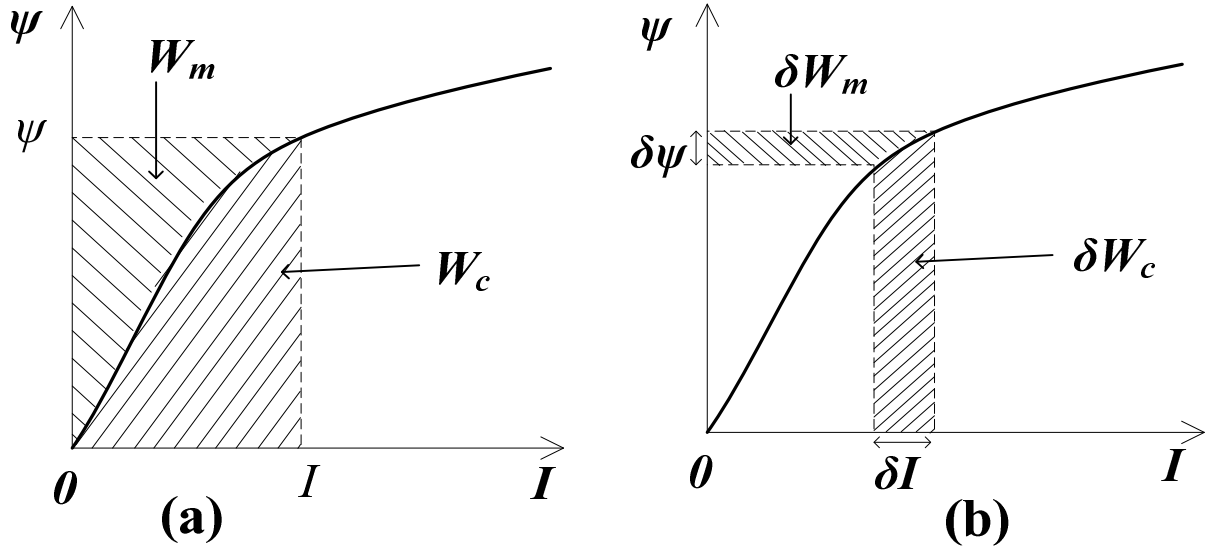


Figure I-8 L'énergie et la coénergie et leurs variations.

Lorsque la machine n'est pas saturée, l'énergie et la coénergie sont égales. Le couple dans ces conditions vaut [SOA01][ICH03]:

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} i(t) \frac{\partial \phi}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2(t) \quad (\text{I.14})$$

où $L(\theta)$ l'inductance de la bobine qui constitue la phase de la machine.

I.3.1.2. Différentes architectures de MRV

Le rotor de la MRV monophasée de la figure I-7 reste immobile quel que soit le courant, si initialement, il est à la position $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ ou $\theta_0 = 0$. Cette machine ne démarre donc pas pour toutes les valeurs de la position initiale de son rotor. Une MRV pouvant démarrer quelle que soit la position initiale de son rotor a une structure plus complexe : elle doit avoir plusieurs plots (ou dents) au stator et au rotor. Pour que cette machine soit commandable au sens où elle peut tourner indifféremment dans le sens horaire ou dans le sens trigonométrique, elle doit être polyphasée avec un nombre de phases supérieur ou égal à trois [SAR81][SAR87][MIL93] [MIL02].

Les MRV que nous étudierons dans la suite, sont pour les raisons évoquées ci-dessus des machines polyphasées (ayant au minimum trois phases car elles offrent la possibilité de tourner dans les deux sens) à rotors saillants et de stators pouvant être lisses ou saillants.

a) Les MRV à stator lisse : machines synchro-réductantes

Les machines synchro-réductantes sont des machines ayant un rotor généralement massif à pôles saillants non excités et un stator lisse, identique aux stators de machines asynchrones (MAS) ou synchrones à aimants permanents (MSAP). Ce sont des machines synchrones, dont les principaux handicaps sont les ondulations du couple qu'elles produisent et leur faible facteur de puissance ($\cos\phi \approx 0,66$) [HAM09]. Dans des applications de positionnement, la nature de leur rotor massique, implique une inertie importante, qui aura une influence sur les accélérations et décélérations de la machine. Cette machine présente les avantages suivants : pas de pertes au rotor puisque celui-ci n'est pas excité ; son alimentation peut être très simple car semblable à celle des MAS ou MSAP.

b) Machines à réductance variables à stator et rotor saillants (double saillance)

Pour augmenter le couple réductant (et donc le couple total), le stator de la MRV peut comme son rotor être denté. La machine obtenue est telle qu'une machine à réductance variable triphasée (MRV6-4 classique à six dents au stator et quatre dents au rotor) par exemple (voir figure), que nous utiliserons pour expliquer le fonctionnement pas à pas de ce type de machine.

La MRV 6-4 comporte quatre dents au rotor et six dents (ou plots) au stator, sur lesquelles sont enroulées des bobines. Chaque phase est réalisée en connectant en série de deux bobines de plots (ou dents) statoriques diamétralement opposés. Les phases 1, 2 et 3 sont alimentées successivement dans cet ordre et une seule à la fois. Quand une phase est

alimentée, le rotor se déplace et se positionne de façon que les dents de la phase alimentées soient face à des dents rotoriques ; c'est une position dite "*d'équilibre stable*".

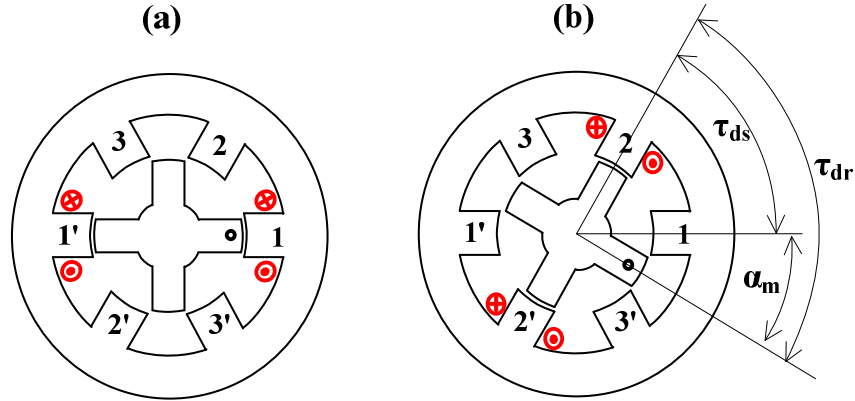


Figure I-9 Machine à réluctance variable triphasée 6-4.

Supposons que la machine soit alimentée en courant uniquement sur la phase 1, son rotor se positionne alors de façon à ce le flux à travers cette phase soit maximal (figure I-9-a). Après une commutation de l'alimentation de la phase 1 à la phase 2, la position d'équilibre du rotor est celle de la figure I-9-b. Celui-ci a effectué un déplacement angulaire α_m qui est le **pas** de la machine. Par définition, le **pas** de la machine est le plus petit écart angulaire entre deux positions d'équilibre stable du rotor. Il donné par la relation [SOA01] :

$$|\alpha_m| = |\tau_{ds} - \tau_{dr}| = 2\pi \left| \frac{1}{N_{ds}} - \frac{1}{N_{dr}} \right| \quad (I.15)$$

Avec τ_{ds} et τ_{dr} , respectivement, les pas dentaire statorique et rotorique. N_{ds} le nombre de dents statoriques et le nombre N_{dr} rotoriques.

Le nombre de pas par tour est alors[SAR87] [JUF04] :

$$N_{pt} = \frac{N_{ds}N_{dr}}{|N_{ds} - N_{dr}|} \quad (I.16)$$

Pour augmenter la résolution de la machine, ce qui revient à diminuer son pas, il est possible d'augmenter le nombre de plots (ou dents) statoriques. Mais pour des machines de petites dimensions, au-delà d'un certain nombre de plots, il ne reste plus assez de place pour le bobinage. Une autre solution consiste à denter les différents plots statoriques. La figure I-10 est le schéma de la coupe axiale d'une MRV à plots dentés. Cette machine est faite de huit plots statoriques ($N_{ps} = 8$), ayant chacun trois dents ($N_{dps} = 3$). Les plots statoriques portent tous des bobines identiques (bobinages concentriques). Les bobines des plots diamétralement opposés sont connectées deux à deux pour former les quatre phases de la machine. Son rotor

est massif et uniformément denté ($N_{dr} = 26$). Le pas dentaire sur chacun des plots est égal au pas dentaire rotorique.

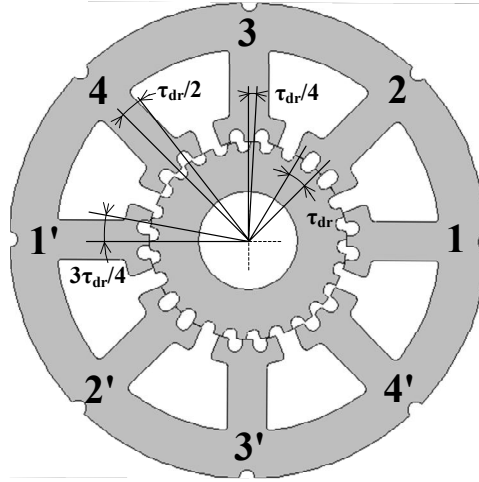


Figure I-10 Machine à réluctance variable à plots statoriques dentés.

Pour une MRV à plots dentés, si m est le nombre de phases, par rapport à la position électrique du rotor, les dents appartenant à deux phases distinctes et adjacentes sont déphasées mécaniquement de $\frac{\tau_{dr}}{m}$. Le pas de cette machine qui par définition est l'écart angulaire entre deux positions d'équilibre stable consécutives est donc :

$$\alpha_m = \frac{\tau_{dr}}{m} = \frac{2\pi}{mN_{dr}} \quad (I.17)$$

Le nombre de pas par tour est alors :

$$N_{pt} = \frac{2\pi}{\alpha_m} = mN_{dr} \quad (I.18)$$

Certain auteurs [RAB91][MOR05] ont travaillé sur l'optimisation de la taille et des formes des dents pour différentes applications. Ainsi, suivant la gamme de vitesse d'utilisation de la machine, les fonds d'encoches peuvent être rectangulaires (pour les basses vitesses) ou arrondies (vitesses élevées). Un compromis entre ces deux architectures est celle à fond d'encoches trapézoïdales. Suivant que la machine est unidirectionnelle (rotation dans un sens) ou bidirectionnelle (possibilité de tourner dans les deux sens), les dents rotoriques ou statoriques peuvent être symétriques ou non.

c) Machines à réluctance excitées

Parce que le couple produit par les MRV ne dépend pas de la polarité de la machine, pour accroître la puissance volumique de MRV classiques, on insère des aimants au rotor ou/et au stator. Les MRV obtenues sont alors excitées en permanence ; elles sont dites hybrides (**MRVH**). Sans source d'alimentation autre que celle des aimants, la machine

obtenue peut être vue comme deux machines homopolaires sur un même axe. Les polarités de ces machines homopolaires étant différentes, pour que les couples produits aient le même signe, l'une des demi-machines doit être déphasée d'une demi-période électrique par rapport à l'autre (voir figure I-11 et figure I-12 -b). La saillance des armatures statorique et rotorique de ces machines est telle que même sans alimentation, elles présentent sur leur arbre un couple dit **couple de maintien** (ou **couple de détente**), et donc la possibilité de "mémoriser" une position à l'arrêt.

Différentes configurations sont alors possibles :

- **Les MRVH à aimant uniquement au rotor** où il est possible d'utiliser presque tout type d'aimant (gros volume pour les aimants à faible induction rémanente et plus petit pour les aimants à base de terres rares), grâce à la configuration du rotor qui est fait de deux couronnes à griffes creuses entre lesquelles un volume conséquent d'aimant peut être logé.

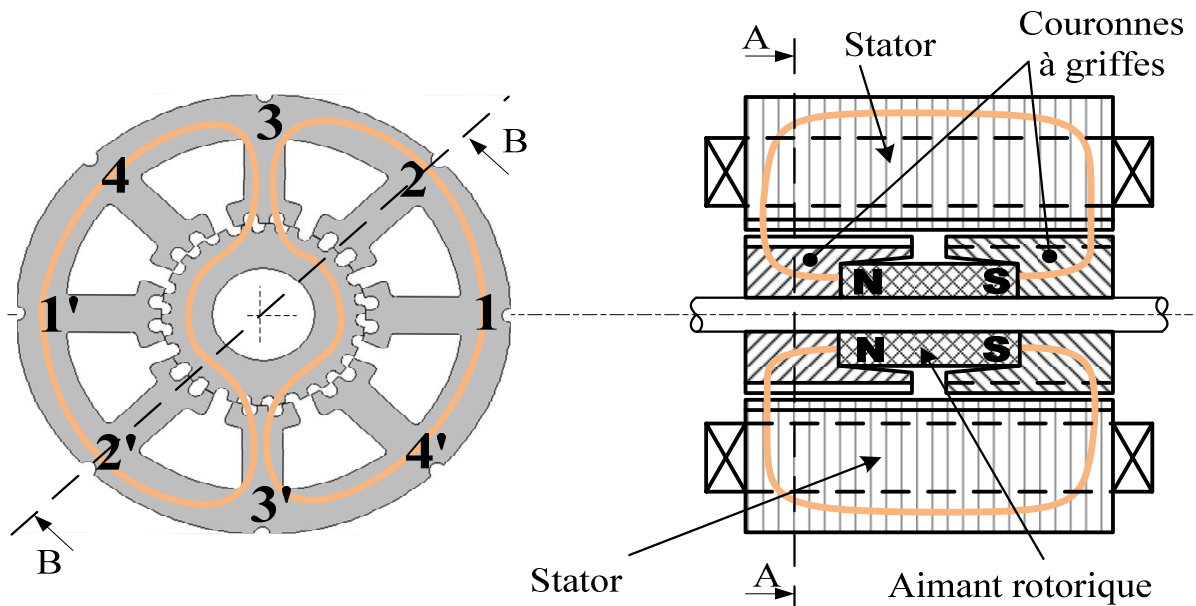


Figure I-11 Coupes axiale (A-A) et transversale (B-B) d'une machine à réluctance variable hybride à plots statoriques dentés et à aimant rotorique.

La figure I-11 permet de voir d'une part les trajets (en orange clair) du flux homopolaire d'aimant sur la coupe transversale et d'autre part quelques lignes de champs hétéropolaire sur la coupe axiale de la MRVH.

- Les MRVH à aimant uniquement au stator

La figure ci-dessous nous montre des vues en trois dimensions (3D) des armatures d'une MRVH à plots dentés et à aimant au stator.

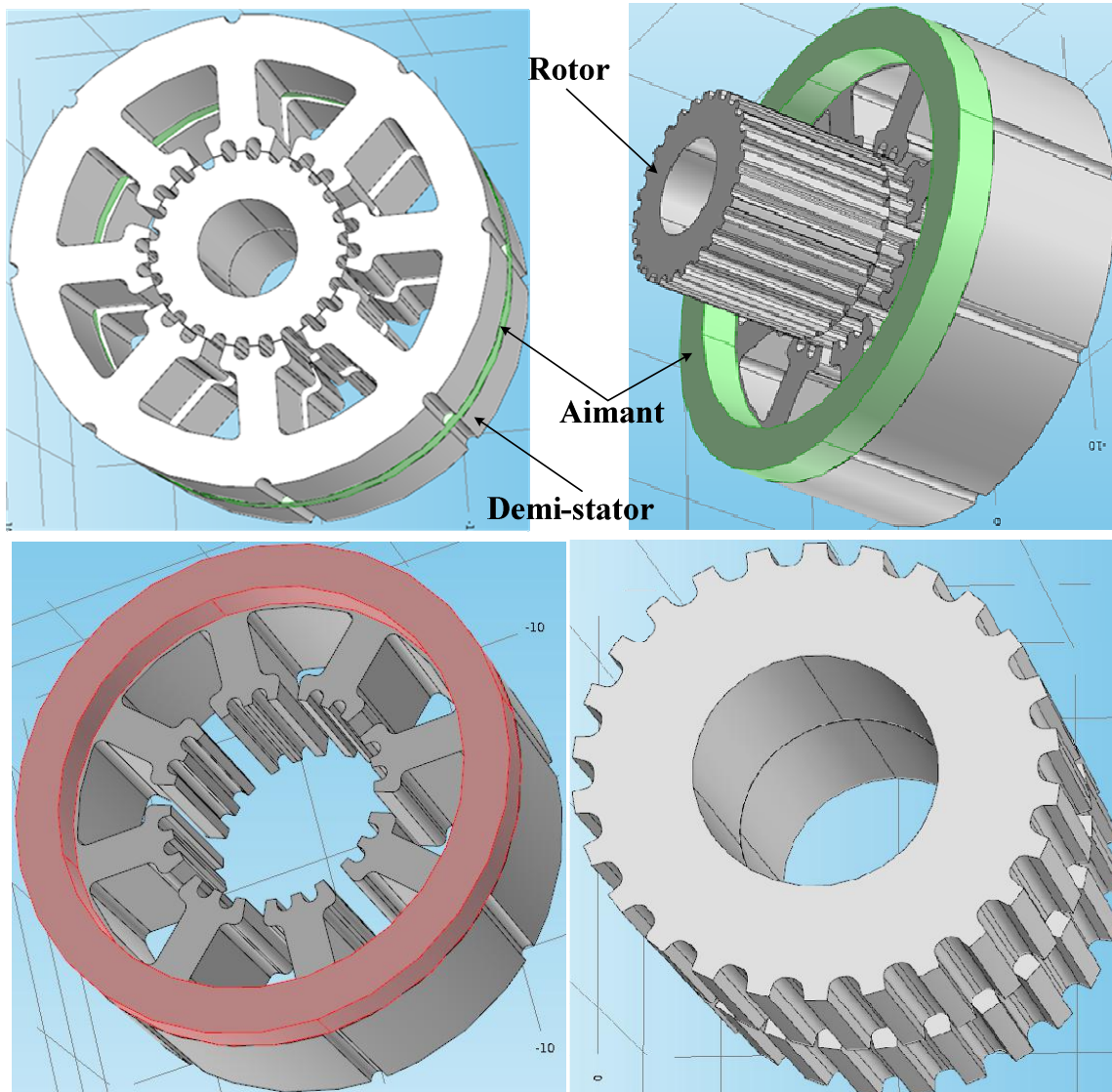


Figure I-12 Vues 3D total ou partiel des armatures statorique et rotorique d'une machine à réluctance variable à aimant statorique

Dans ce type de configuration, la longueur de l'aimant doit être la plus faible possible pour ne pas réduire la longueur utile de la machine et par conséquent sa puissance volumique. Pour une puissance volumique d'aimant conséquente, les aimants sont généralement dans ce cas des terres rares (des alliages de Néodyme, Fer et Bore ou de Samarium et cobalt). Le bobinage des MRVH (qui n'est pas représenté) est généralement fait de bobines concentriques, réalisées autour des différents plots statoriques.

Il existe aussi des MRVH à aimant au rotor et au stator. Dans ces configurations, les puissances volumiques des aimants devront être calculées de manière à ce que certains aimants ne court-circuitent pas les autres.

I.3.1.3. Polarité et "nombre de pas par tour" (résolution)

Les machines à réluctance rotatives utilisées dans des applications de positionnement sont généralement polyphasées (au minimum triphasées) pour assurer d'une part la rotation dans les deux sens et d'autre part la possibilité d'augmenter la résolution de la machine.

Pour les MRV (sans excitation au rotor) la condition d'existence du couple est donnée par la relation :

$$\pm N_r \pm N_s = \pm 2p \quad (\text{I.19})$$

Avec N_r le nombre de dents au rotor, N_s le nombre de dents au stator et p le nombre de paires de pôles. Le couple est généré à la vitesse de synchronisme Ω telle que :

$$\Omega = \pm \frac{\omega}{N_r} \quad (\text{I.20})$$

Dans (I.20) ω est la fréquence de créneau de courants positifs statoriques.

Pour les machines polyphasées à excitation homopolaire continue ou alternative la condition d'existence du couple s'écrit [SAR81][MAI04B]:

$$|N_r - N_s| = p \quad (\text{I.21})$$

La vitesse de synchronisme de la machine est donnée par la relation (I.20) pour une excitation homopolaire continue.

Si la machine (MRV ou MRVH) est alimentée par des courants alternatifs (créneaux alternatifs ou sinusoïdes) la vitesse de synchronisme est liée à la pulsation des courants par la relation :

$$\Omega = \pm \frac{2\omega}{N_r} \quad (\text{I.22})$$

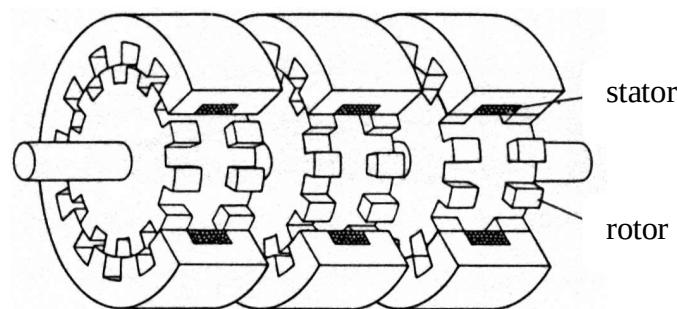


Figure I-13 Machine à réluctance variable "multistack"[KEN92].

Dans le but d'augmenter la résolution ou même la puissance massique (ou volumique) les MRV peuvent être constituées de plusieurs couches : on parle alors de machines "multistack" (voir figure I-13). Dans certaines configurations de machines "multistack", chaque phase peut être bobinée sur une seule couche, ce qui assure le quasi découplage avec les autres [SEG94][ACA07].

I.3.1.4. Alimentation et commande

Pour établir ou modifier la répartition des flux dans les MRV ou MRVH, des ondes de courant sont imposées dans les bobinages des différentes phases des machines. Ces ondes de courants pouvant être des sinusoïdes ou des créneaux. Le couple moyen produit sur un cycle de fonctionnement est plus élevé avec une alimentation par créneaux de courants plutôt que des courants de formes sinusoïdales [MAI04A], dans la suite toutes les alimentations des MRV ou MRVH seront faites par des créneaux de courants.

Pour les MRV non excitées, la minimisation du nombre de composants du convertisseur (ce qui implique une minimisation du coût et même de l'encombrement) passe par le choix d'un moteur triphasé ou tétraphasé (figure I-9, figure I-10). Pour des raisons liées à l'augmentation du nombre de pas par tour, la MRV tétraphasé est préférée. L'utilisation d'un réducteur mécanique de faible rapport permet d'accroître la résolution de la machine mais l'actionneur est plus encombrant.

Des études ont montré qu'en régime linéaire, le couple produit par les MRV est proportionnel au carré du courant [MIL93] [KRI01] [SOA01]. Dans [MAI04A] il est démontré que même en tenant compte de la saturation, le couple électromagnétique obtenu ne dépend pas du signe des courants. Par conséquent les convertisseurs à courants unidirectionnels sont privilégiés (lorsque que c'est possible) car ils nécessitent moins de composants commandables que les convertisseurs à courants bidirectionnels. Dans ce cas la vitesse de synchronisme de la machine est alors $\Omega = \frac{\omega}{N_r}$.

Quelques structures de convertisseur à courant unidirectionnel pour des MRV ou MRVH et pour des machines polyphasées :

a) Convertisseur à demi pont asymétrique à courant unidirectionnel

Chaque phase est alimentée par l'intermédiaire d'un demi pont asymétrique constitué de deux transistors (composants commandables) et deux diodes (figure I-14 [MIL93] [MIL01] [DAH02]). L'intérêt de ce montage réside dans le fait que pour annuler le courant dans une phase, les transistors du demi pont qui alimente celle-ci sont bloqués et la tension aux bornes de cette dernière est négative (-U) ce qui accélère l'annulation du courant.

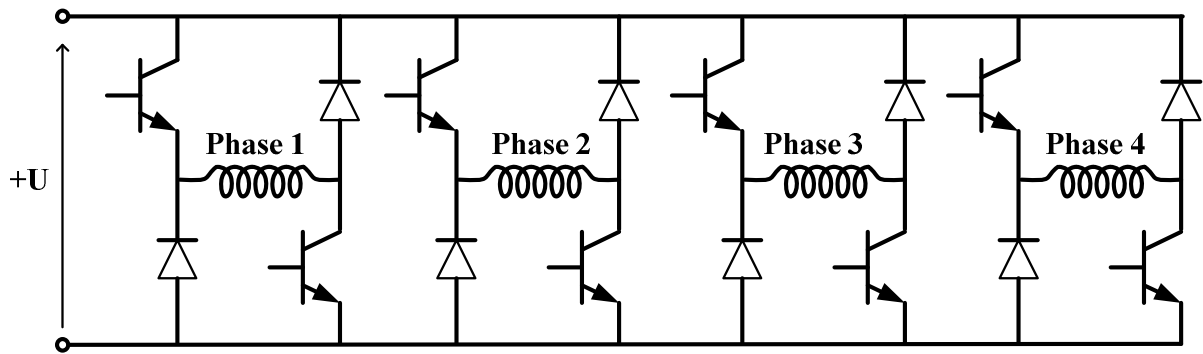


Figure I-14 Convertisseur à demi-pont asymétrique à courant unidirectionnel.

Outre le fait que ce montage nécessite quatre capteurs de courant pour le contrôle des courants de phases, le nombre de composants commandables est relativement élevé.

b) Convertisseur à courant unidirectionnel et à un élément commandable par bras.

Les convertisseurs à courant unidirectionnel (dont un seul bras est représenté à la figure I-15) nécessitent moitié moins de composants commandables que celui de la figure I-14.

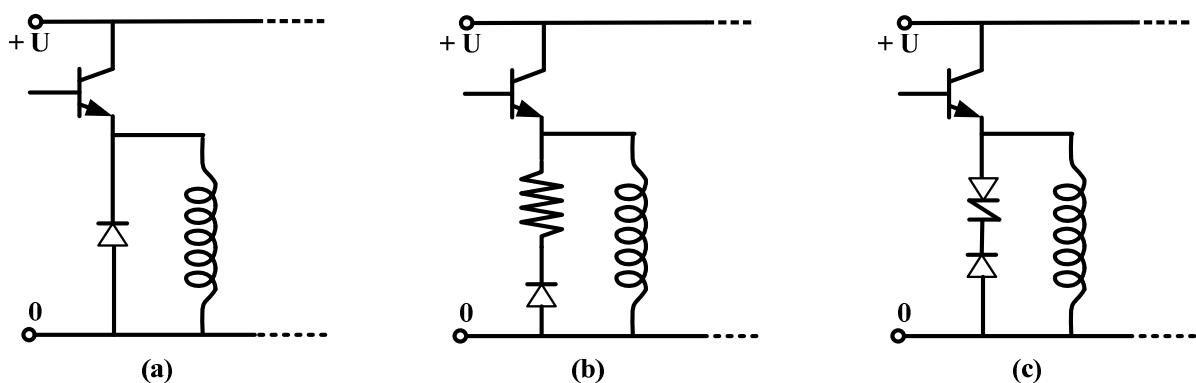


Figure I-15 Convertisseurs à courant unidirectionnel [KEN92][JUF04]:

- (a) muni de diode de roue libre ;
- (b) avec une résistance en série avec la diode de roue libre ;
- (c) avec une diode Zener de puissance en série avec la diode de roue libre.

Le convertisseur de la figure I-15-(a), a un inconvénient non négligeable qui est que l'annulation du courant d'une phase (l'absorption de l'énergie magnétique d'une bobine) ne se fait que sous l'effet des pertes Joule dans la phase considérée et la diode de roue libre associée. La durée de cette mise à zéro du courant de phase peut être relativement longue et le couple ainsi engendré pourrait perturber le mouvement souhaité de l'actionneur pas à pas. Pour accélérer l'annulation du courant d'une phase on peut ajouter soit une résistance (figure

15-b) ou une diode Zener de puissance (transil) en série avec la diode de roue libre de chaque bras (figure I-15-c).

c) **Convertisseur à courant unidirectionnel et à un élément commandable par bras et à un seul capteur de courant.**

Pour faciliter le contrôle des courants de phase de la machine, chaque bras des convertisseurs des figure I-14 et figure I-15 doit être muni d'un capteur de courant, ce qui implique autant de boucles de régulation de courant que de phases. L'électronique de commande est par conséquent lourde ce qui diminue la fiabilité du système. Une solution consiste à utiliser l'un des convertisseurs présentés à la figure I-16. En ajoutant une branche supplémentaire comportant un interrupteur commandable, il devient possible de mesurer la somme des courants dans les phases alimentées.

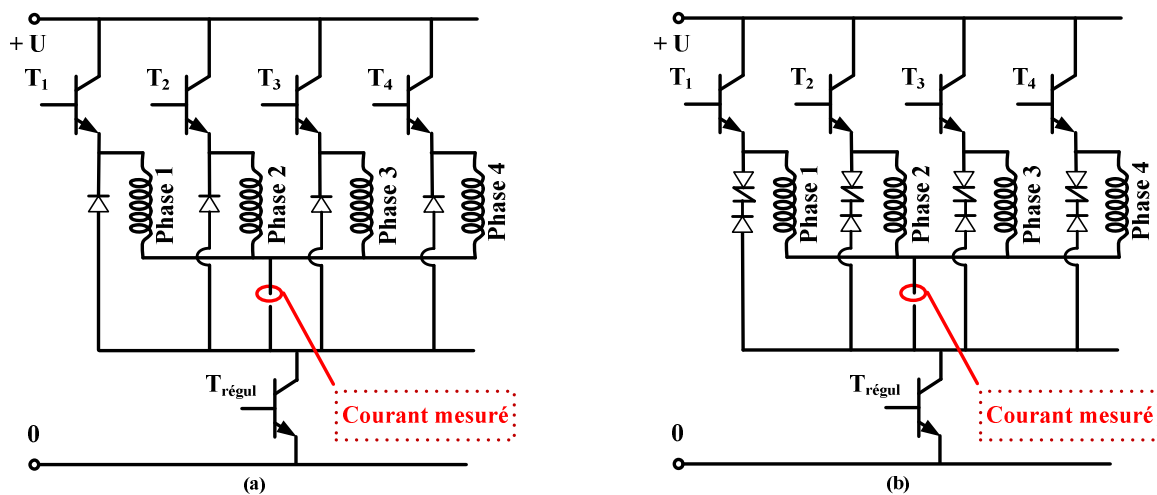


Figure I-16 Convertisseurs à courant unidirectionnel à quatre bras et à somme des courants des phases contrôlée : (a) annulation de courant sur diode de roue libre uniquement ; (b) annulation de courant de phase accélérée par une diode Zener de puissance.

La seule régulation de courant effectuée est alors celles de la somme des courants dans les phases qui conduisent.

Remarque : Il y aura plus de pertes par commutation dans le transistor de régulation dans le cas (b), car la fréquence de découpage est plus importante à cause de la décroissance rapide du courant dans la boucle de roue libre avec les « transils ».

Les transistors de chaque bras jouent le rôle d'aiguilleur de courant dans les phases associées et on maintient la somme des courants des phases alimentées à l'aide du transistor de la branche supplémentaire.

I.3.2. Les machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines sans balais, à champs tournants et dont les flux inducteurs sont produits par des aimants permanents. Les rotors des MSAP tournent de façon synchrone avec le champ tournant créé par les courants qui circulent dans leurs bobinages statoriques. Du fait de son fonctionnement synchrone, la MSAP pourrait bien être une alternative pour des applications de positionnement.

I.3.2.1. Architectures

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) existent sous un large éventail d'architectures. Suivant les applications, les environnements d'utilisations, les gammes de vitesses, de puissances ou de couples, celles-ci peuvent être à stator externe ou interne, à pôles lisses ou saillants, leurs aimants peuvent être surfaciques, enterrés ou même en concentration de flux. Les enroulements de la MSAP, généralement portés par l'armature statorique, peuvent être à bobines distribuées ou concentriques, à simple ou à double couches ou même à bobines raccourcies.

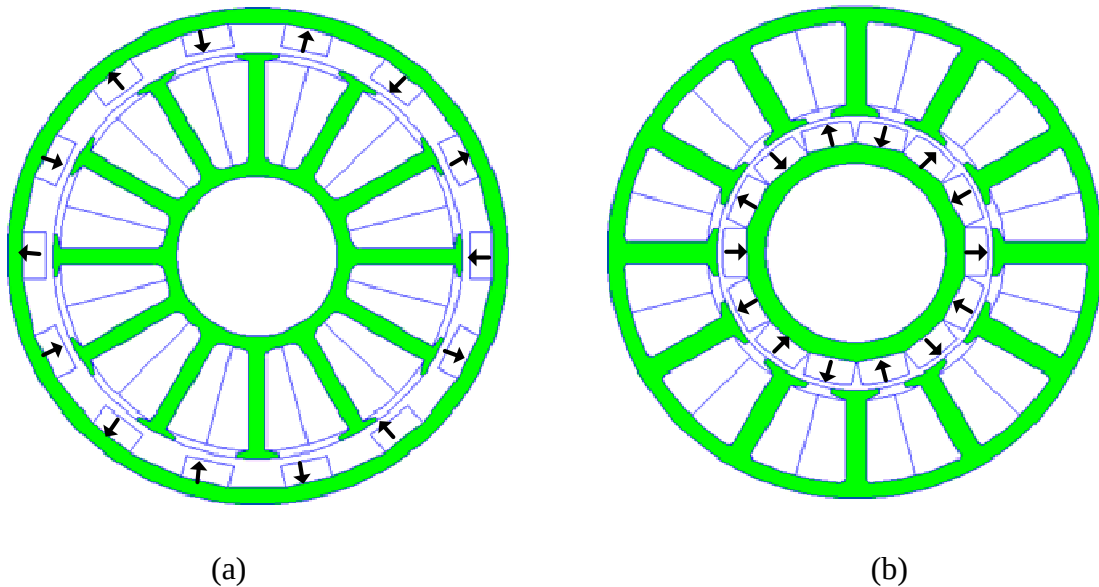


Figure I-17 MSAP à rotor extérieur (a) et rotor intérieur (b).

Le choix d'une architecture plutôt qu'une autre est motivé par des paramètres tels que les gammes de puissances, de vitesses ou de couples souhaitées, l'encombrement, l'environnement d'utilisation de la machine, ou encore la fréquence d'utilisation de la

machine. Les différentes architectures des MSAP présentent chacune des avantages et des inconvénients.

Ainsi pour des applications où la vitesse est élevée et le couple est faible, le nombre d'aimants est limité (car la vitesse est inversement proportionnelle au nombre d'aimants) ; alors que pour des applications basses vitesses forts couples, le nombre d'aimants peut être élevé.

Les architectures à aimants surfaciques sont plus faciles à réaliser mais elles nécessitent une frète amagnétique, ce qui augmente l'entrefer magnétique de la machine diminuant par la même occasion le niveau de l'induction magnétique dans l'entrefer. Cet inconvénient être peut compensé par l'utilisation des aimants à base de terre rares.

Les architectures à aimants enterrés sont plus difficiles à réaliser mais offrent la possibilité d'avoir des entrefers très faibles et donc une induction d'entrefer relativement élevée. De plus, les variantes avec des aimants à concentration de flux permettent d'obtenir une induction dans l'entrefer assez élevée même avec des aimants en ferrite.

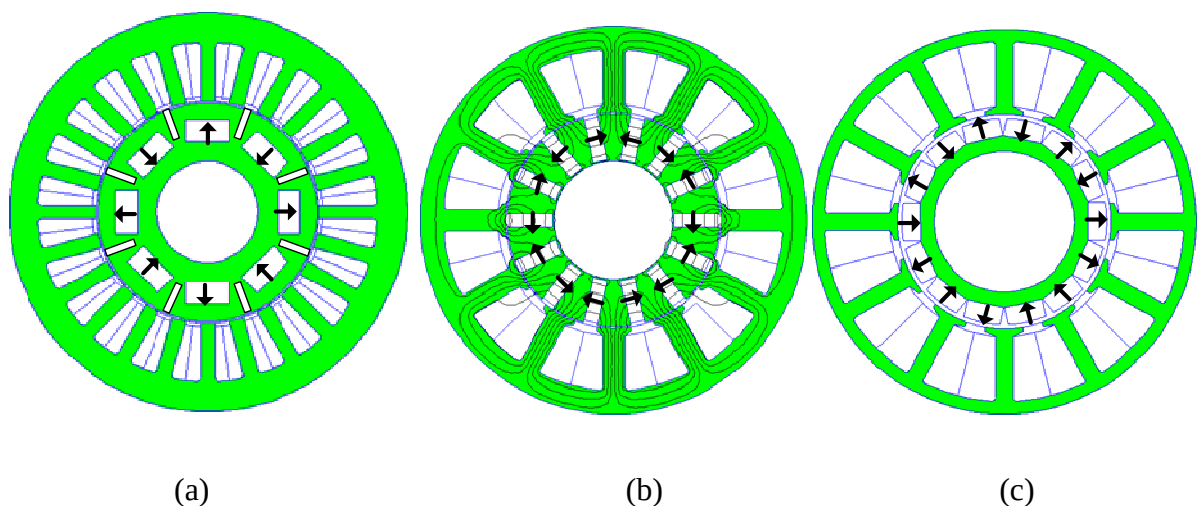


Figure I-18 Différentes architectures de machines à aimants permanents :

(a) machine à aimants enterrés et à bobinages distribués.

(b) machines à aimants à concentration de flux et à plots bobinés.

(c) machine à aimants surfaciques et à plots bobinés.

Le bobinage des machines synchrones à aimants permanents est généralement porté par les armatures statoriques ; ceux-ci pouvant être concentriques ou distribués, à simple ou à double couche, à bobine raccourcies ou non.

I.3.2.1. Alimentation

Dans les applications embarquées, la source de puissance est généralement continue et la machine est alimentée via un onduleur triphasé (voir figure I-19) commandé en MLI. La

machine synchrone est autopilotée dans le sens où les courants imposés sont en phase avec les forces électromotrices ; ce qui permet de générer le couple électromagnétique tout en minimisant les pertes Joule dans les enroulements. Dans cette opération, il est impératif de connaître la position du rotor et ceci peut se faire grâce à l'utilisation d'un capteur de position, ou en estimant la position du rotor via un estimateur de position (commande sans capteur[BOI10]).

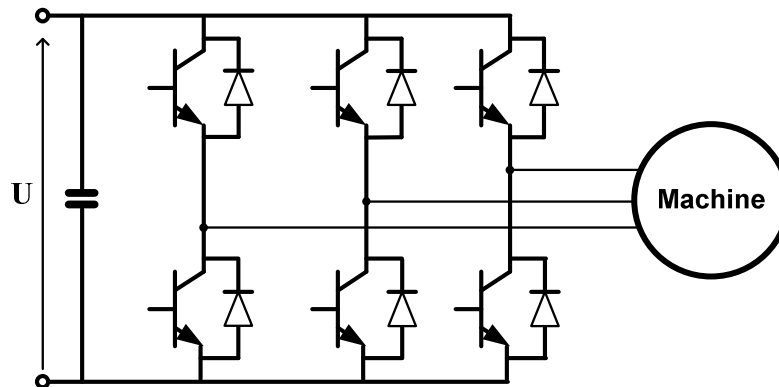


Figure I-19 MSAP alimentée par un onduleur triphasé.

I.3.2.2. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique produit par les machines synchrones à aimants permanents est décomposable en trois composantes [TAK07] :

- Couple d'interaction flux d'aimants - courant.
- Couple de reluctance dû à la variation des inductances en fonction de la position.
- Couple de détente généré par les interactions entre les aimants et la denture statorique.

Les MSAP qui nous intéressent sont celles destinées au positionnement ; le nombre de pôles peut être élevé ce qui augmente leur couple électromécanique. Les machines à rotors intérieurs sont préférées, car le moment d'inertie de leur rotor est beaucoup plus faible que celui des machines à rotor extérieur. Un faible moment d'inertie favorise les accélérations de la machine qui peut alors se positionner rapidement alors que des machines à moments d'inertie importants sont intéressantes pour des applications où la vitesse est constante comme les ventilateurs.

I.4. LES DEFAUTS DANS LES ACTIONNEURS

Une chaîne de conversion électromécanique de puissance inclut généralement un redresseur, un filtre, un convertisseur (dont la structure dépend de la machine à alimenter) une machine électrique (nous nous intéresserons aux MRV ou aux MSAP), éventuellement un réducteur mécanique et des capteurs électriques ou mécaniques. Elle peut être représentée par le schéma ci-dessous :

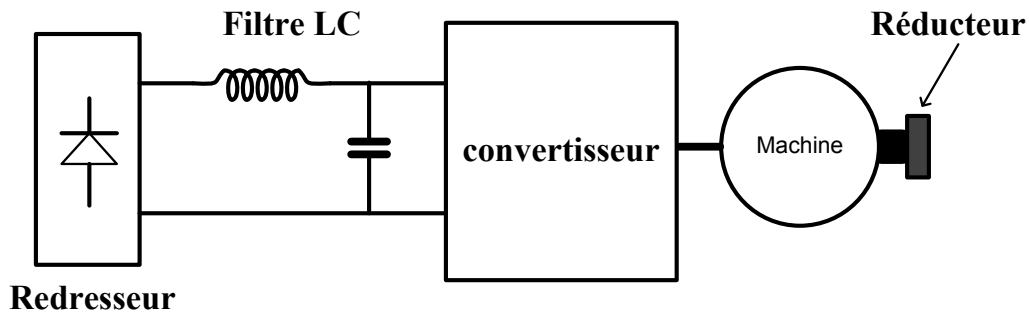


Figure I-20 Chaîne de conversion de puissance d'un EMA.

L'apparition d'un défaut sur un élément de cette chaîne de conversion peut conduire à une perte (partielle ou totale) de contrôle de l'actionneur. Avant de pouvoir définir des stratégies qui permettront de pallier ces perturbations que causeraient d'éventuels défauts, il est important de recenser les éléments sur lesquels des défauts pourraient survenir et éventuellement observer le comportement de l'actionneur dans ces cas.

Notre intérêt sera porté prioritairement sur les défauts d'origine électrique. Ceux-ci peuvent provenir du réseau (microcoupure, court-circuit...), du redresseur (casse de diode), de l'onduleur ou du hacheur (casse de transistor ou de diode, défaut dans le circuit de la commande (perte de capteur).

I.4.1. Les défauts sur le système de puissance :

Les défauts au niveau des sources de puissances dans les applications embarquées sont généralement les microcoupures du bus continu, la casse des diodes dans le redresseur, ou même la perte totale du réseau.

I.4.2. Les défauts dans le système de commande :

Le convertisseur peut être un onduleur de tension si on souhaite imposer des courants sinusoïdaux dans la machine ou un hacheur de tension pour des créneaux de courant. Dans les deux cas les défauts les plus fréquents apparaissent sur les éléments commandables que sont les transistors, ou même sur les diodes.

Les défauts au niveau de l'onduleur de tension

Les défauts au niveau de l'onduleur de tension alimentant les MSAP, conduisent soit à un circuit ouvert soit à un court circuit de transistor (figure I-21).

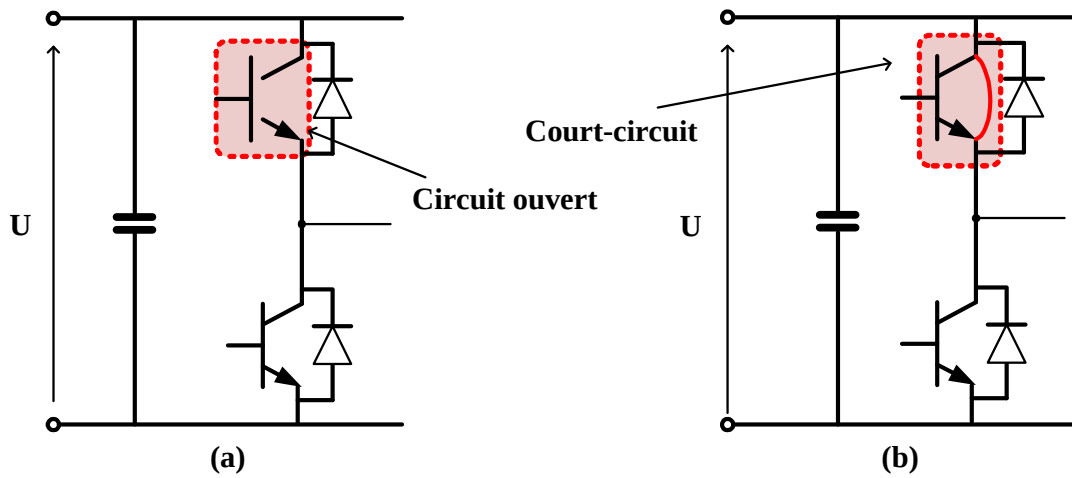


Figure I-21 Bras d'onduleur en présence de défaut : (a) transistor en circuit ouvert, (b) transistor en court-circuit.

Pour une machine à somme de courants nulle, en cas de défaut de type circuit ouvert sur un transistor, les courants dans les phases pouvant conduire atteignent des proportions qui pourraient être néfastes pour la machine. Le couple ondule fortement comme le montre la figure I-22.

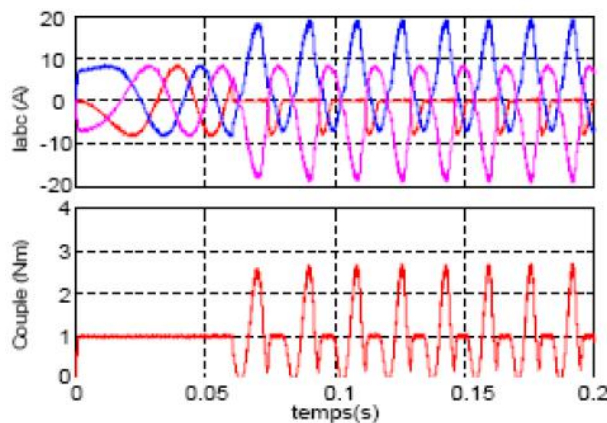
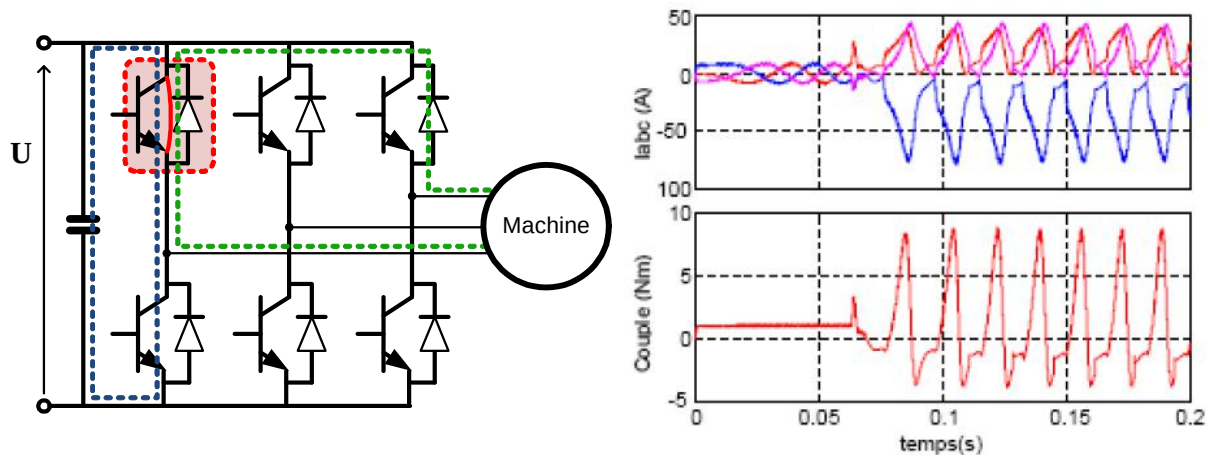


Figure I-22 Allure des courants du couple avant et après le défaut de type circuit-ouvert sur un transistor [SHA07].

Pour un défaut de type court-circuit, la commande rapprochée doit permettre de détecter celui-ci le plus vite possible (environ $10\mu\text{s}$ [SHA07]) de façon à ne pas court-circuiter la source continue par la mise en conduction de l'autre transistor du bras défectueux (trajet en bleu sur la figure I-23). La commande maintient alors ce transistor ouvert. Et lorsque la tension de l'une des phases connectées sur les bras sains de l'onduleur est supérieure à celle

de la phase connectée sur le bras défectueux, les deux phases sont court-circuitées via la diode de roue libre du bras sain (trajet vert figure I-23)

Les courants prennent des proportions (plusieurs fois la valeur nominale) qui pourraient créer une propagation de défauts et les ondulations du couple augmentent fortement (figure I-23-b).



Transistor défectueux sur un hacheur de tension

Cas des MRV ou MRVH alimentées en créneaux de courants:

Si le transistor défectueux est celui de régulation (voir figure I-16) soit aucune phase n'est alimentée (transistor en circuit ouvert) soit la commande n'arrive plus à imposer les références de courants souhaitées.

Si le composant défectueux est l'un des transistors ($T_j, j = 1 \text{ à } 4$ sur figure I-16) de commande sur l'une des phases, et si le défaut est de type circuit ouvert, la phase concernée ne sera jamais alimentée. Et si le défaut est de type court-circuit, indépendamment de la séquence d'alimentation, la phase concernée sera toujours alimentée.

Dans les deux cas, un défaut sur un transistor du hacheur entraîne une perte de contrôle de la machine et donc une perte de contrôle de l'actionneur.

I.4.3. Les défauts sur la machine :

Parmi les défauts apparaissant sur la machine nous pouvons citer les court-circuits dans les bobinages, la démagnétisation des aimants (cas des MSAP ou MRVH). A cause de la présence des roulements et des engrenages, des défauts mécaniques comme l'excentration du rotor ou le grippage du réducteur peuvent survenir.

I.4.4. Actionneurs tolérants les défauts.

Parce que le risque zéro est difficilement atteignable, les actionneurs devront tolérer les défauts. Après détection, le traitement des défauts dans le but d'assurer la continuité du service peut se faire soit par "recouvrement", soit par "compensation" de défaut [CEN98].

Si la continuité du service est assurée par un "recouvrement des défauts", le système peut être reconfiguré pour fonctionner en tenant compte des défauts. C'est le fonctionnement en "mode dégradé".

Pour assurer la continuité du service par une "compensation des défauts" on utilise la "**redondance**" qui consiste à dupliquer voir tripler les équipements ou composants sur lesquels les probabilités d'occurrence de défauts sont les plus élevées. Dans ce cas un dispositif de basculement sur les équipements de secours est à prévoir.

Bien que cette solution implique un nombre plus élevé d'organes ou de composants et donc une augmentation en volume et masse, et aussi un surcoût de l'actionneur, elle renforce la sûreté de fonctionnement de l'actionneur.

I.4.4.1. Différents types de redondances.

a) Double actionneur

La redondance peut être totale dans le sens où pour la même tâche, on prévoit deux actionneurs complets et électriquement indépendants. Dans certains systèmes embarqués où il peut y avoir plusieurs réseaux d'alimentation, les deux actionneurs peuvent même être alimentés par deux réseaux distincts pour plus de sûreté. La figure I-24 montre des schémas de principe d'une redondance totale où l'actionneur est dupliqué. Dans le cas (a) les deux moteurs sont en parallèle via un réducteur mécanique qui permet le transfert de la puissance mécanique de la machine active vers la charge. La redondance peut se faire en mettant sur le même axe deux machines alimentées par des convertisseurs différents (figure I-24-b) et dans ce cas, le réducteur mécanique ne sert qu'à adapter la position la vitesse ou le couple. Cette configuration peut donc aussi être à attaque directe.

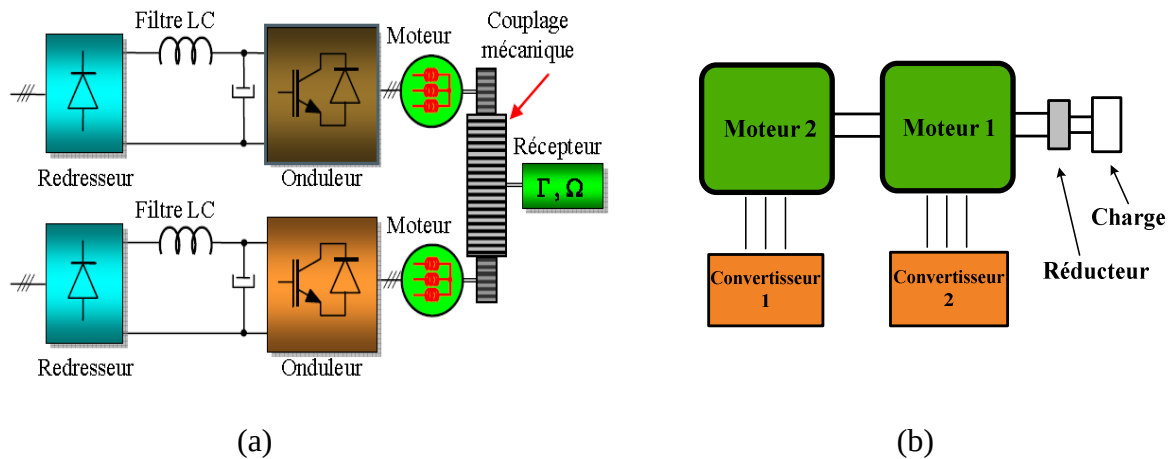


Figure I-24 Schéma de principe d'une redondance totale :
a) Moteurs en parallèle ; b) Moteurs en série.

L'avantage de ces configurations est qu'on n'a besoin que d'un seul capteur de position et les deux machines sont électriquement et magnétiquement découplées. Outre le nombre de composants utilisés, l'encombrement et la masse supplémentaire, la possibilité d'un grippage au niveau du réducteur, un autre inconvénient non négligeable est l'augmentation de l'inertie du dispositif qui peut être à l'origine de pics de courants pendant les phases d'accélération de la machine.

b) Redondance partielle ou totale du convertisseur

La redondance peut aussi être appliquée uniquement aux organes ou éléments à forte probabilité d'occurrence de pannes. C'est dans ce sens que MAVIER [MAV07] a ajouté un bras d'onduleur supplémentaire dans le but remplacer un bras défectueux, au moyen d'interrupteurs d'isolement.

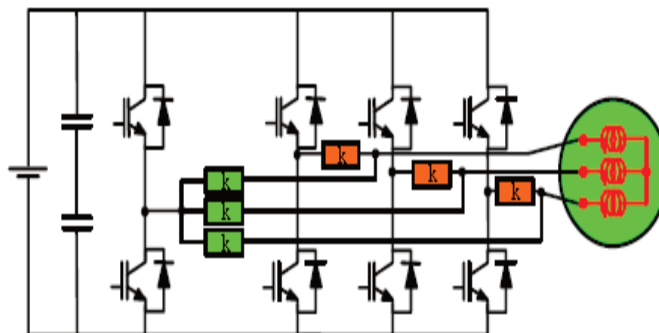


Figure I-25 Schéma de principe d'une redondance partielle : bras d'onduleur supplémentaire [MAV07].

En cas de défaut sur l'un bras en service, on ouvre par la commande l'interrupteur d'isolement du bras concerné par le défaut et on ferme l'interrupteur qui permet au bras de réserve de remplacer celui qui vient d'être isolé.

En exploitant la structure du bobinage des MSAP, Meibody *et al* [MEI04] et Shamsi *et al* [SHA06] ont proposé d'équiper la machine de deux onduleurs à sources identiques ou isolées comme illustré à la figure I-26. Lorsque les deux convertisseurs ne présentent aucun défaut, l'un est configuré pour coupler les phases de la machine en étoile et l'autre permet de l'alimenter. Lorsqu'un défaut est détecté sur l'un des convertisseurs, les commandes des deux convertisseurs sont reconfigurées de sorte que le couplage en étoile des phases soit effectué par le convertisseur défectueux et l'alimentation par le convertisseur sain.

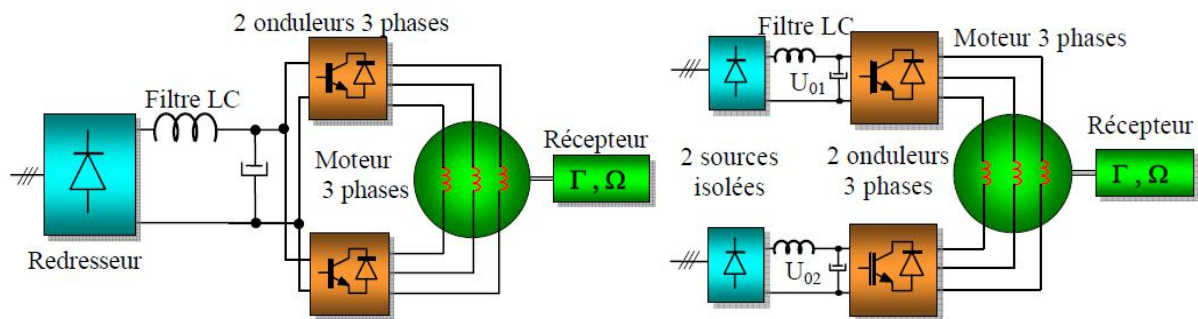


Figure I-26 Structures à une machine et deux convertisseurs :
a) sources identiques, b) sources isolées.

Les actionneurs équipés d'une seule machine et d'un convertisseur partiellement ou totalement dupliqué sont naturellement plus compacts que ceux où la redondance est totale. Mais ils restent vulnérables car les différentes configurations ne gèrent pas les défauts qui peuvent apparaître sur la machine.

c) Les machines double étoile

Les actionneurs à machines double étoile de la figure I-27 ci-dessous sont à la fois compacts et offrent des solutions même pour un court-circuit sur le bobinage de l'une des étoiles. Cependant le couplage entre les deux étoiles peut créer des perturbations lors du fonctionnement en présence de défaut de court-circuit. Le défaut le plus sévère de ce cas de figure est un court-circuit sur l'un des transistors du convertisseur alimentant l'étoile utilisée ; pour ce fonctionnement en mode dégradé, par la commande des transistors sains on crée un court-circuit triphasé de cette étoile et on alimente la seconde étoile. Les courants dans l'étoile court-circuitée créent un couple frein et l'étoile saine doit alors, en plus du couple utile sur l'arbre, compenser ce couple frein. Il est alors important de limiter les courants dans l'étoile court-circuitée ; ce qui peut se faire dès la conception de la machine en segmentant les

aimants par exemple [NOE04] [VAS10] ou en intégrant dans la structure de la machine des dents dont le rôle est de découpler les deux étoiles [VEL11].

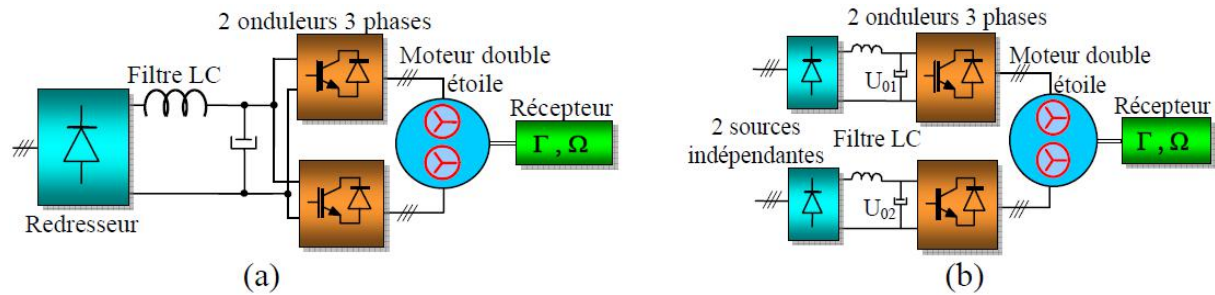


Figure I-27 Structures d'actionneurs à une machine double étoiles et à deux convertisseurs :
a) sources identiques, b) sources isolées.

I.4.4.2. Actionneurs redondants en présence de défaut.

Lorsqu'un défaut est détecté, l'alimentation ou la commande de l'actionneur redondant est reconfigurée [MAR00] selon le type de défaut, de façon à tenir compte des modifications engendrées.

Pour un défaut concernant un transistor d'un bras d'onduleur, si celui-ci est de type circuit ouvert les transistors des bras complémentaires, y compris celui du bras défectueux, sont tous forcés à l'état passant, de façon à réaliser un court-circuit triphasé et l'onduleur de secours est mis marche. Si le défaut est de type court-circuit, les transistors homologues des autres bras sont mis à l'état passant pour réaliser le court-circuit triphasé avant la mise en marche de l'onduleur de secours.

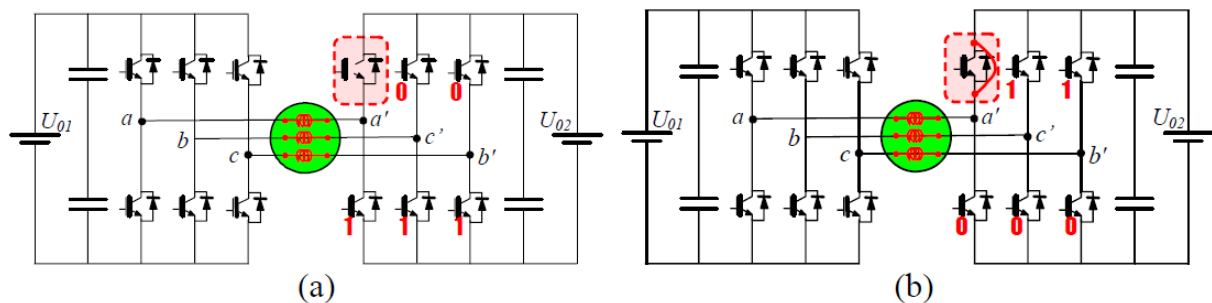


Figure I-28 Reconfiguration de convertisseur défectueux :
(a) défaut de type circuit ouvert, (b) défaut de type court-circuit.

Si l'actionneur a deux étages de puissance, après reconfiguration suite à ce défaut (type court-circuit ou circuit ouvert), la puissance nécessaire pour à la tâche souhaitée est la même qu'en mode sain, mais la continuité de service ne sera plus assurée si un défaut supplémentaire apparaît.

Dans le cas des machines synchrones double étoile où un court-circuit triphasé est configuré par la commande en réaction au défaut de type court-circuit sur l'un des transistors du convertisseur d'une étoile, l'étoile saine doit en plus de la puissance nécessaire pour générer le couple souhaité absorber plus de puissance pour faire face au couple frein créé par les courants induit dans les bobines mises en court-circuit. Notons que le court-circuit triphasé est préféré car dans ces conditions, les efforts à fournir à cause du couple frein sont régulièrement repartis sur les phases de l'étoile saine.

Si le défaut est plutôt du type circuit ouvert, les transistors des bras sains homologues au transistor défectueux sont ouverts par la commande tandis que tous les transistors complémentaires sont mis dans leur état passant.

I.5. PROBLEMATIQUE ET OBJECTIFS

Face à l'augmentation des équipements électriques dans les systèmes embarqués et particulièrement en avionique, la nécessité d'accroître la fiabilité, la disponibilité et les performances des actionneurs représente actuellement un des objectifs les plus importants des avionneurs. Dans le cas particulier des actionneurs de positionnement à faibles puissances, la notion de rendement énergétique n'est pas primordiale, par contre l'encombrement et la disponibilité le sont pour des applications en aéronautique.

L'application visée ici est de très faible puissance, car il s'agit d'actionneur de positionnement pour le réglage du débit de carburant. Des travaux sur des actionneurs de commande de vol [MAM10] ou de taxiage [VEL11] nécessitant des puissances plus importantes, ont été menés ces dernières années.

Le système actuel utilise une architecture série (figure I-29-(a)), comportant deux MRVH sur le même arbre ayant chacune son alimentation indépendante ; l'ensemble est couplé à un réducteur mécanique (figure I-29).

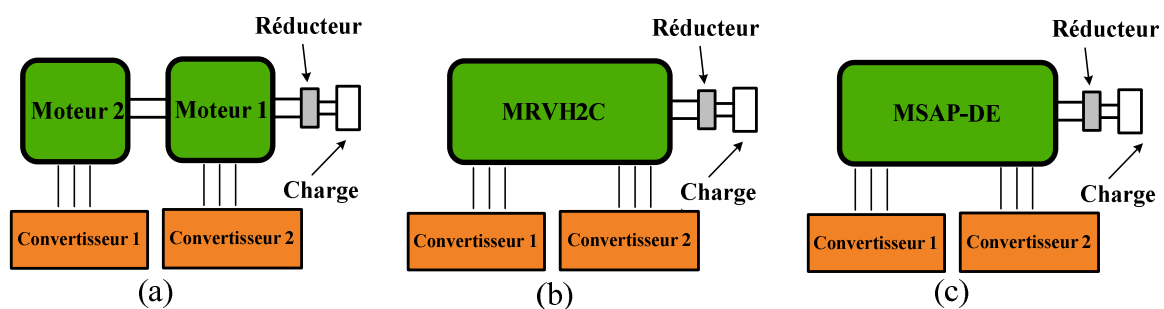


Figure I-29 Structures d'actionneurs redondants.

Des études ont été menées antérieurement sur les machines synchrones à aimants permanents double étoile permettant d'accroître la disponibilité pour des applications de puissance moyenne [SHA07] [VEL11]. Nous nous inspirons de ces travaux pour étudier la possibilité de transposer l'idée d'une machine à deux canaux (ou voies) d'alimentation aux MRVH (voir figure I-29 (c)). Cette solution permet de réduire les accouplements mécaniques encombrants qui peuvent être source de pannes; et l'inertie de la partie tournante de la machine également réduite ainsi que le couple d'accélération de la machine. Une solution alternative à l'utilisation des MRVH à deux canaux d'alimentation commandée en position en boucle ouverte consisterait à utiliser des MSAP-DE (voir figure I-29 (b)) qui sont commandées en boucle fermée (autopilotées) ; dans ces conditions le système d'alimentation doit être modifié car il doit utiliser des onduleurs triphasés classiques à la place des hacheurs utilisés pour les MRVH. Du fait que les MSAP sont autopilotées, le couple nécessaire peut être imposé en minimisant les pertes joule ; ceci permet d'augmenter davantage le couple massique de MSAP comparé à celui de MRVH.

L'objectif de la thèse est donc d'étudier et comparer ces différentes structures sur les critères suivants :

- Encombrement
- Couple à l'arrêt
- Complexité de l'alimentation

Afin d'atteindre cet objectif et mener à bien cette étude, nous allons développer des modèles adaptés à chaque structure.

Pour la modélisation des MRV et MRVH, nous développons un modèle couplant la méthode éléments finis avec le réseau de perméances pour le calcul des performances statiques. En effet, les MRVH étant naturellement tridimensionnelles, l'usage des éléments finis 3D prenant en compte la saturation des matériaux magnétiques n'est pas adapté car le nombre de calcul nécessaires même pour une optimisation paramétrique est important ; cette démarche de modélisation est ainsi coûteuse en temps de calcul. Un modèle de réseau de perméances dont les perméances sont identifiées par éléments finis sera mis en œuvre avec des formulations spectrales des grandeurs.

L'étude dynamique nécessite l'usage d'un modèle externe en général, où la difficulté majeure est l'expression des inductances qui sont des fonctions non linéaires de la position et des Ampère tours. Nous présenterons un modèle tout à fait différent du modèle externe couplant le réseau de perméances à un modèle externe qui tient compte des lois de commande.

Pour l'étude des MSAP, nous utilisons des modèles classiques déjà développés au laboratoire[SHA07][VEL11] en introduisant une nouvelle démarche pour la limitation des courants de court-circuit.

Afin d'atteindre cet objectif, quelques éléments du cahier de charges et des contraintes liées à l'environnement et l'utilisation de cet actionneur sont décrits ci-dessous :

- Encombrement :

L'actionneur étant destiné à une application dans l'avionique, la minimisation de son volume et/ou de sa masse est souhaitable. Le volume maximal disponible pour la machine ou les machines électriques de cet actionneur est un cylindre d'environ 35mm de diamètre et 30mm de hauteur.

- Alimentation :

La source de puissance est un bus continu dont la tension est inférieure ou égale à 60V. La valeur du courant de bus est limitée à 0.5A et la densité de courant maximale est environ égale à 7Amm^{-2} .

- Performances :

La machine est utilisée pour positionner une charge dont le couple est d'environ 0,012 Nm. Sa vitesse de rotation maximale est voisine de $10\pi \text{ rad/s}$ et sa course est limitée à un tour mécanique avec la possibilité de tourner dans les deux sens. En cas de coupure ou perte de l'alimentation, il est souhaitable que la dernière position du rotor soit maintenue.

- Continuité du fonctionnement :

L'actionneur doit être le moins possible sujet aux défauts. Et en cas de défaut, une reconfiguration rapide de l'actionneur doit être possible pour assurer un mode de fonctionnement qui tienne compte dudit défaut.

Le tableau ci-dessous résume les valeurs des performances et caractéristiques du cahier de charges :

Diamètre extérieure maximal	35mm	Couple de charge	0.012Nm
Longueur maximale	30mm	Vitesse maximale	300tr/mn
Tension du bus continu	60V	Limite de course	1tr
Courant de bus maximal	0.5A		
Densité de courant	7A/mm^2		

Tableau I-1 Cahier de charges et caractéristiques techniques.

I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, après avoir donné une définition de ce que nous entendons par actionneurs, notamment les actionneurs de positionnement pour des applications dans l'aéronautique, nous avons recensé les différentes machines qui pourraient équiper de tels actionneurs (les MRV excitées ou non, les MSAP), leurs différents modes de fonctionnement ainsi que leurs différents types d'alimentation. Ensuite, nous avons évoqué les éventuels défauts qui pourraient apparaître sur les machines ou sur leurs convertisseurs lorsqu'ils fonctionnent. Ces actionneurs de positionnement étant destinés à des applications pour l'aéronautique, les structures des machines et (ou) de leurs alimentations devront assurer la continuité du service en cas de défaut.

Des différentes structures d'actionneurs tolérant les défauts présentées nous étudierons d'une part les actionneurs utilisant des MRV ou MRVH et d'autre part, ceux utilisant des MSAP.

Celles intégrant des MRV ou MRVH à plots dentés ont quelques avantages parmi lesquels une plus grande résolution du fait des dents de plots, la possibilité de tenir une charge même sans alimentation (cas de la MRVH). Le convertisseur alimentant ces machines est celui de la figure I-16-b puisqu'il a moins de composants et utilise un seul capteur de courant et par conséquent est moins susceptible d'être défectueux. Le positionnement pas à pas étant possible avec une commande en boucle ouverte ; ce mode est préféré à celui en boucle fermée qui nécessite un capteur de position et algorithme de commande plus complexe.

Les structures réalisées avec des MSAP bénéficieraient des avantages liés à ce type de machines à savoir compacité, couple volumique élevé ou même une résolution quasi infinie. Ces machines dans les applications pour systèmes embarqués sont généralement autopilotées, leurs commandes sont alors réalisées en boucle fermée et le dispositif inclut un capteur de position. Les machines sont alimentées par des onduleurs commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI). Puisque la redondance partielle ou totale de la machine est la solution pour assurer la continuité du service en cas de défaut, la principale difficulté est la limitation des courants de court-circuit qui apparaissent lors d'un fonctionnement en présence de ce défaut.

Chapitre II

ELEMENTS THEORIQUES ET PRATIQUES DE MODELISATION ET DE CONCEPTION

II.1. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons défini et présenté les actionneurs de positionnement pour l'aéronautique. Des différentes structures d'actionneurs de positionnement qui tolèrent les défauts, nous avons choisi celles équipées de MRV, ou MRVH ou encore de MSAP. Nous développons ici des modèles de machines pour évaluer les performances des différents actionneurs ou même analyser leurs comportements dans diverses configurations ou situations.

Ainsi la première partie de chapitre est consacrée à la modélisation des MRV et MRVH ayant la même coupe axiale. La structure des MRV non excitées étant moins complexe que celle des MRVH, nous établirons leurs modèles dans un premier temps puis nous modifierons ceux-ci pour tenir compte des différences inhérentes aux MRVH pour réaliser les modèles de ces machines.

La deuxième partie du chapitre est consacrée à la modélisation des MSAP et plus précisément de machines synchrones à aimants permanents à double étoile (MSAP-DE). Ces MSAP-DE devant assurer la continuité du service même en cas de défauts tel qu'un court-circuit triphasé équilibré sur l'une des étoiles, nous analyserons les courants dans cette étoile court-circuitée de façon à réduire leurs effets dans la gamme de puissance ou de vitesse correspondant au cahier de charges mentionné dans le chapitre I.

II.2. LES MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE

La modélisation des machines à réluctance d'une manière générale et des moteurs hybrides (pas à pas) en particulier se prête bien à l'utilisation des modèles de perméances [MAT96] [ZHU05]. En effet, il n'y a pas de phénomène d'induction, ce qui facilite le calcul, qui consiste uniquement à évaluer les flux dans les différentes branches. Par ailleurs, la structure tridimensionnelle de la machine hybride exclut le calcul numérique en deux dimensions. L'usage d'un calcul numérique 3D est déconseillé car les modèles sont complexes et lourds. Pour toutes ces raisons, nous optons pour une modélisation basée sur les réseaux de perméances. Néanmoins, nous utiliserons les éléments finis 2D pour une bonne prise en compte de la saturation et de la géométrie exacte du moteur. La modélisation de machines basée sur les réseaux de perméances, déjà utilisée par d'autres auteurs [RAM06] [HWA06][BEL08] a fait ses preuves en terme d'efficacité et de rapidité.

L'analyse que nous allons faire utilise des décompositions spectrales des perméances, ce qui simplifie les expressions finales des performances et rend plus rapide l'exécution des

programmes. L'étude des machines dans l'espace spectral permet de mieux appréhender les problèmes et de comprendre les phénomènes physiques.

II.2.1. Hypothèses

Indépendamment de la structure, MRV classique ou hybride nous adoptons les mêmes hypothèses suivantes : le problème est magnétostatique, et il n'y a pas de courants induits dans les tôles même pendant les commutations des courants d'une phase à l'autre.

II.2.2. Coupe axiale des MRV ou MRVH :

La MRV ou MRVH qui nous intéresse est une machine dont le rotor est régulièrement denté et le stator qui porte son bobinage est fait de plots dentés comme l'illustre la coupe axiale d'une telle machine de la figure II-1 ci-dessous ; les pas dentaires (écart angulaire entre deux dents successives de la même armature ou du même plot) rotorique et statorique sont identiques.

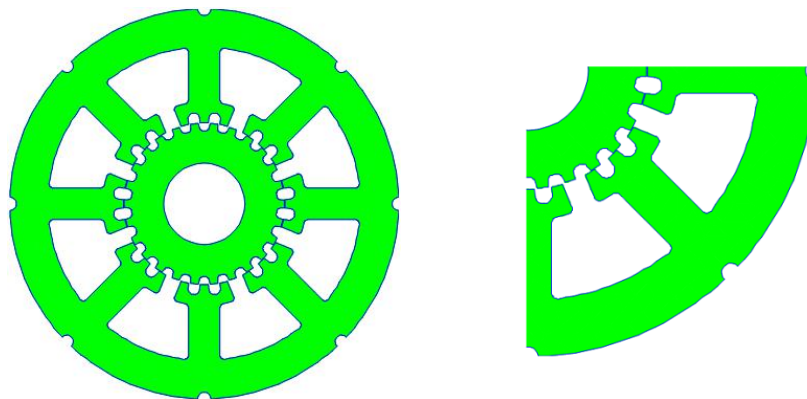


Figure II-1 Coupe axiale des MRV et MRVH étudiées.

La tôle utilisée est constituée de fer silicium et sa caractéristique magnétique est celle de la figure II-2.

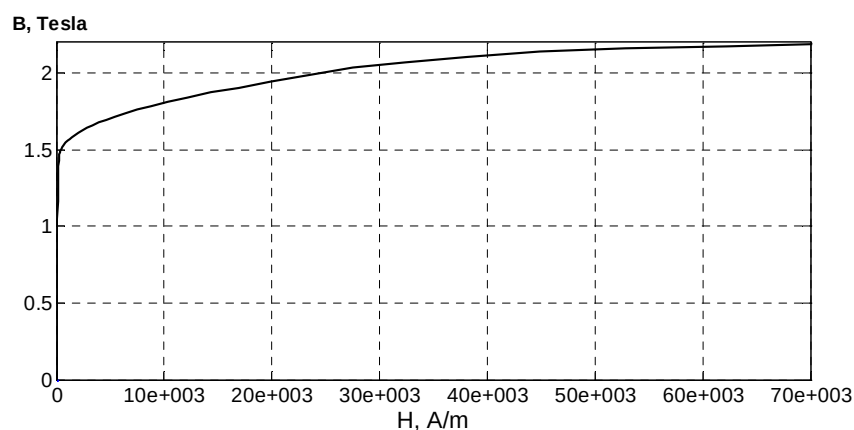


Figure II-2 Caractéristique magnétique des tôles.

II.2.3. Calcul et expression analytique des perméances de plots

La perméance d'un plot de la machine est calculée par élément finis (EF), pour être intégrée dans un modèle "circuit magnétique" des différentes machines à réluctance variables à plots statoriques dentés à aimant ou non. Pour une coupe axiale d'une machine donnée, deux de ses bobines, identiques enroulées autour de deux plots diamétralement opposés et connectées en série sont pour former une phase qu'on alimente en courant continu. Les deux bobines connectées de sorte que lorsqu'elles sont alimentées par un courant continu (i_1), les deux bobines sont traversées par le même flux (voir figure II-3).

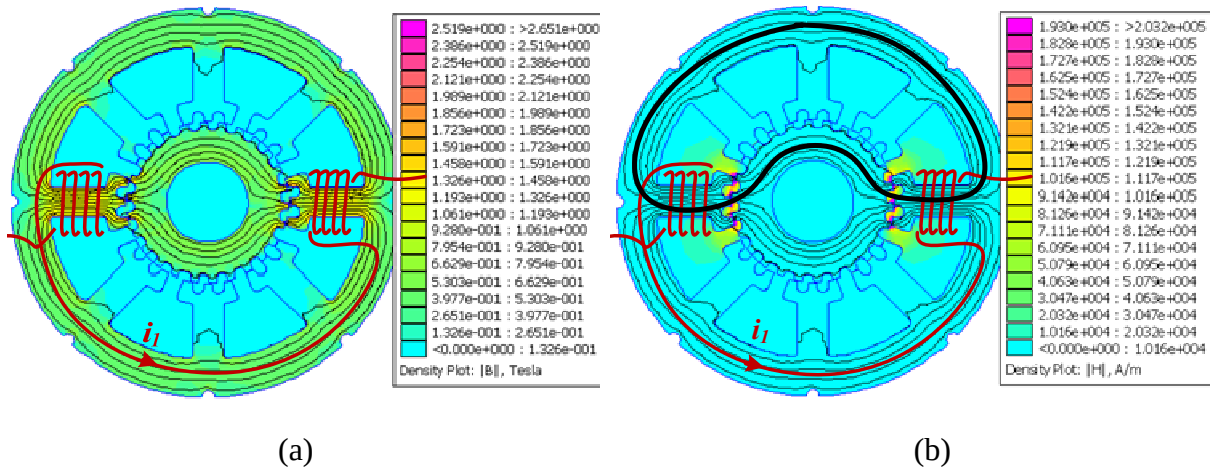


Figure II-3 Trajet de lignes de champs et induction (a) et champ magnétique (b) dans la machine lorsque deux bobines appartenant à des plots diamétralement opposés sont alimentées de sorte que leurs flux s'ajoutent.

Nous supposons que les flux de fuites (qui ne traversent pas l'entrefer) sont négligeables par rapport au flux principal (celui qui traverse à la fois le plot et l'entrefer). La figure II-3-b montre que le champ magnétique dans les culasses rotorique et statorique est négligeable par rapport à celui des zones proches des dents des plots alimentés. Le théorème d'Ampère appliqué au contour fermé (noir) de la figure II-3-b peut alors être résumé par le schéma de la figure II-4 où P_1 est la perméance d'une zone constituée d'un plot denté statorique et des dents rotoriques faisant face à celles du plot considéré, ainsi que le volume d'entrefer entre ces dents statoriques et rotoriques.

On suppose aussi que la chute de tension magnétique dans la culasse au rotor ou au stator est négligeable devant les AT totaux. Ces culasses sont alors représentées dans le circuit magnétique équivalent par des équipotentielles magnétiques.

F_1 est la différence de potentiel magnétique (ddpm) aux bornes de cette perméance. Les Ampères-tours (AT) créés par les courants dans la bobine du plot sont représentés par la

force magnétomotrice (fmm) $V_1 = N_{sb} i_1$, N_{sb} étant le nombre de spires dans une bobine et i_1 le courant dans le fil conducteur.

Lorsque la phase 1 est alimentée par un courant i_1 continu, le flux dans la machine se repartit selon la carte donnée par la figure II-3.

Si l'on suit le trajet des lignes de champs, on modélise cette situation par deux sources de flux en série avec deux perméances, l'ensemble parcouru par le flux φ_1 . La symétrie de la machine implique ici que les deux perméances soient égales ; elles dépendent de la position du rotor et du niveau de la saturation. Par ailleurs les deux sources de flux sont identiques car les deux bobines sont identiques et parcourues par le même courant.

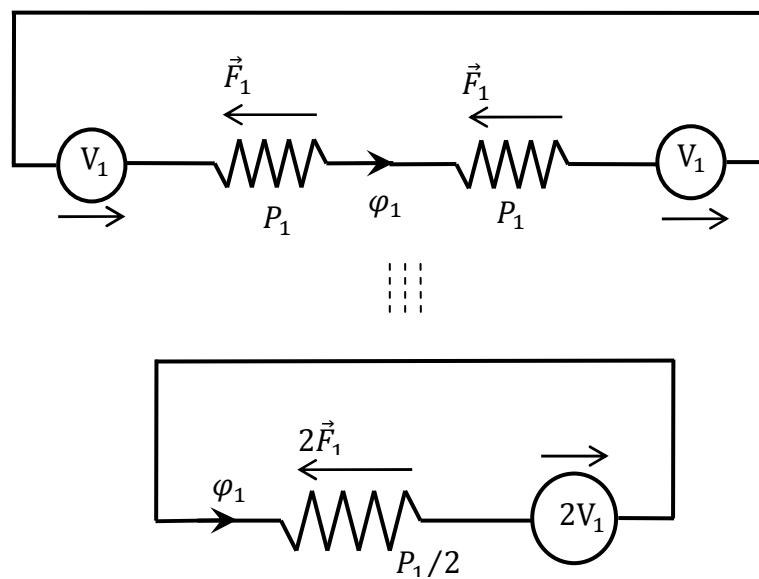


Figure II-4 Circuit magnétique simplifié.

Le modèle est donc celui de la figure II-4 qui peut immédiatement être simplifié pour avoir une seule source et une seule perméance.

II.2.3.1. Calcul EF de perméances

La perméance du circuit magnétique peut être calculée en utilisant un code de calcul éléments finis, le principe étant de calculer le flux φ_1 traversant le plot pour différentes valeurs du courant de phase i_1 et différentes valeurs de la position, soit $\varphi_1(i, \theta)$. Le réseau de courbes de la figure II-5 montre les allures des flux pour des valeurs équiréparties de la position électrique.

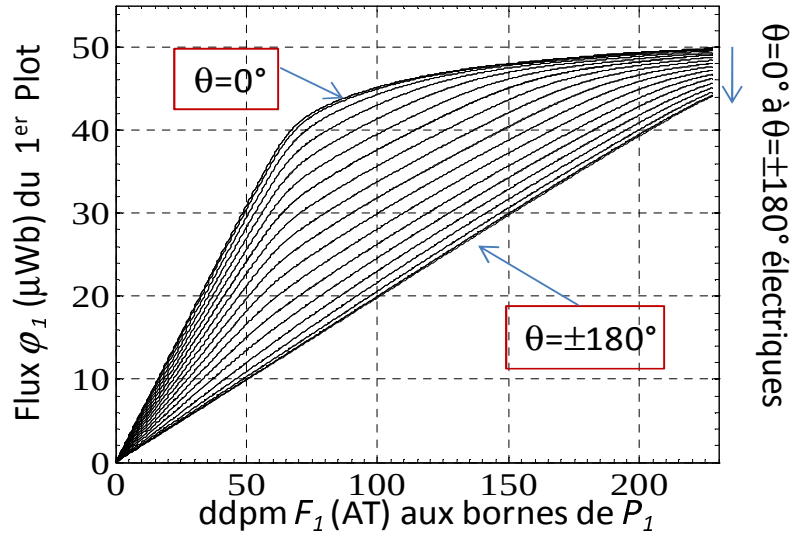


Figure II-5 Flux traversant un plot, fonction de la position du rotor et de la ddpm à ses bornes.

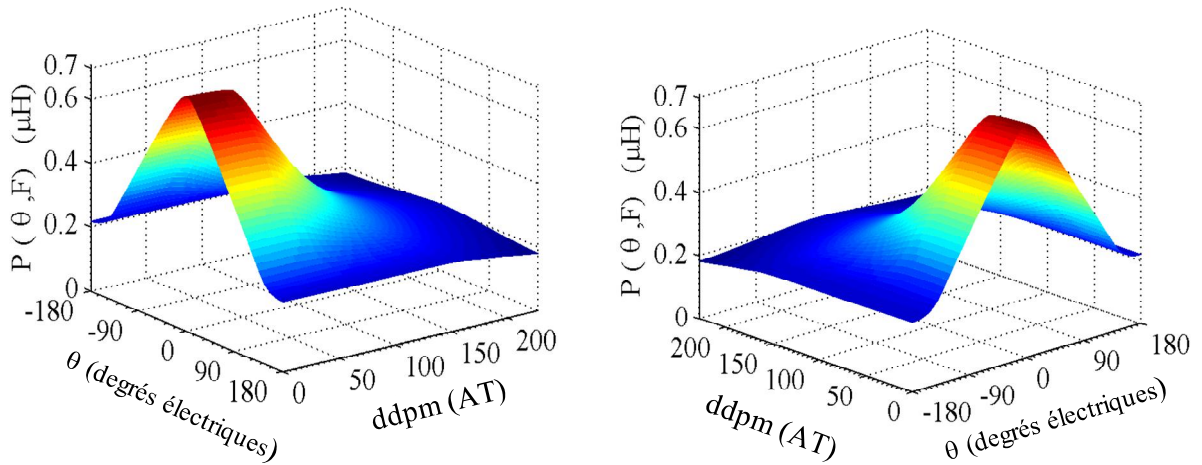


Figure II-6 Perméance du plot numéro 1 en fonction de la ddpm à ses bornes et sur une période électrique.

L'expression de P_1 est déduite du circuit magnétique de la figure II-4 ; soit : $P_1 = \frac{\phi_1}{V_1}$.

Les perméances sont ainsi obtenues grâce à des calculs EF des flux pour une plage de courant dans les deux bobines alimentées et pour des positions couvrant le pas dentaire rotorique. Le résultat de ce calcul est représenté graphiquement par les surfaces de la figure II-6 ci-dessus.

II.2.3.2. Analyses spectrales et expressions analytiques des perméances.

Les allures des perméances montrent que celles-ci sont des fonctions, continues et périodiques, de la position électrique (figure II-7); ce qui était prévisible. Elles sont donc décomposables en série de Fourier. Ces courbes sont des fonctions paires (l'axe $\theta = 0$ est

celui où les perméances sont maximales), elles ne comportent donc que des termes en cosinus. L'expression analytique de la perméance de plot est donc :

$$P(\theta, F) = \sum_{k=1}^{\infty} p_k(F) \cos(k\theta) \quad (\text{II.1})$$

Dans cette expression, les coefficients de Fourier d'ordre k , p_k , dépendent de la différence de potentiels magnétiques aux bornes de la perméance et θ est la position électrique du rotor par rapport au stator.

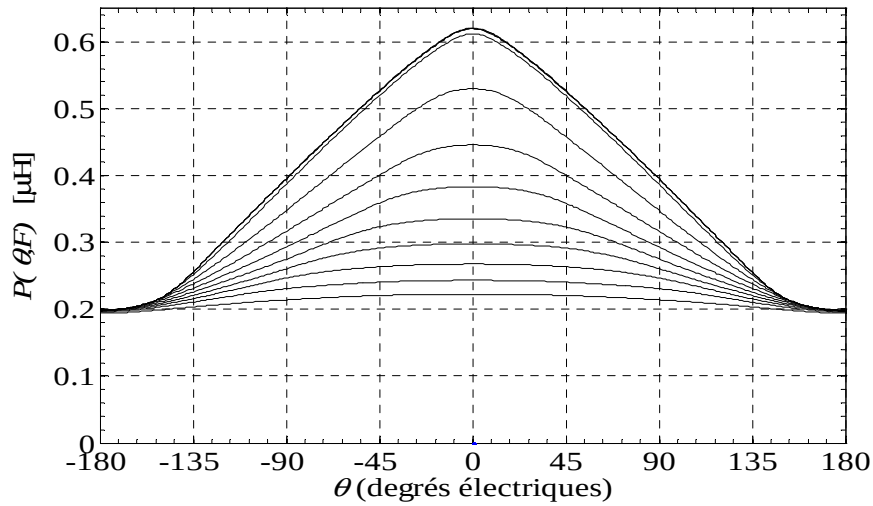


Figure II-7 Perméance en fonction de la position pour diverses valeurs de courants.

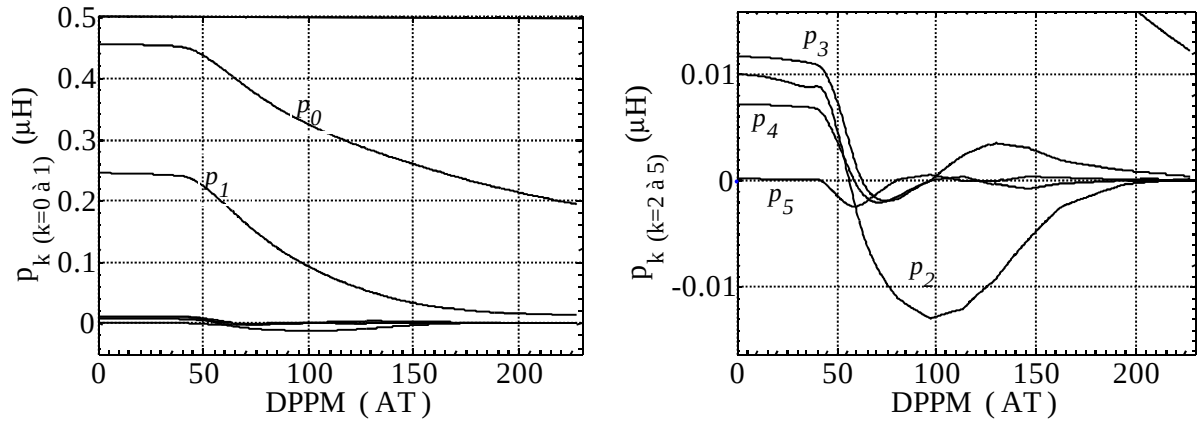


Figure II-8 Quelques coefficients de Fourier de la perméance de plot.

Cette première étape construit le module principal des différents modèles qui dépendront de l'architecture de la machine et de son alimentation. L'idée principale consiste à calculer les perméances par éléments finis, pour tenir compte de la géométrie de la machine et de l'état de la saturation des matériaux magnétiques, grâce à la puissance de calcul disponible de nos jours.

D'un autre côté, la décomposition spectrale de ces perméances donne une souplesse et autre angle de vue aux modèles. Puisqu'il suffit de connaître les coefficients de la série de Fourier de la perméance (fonction de la ddpm à ses bornes), pour avoir la valeur de $P(\theta, F)$ pour une position et une ddpm données, nous constituons une base de données (tableau de valeurs) à partir des fonctions $p_k(F)$ qui nous servira dans la suite pour tout calcul ou expression de perméance de plot.

II.2.4. Modèle couplé éléments finis 2D-réseau de perméances (modèle couplé 2D)

Nous avons présenté le principe de calcul de la perméance dans un cas simple où seuls deux plots sont alimentés en série. Pour une coupe de machine donnée, diverses architectures de bobinage sont envisageables. Pour équilibrer les efforts radiaux sur l'axe de la machine, il est préférable que les bobines appartenant à une même phase soient portées par des plots diamétralement opposés. Ainsi, si chaque phase est faite de deux bobines diamétralement opposées et connectées de sorte que, lorsqu'elles sont parcourues par un courant continu les flux produits par les deux bobines circulent en sens inverses, le bobinage est dit à "**flux opposés**" (voir figure II-9-a). Si ces bobines mises en série produisent des flux qui sont orientés dans le même sens comme à la figure II-9-b, le bobinage sera dit à "**flux additifs**"

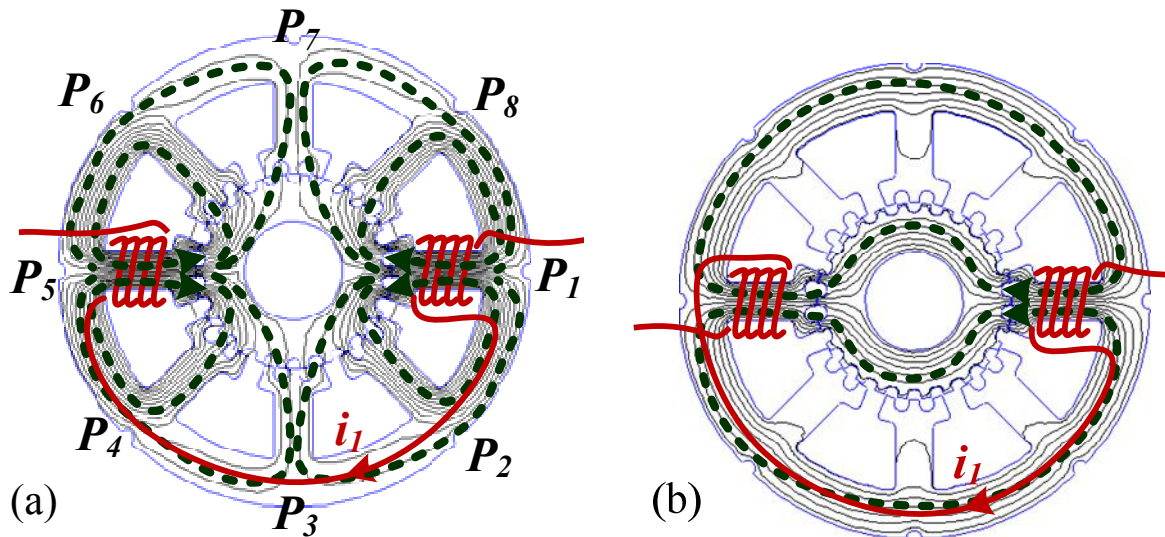


Figure II-9 Trajets des lignes de champs dans la machine lorsque celle-ci est bobinée:
(a) en **flux opposés** et (b) en **flux additifs**.

II.2.4.1. Application à un circuit magnétique complexe

Lorsque la machine est alimentée sur une seule phase (la phase 1 par exemple) connectée en flux d'AT opposés, au regard des trajectoires des lignes de champs sur la figure II-9-a obtenus par simulation via le logiciel de calcul de champ FEMM, nous avons dessiné

un schéma du circuit magnétique équivalent. Ce circuit magnétique est simplifié par application du théorème de Thévenin pour obtenir la version de la figure II-11.

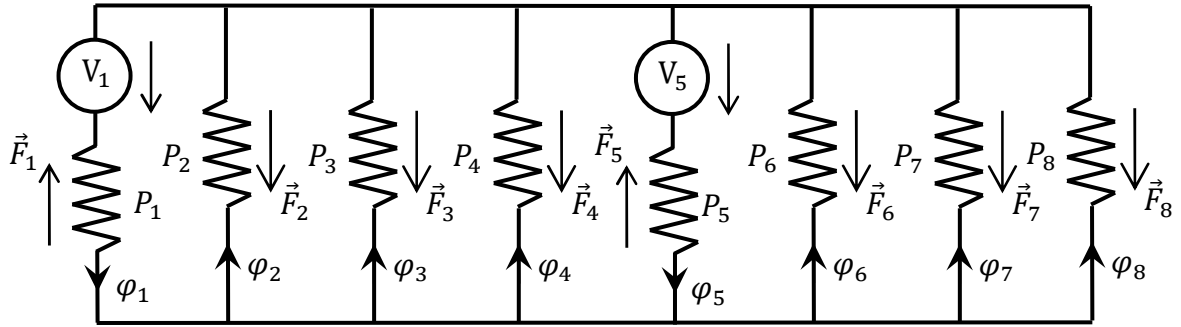


Figure II-10 Circuit magnétique équivalent.

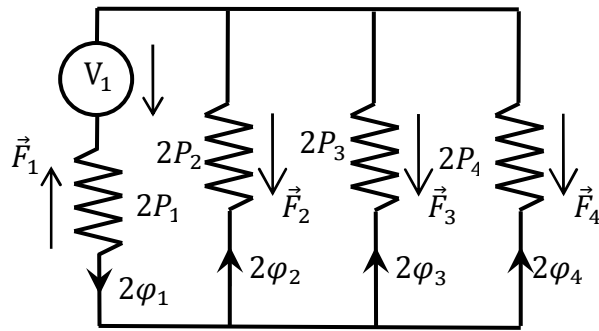


Figure II-11 Circuit magnétique équivalent simplifié.

II.2.4.2. Circuit magnétique équivalent de la machine complète

Le schéma du circuit magnétique équivalent de la machine (figure II-12) est réalisé en observant les trajets des lignes de champs (figure II-9) obtenus après une simulation par éléments finis où seulement deux bobines portées par des plots diamétralement opposés et connectées en "flux opposés" sont alimentées. Dans ce schéma, V_k est la valeur des AT (ou force magnétomotrice) générés par la bobine portée par le plot k , ϕ_k est le flux traversant cette bobine et F_k est la différence de potentiels magnétique (ddpm) aux bornes de la perméance P_k . Notons que les grandeurs V_k , F_k ou ϕ_k peuvent être positives, négatives ou même nulles.

Les culasses statorique et rotorique étant des équipotentielles magnétiques, nous les modélisons des court-circuits magnétiques.

Dans la suite nous verrons comment à partir des valeurs des V_k , différents types de bobinages peuvent être représentés.

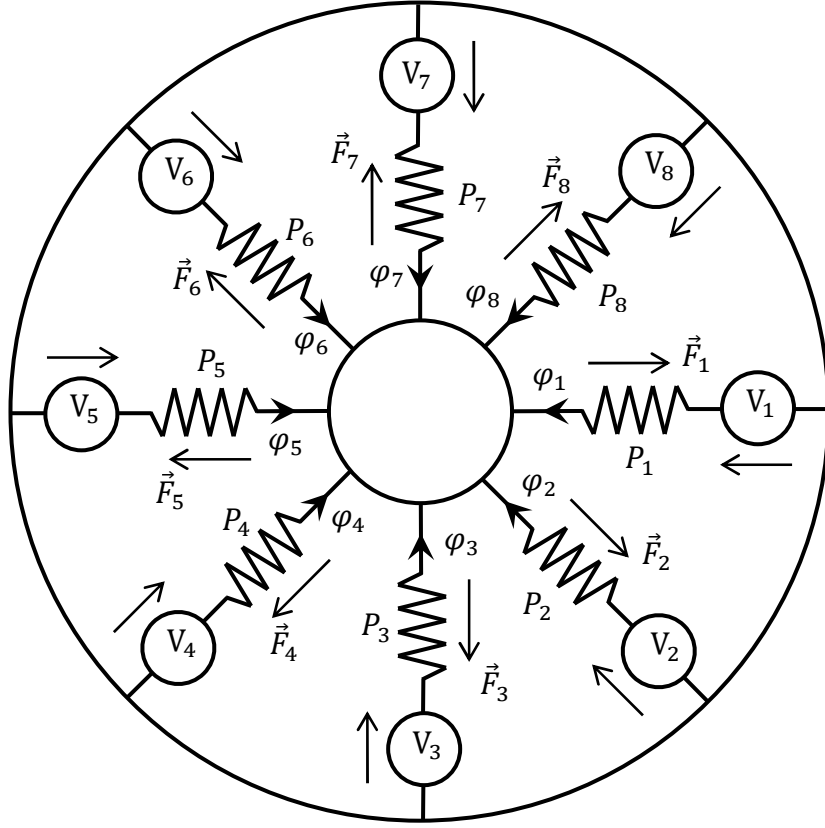


Figure II-12 Circuit magnétique de la machine.

II.2.4.3. Expression de toutes les perméances du circuit de la machine :

Dans le circuit magnétique équivalent de la machine de la figure ci-dessous, les expressions des perméances sont :

$$P_k(\theta, F_k) = \sum_{n=1}^{\infty} p_{kn}(F_k) \cos n(\theta + \gamma_k); k = 1 \text{ à } 8 \quad (\text{II.2})$$

Avec $\gamma_k = \frac{\pi}{2}(1 - k)$ $k = 1 \text{ à } 4$, $\gamma_5 = \gamma_1$, $\gamma_6 = \gamma_2$, $\gamma_7 = \gamma_3$ et enfin $\gamma_8 = \gamma_4$.

En considérant les conventions suivantes : $\theta = 0^\circ$ (électrique) quand les axes de symétrie des dents du plot numéro 1 sont confondus avec les axes de symétries des dents rotoriques qui leurs font face; l'évolution de θ croissante se fait dans le sens de rotation horaires. La figure II-14 montre les allures des perméances des différents plots de la machine, pour une ddpm identique aux bornes de chacune d'elles. Il est naturellement observé que ces perméances sont identiques et déphasées les unes par rapports aux autres de γ_k , conformément aux équations (II.2).

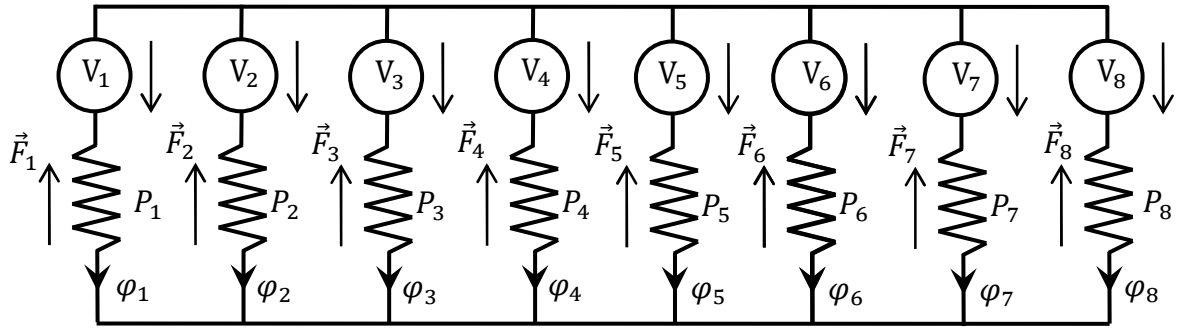


Figure II-13 Schéma "étalé" du modèle circuit magnétique de la machine.

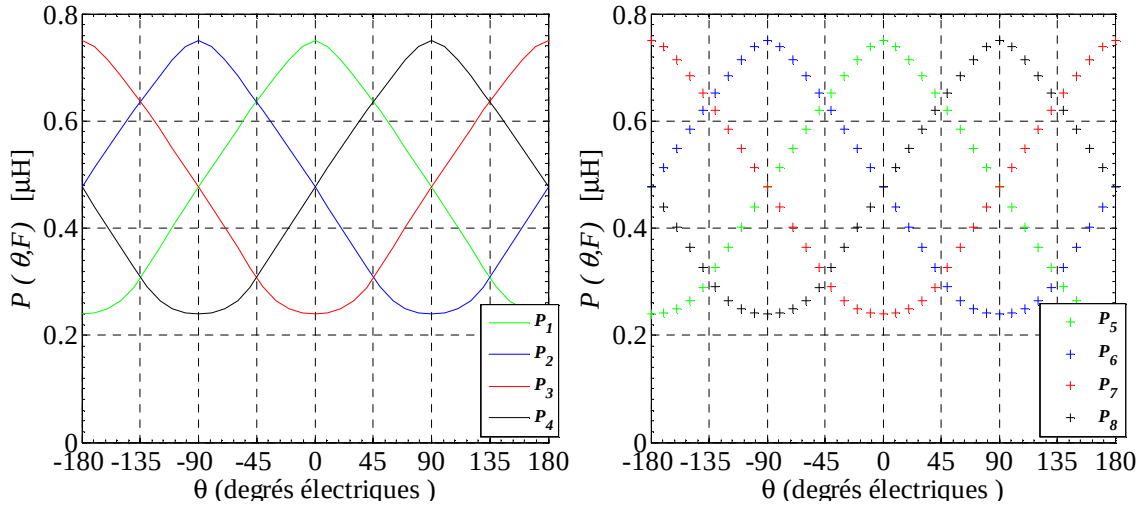


Figure II-14 Perméances des plots pour une même ddpm donnée.

II.2.4.4. Résolution du circuit magnétique : algorithme itératif.

Dans le circuit magnétique de la figure II-13 ci-dessus, les courants dans les bobines sont supposés connus ($V_k = N_{sb} i_k$, $k = 1$ à N_p avec N_p qui est le nombre de plots) et pour une position électrique θ donnée. Les seules inconnues sont alors les ddpm aux bornes des différents plots ou les perméances des plots.

Des lois de nœuds et de mailles découlant du circuit magnétique de la figure II-13 nous tirons les expressions des ddpm F_k aux bornes des perméances et des flux qui les traversent.

$$F_k = \frac{\sum_{j=1}^{N_p} (V_k - V_j) P_j}{\sum_i^{N_p} P_i} \quad \text{et} \quad \varphi_k = F_k P_k; \quad k = 1 \text{ à } N_p. \quad (\text{II.3})$$

Pour résoudre le système d'équations de flux ou de ddpm (équations (II.3)), non linéaires, pour chaque position θ considérée nous initialisons les perméances à des valeurs P_k^0

quelconques. Les perméances P_k^0 interviennent dans les équations (II.3) pour calculer les ddpm F_k^1 qui elles même permettent d'évaluer les perméances $P_k^1(\theta, F_k^1)$. Ces nouvelles valeurs des perméances ainsi obtenues sont comparées aux précédentes (les $P_k^0(\theta, F_k^0)$) et si au moins une de ces nouvelles valeurs de perméances est différente de sa valeur précédente, les ddpm sont recalculées en considérant les dernières valeurs des perméances de plots. Ce processus sera répété tant les valeurs des perméances réévaluées ne seront pas égales à celles utilisées lors de la résolution du circuit magnétique.

En automatisant le processus de résolution du circuit magnétique, les valeurs des perméances et donc celles des ddpm sur leurs bornes respectives sont définitivement obtenues à la convergence de l'algorithme de la figure ci-dessous [KEN09]:

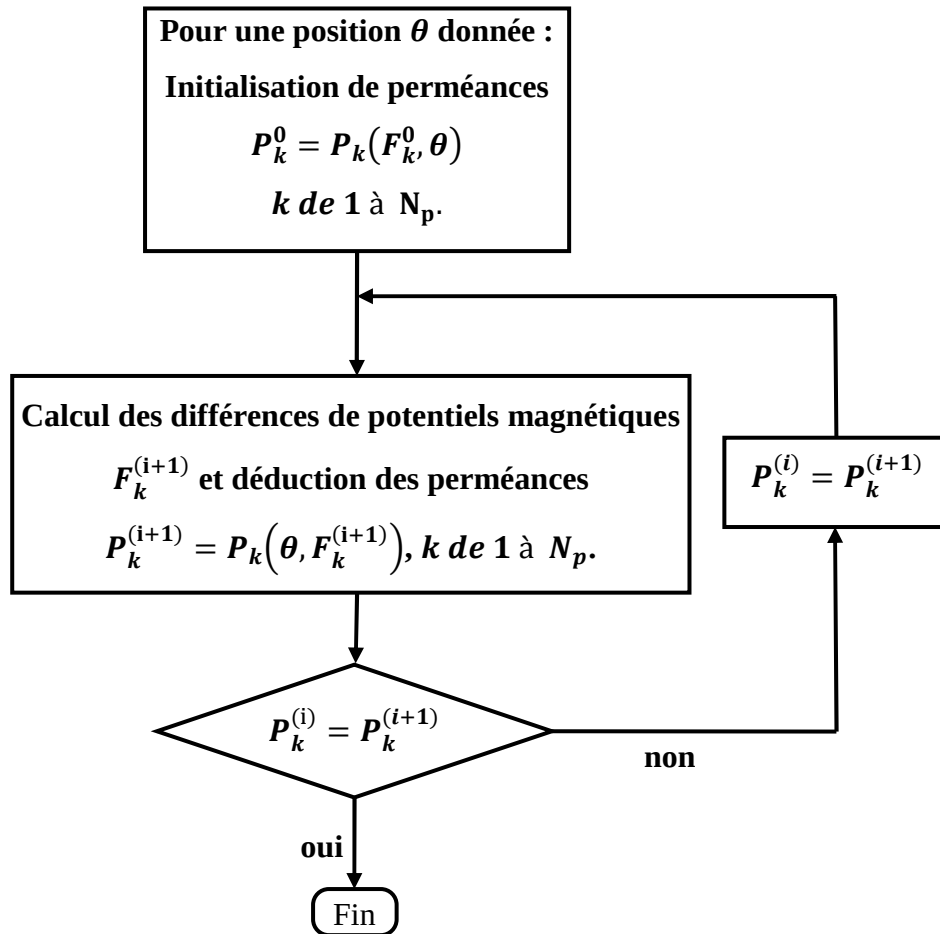


Figure II-15 Algorithme de résolution du circuit magnétique de la machine.

Convergence de l'algorithme de résolution :

Pour une position θ donnée, seules quatre courbes de flux ou de perméances interviennent dans l'algorithme : les courbes en θ , en $\theta - \pi$, en $\theta - \frac{\pi}{2}$ et en $\theta + \frac{\pi}{2}$. Un

coefficient de relaxation peut être intégré et ajusté dans l'algorithme pour assurer et éventuellement accélérer sa convergence. La figure ci-dessous illustre la convergence (sans relaxation) en six coups (ce qui est assez rapide), lors d'un calcul où seuls deux plots en phase au sens des déphasages γ_k sont alimentés. Dans cette figure, chaque courbe représente l'allure du flux traversant un plot en fonction de la différence de potentiels magnétiques à ses bornes. Les points rouges sont les valeurs initiales et les verts les valeurs obtenues à la convergence de l'algorithme. Ces figures nous confirment évidemment que les solutions ne dépendent pas des valeurs initiales.

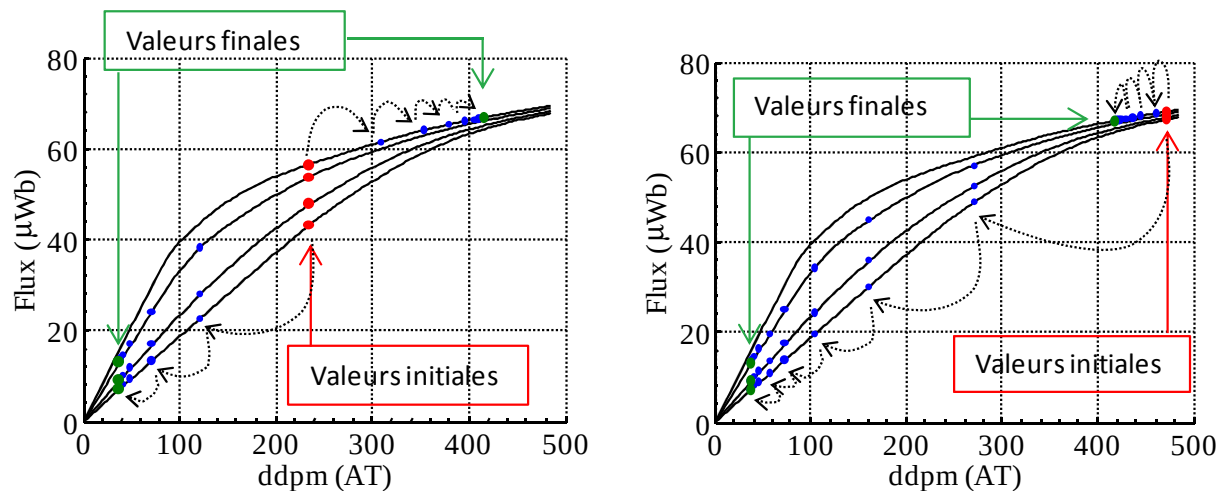


Figure II-16 Etapes de la converge de l'algorithme de calcul.

Ainsi le calcul des flux dans les différentes branches du circuit (ou des différentes des ddpm aux bornes perméances) est effectué pour chaque position du rotor en fonction du ou des courants dans les bobines du stator.

Cet algorithme sera utilisé pour le calcul de l'état magnétique (les flux dans les branches et les ddpm aux bornes des perméances dans les schémas équivalents) des MRV simple ou des MRV hybrides que nous verrons plus loin dans ce chapitre.

II.2.4.5. Calcul de la coénergie et du couple statique :

a) La coénergie

Pour une position donnée du rotor, la coénergie de la machine peut être calculée sur les sources ou sur les charges. Les expressions analytiques des charges que sont les différentes perméances de plots ($P_k(\theta, F_k)$, k allant de 1 à N_p voir figure II-13) dans le réseau de perméances étant connues nous optons pour le calcul de la coénergie sur les charges. Nous avons alors la relation :

$$\tilde{W}(\theta, V_1, \dots, V_{N_p}) = \sum_{k=1}^{N_p} \tilde{W}_k(\theta, F_k) \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Avec :} \quad \tilde{W}_k(\theta, F_k) = \int_0^{F_k} \varphi_k(\theta, F) dF \quad (\text{II.5})$$

Dans les équations (II.5), φ_k est le flux traversant la perméance P_k , dont les bornes sont soumises à la ddp F_k . En exprimant le flux en fonction des perméances, ces équations deviennent :

$$\tilde{W}_k(\theta, F_k) = \int_0^{F_k} P_k(\theta, F) F dF \quad (\text{II.6})$$

Et en tenant compte des expressions des différentes perméances nous avons :

$$\tilde{W}_k(\theta, F_k) = \int_0^{F_k} \sum_{n=0}^{\infty} p_{kn}(F) \cos[n(\theta + \gamma_k)] F dF \quad (\text{II.7})$$

Les variables θ et F étant indépendantes, l'intégrale et la somme peuvent être permutées et finalement la coénergie est :

$$\tilde{W}(\theta, V_1, \dots, V_{N_p}) = \sum_{k=1}^{N_p} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\int_0^{F_k} p_{kn}(F) F dF \right) \cos[n(\theta + \gamma_k)] \quad (\text{II.8})$$

De cette expression, nous pouvons d'ores et déjà visualiser ou séparer les contributions des différents harmoniques de chaque perméance à la coénergie magnétique dans la machine. Il reste maintenant à déterminer la partie de cette coénergie qui sera transformée en énergie mécanique en calculant le couple.

b) Le couple statique :

Le couple dans les dispositifs magnétiques peut être calculé par différentes méthodes telles que le couple volumique, les tenseurs de Maxwell ou le théorème des travaux virtuels. De par la démarche adoptée dans notre modèle, il semble que les travaux virtuels utilisant la coénergie magnétique soit la méthode la plus adéquate.

Ainsi le couple statique est obtenu en dérivant la coénergie par rapport à la position mécanique, à ampères-tours constants.

$$\Gamma(\theta, V_1, \dots, V_{N_p}) = \frac{\partial \tilde{W}(\theta, V_1, \dots, V_{N_p})}{\partial \theta_{meca}} \quad (\text{II.9})$$

$$= N_r \frac{\partial \tilde{W}(\theta, V_1, \dots, V_{N_p})}{\partial \theta}$$

Soit finalement en utilisant l'expression de la coénergie :

$$\Gamma(\theta, V_1, \dots, V_{N_p}) = -N_r \sum_{k=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{\infty} n \left(\int_0^{F_k} p_{kn}(F) F dF \right) \sin [n(\theta + \gamma_k)] \quad (\text{II.10})$$

L'expression du couple que nous venons d'établir a l'avantage de spécifier les contributions des différents plots et celles des différents harmoniques de chaque contribution. Il est ainsi aisé d'identifier les paramètres qui feraient croître ou décroître le couple électromécanique dans une structure donnée et même d'évaluer l'impact de certaines modifications géométriques sur le couple total.

c) **Analyses qualitative et quantitative de la coénergie et du couple statique:**

L'expression analytique de la coénergie ou du couple se présente sous la forme d'une double somme dont la première est la somme des contributions au couple des différentes perméances de plots du modèle circuit de la machine, et l'autre est la somme des composants harmoniques de chaque terme de la première somme.

Ces expressions analytiques de la coénergie ou du couple statique nous montrent que ces grandeurs sont bien dépendantes de l'état de saturation magnétique de la machine. Cette dépendance à la saturation est matérialisée par les amplitudes des harmoniques de la coénergie ou du couple qui sont proportionnelles au terme :

$$\int_0^{F_k} p_{kn}(F) F dF \quad (\text{II.11})$$

La figure II-17 montre par exemple l'évolution de l'amplitude du fondamental de la coénergie, calculée sur un seul plot.

De plus les fonctions intégrales (équations (II.11)), termes principaux des amplitudes des harmoniques évoqués ci-dessus, sont précalculés et stockés dans une base de données de la même façon que les harmoniques de perméances de chaque plot. Ceci permet de réduire considérablement le temps de calcul de la coénergie ou du couple dès lors que les ddpm F_k sont connues.

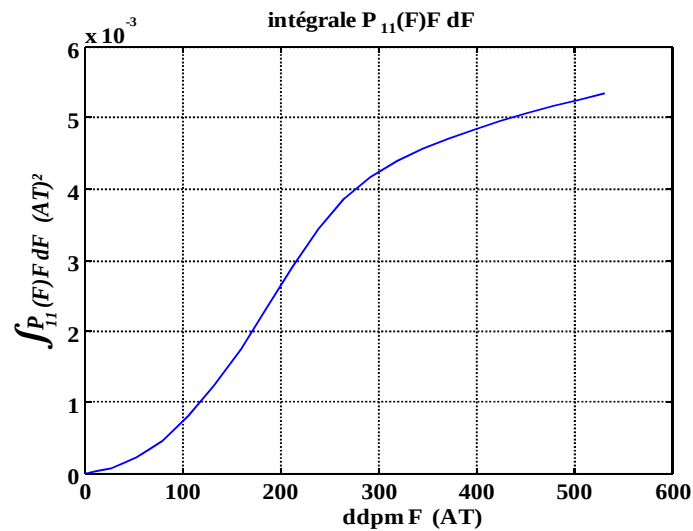


Figure II-17 Amplitude du fondamental de la coénergie calculé sur un seul plot.

II.2.4.6. Validation du modèle couplé 2D par son équivalent EF

Pour les machines non excitées, nous avons calculé par éléments finis et par le modèle couplé 2D des couples statiques dans des conditions d'alimentations identiques. Ainsi, pour un courant de 0.25A (cas linéaire) et de 0.5A (machine saturée) et pour deux types de bobinages distincts (à flux additifs et à flux opposés), les résultats des simulations sont présentés aux figures II-18 et II-19.

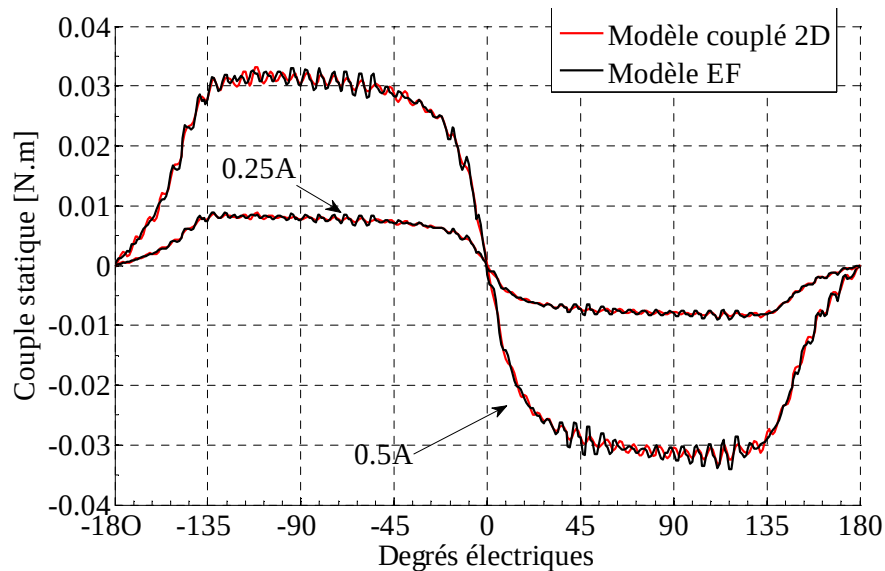


Figure II-18 Couple statique en fonction de la position (électrique) du rotor: bobines en flux additifs.

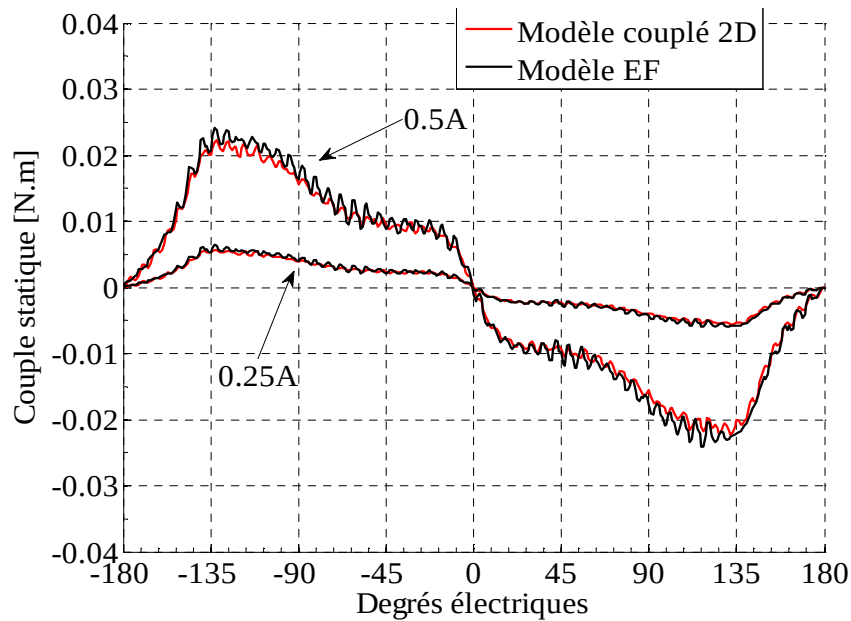


Figure II-19 Couple statique en fonction de la position (électrique) du rotor : bobines en flux opposés.

La concordance des couples statiques EF et 2D couplé des figures ci-dessus nous permet de valider le modèle couplé 2D pour des MRV non excitées. Une fois les perméances de plots déterminées, le calcul du couple statique par notre modèle (couplé 2D) sur une période électrique et pour un courant donné est quasi instantané alors qu'en utilisant le logiciel EF, pour chaque couple (θ, i) il faut refaire le maillage et le calcul ce qui nécessite un temps de calcul beaucoup plus important.

Les deux figures II-18 et II-19 ci-dessus où le couple est calculé dans les mêmes conditions orientent le choix vers les bobinages de type "Ampère tour additifs" puisque la valeur et l'allure du couple sont bien plus intéressantes (forme et valeur du couple à courant donné) dans ce cas que dans celui des bobinages de type "Ampère tour opposés".

II.2.4.1. Modèle dynamique de la MRV :

L'étude du comportement en régime statique étant bien établie, il est intéressant d'aller plus loin dans la modélisation de la machine en situation réelle. Un modèle dynamique tenant compte de la charge et de l'alimentation est alors nécessaire.

Le modèle dynamique classique des MRV s'appuie sur les équations électriques et mécaniques de la machine. Les variables d'état sont les courants, la vitesse et la position. Les flux totaux par phase sont supposés linéaires et proportionnels aux inductances qui sont soit interpolées par des segments de droites [FMS95] soit par une fonction sinusoïdale à valeur moyenne non nulle. Le comportement dynamique de la machine n'est alors étudié avec précision que quand l'état magnétique de la machine est linéaire.

La modélisation en régime dynamique des machines peut se faire en couplant un calcul de champ par éléments finis au circuit électrique. C'est ce qu'ont fait VASEGHI[VAS09] et VELLY [VEL11] par exemple pour étudier le comportement dynamique de machine synchrone, en utilisant le logiciel Flux. Bien que couplage le EF-circuit électrique permette d'étudier le comportement dynamique des machines à structure simple telles les MRV classiques, les machines synchrones ou même les machines asynchrones, cette méthode est lourde et n'est pas adaptée aux structures complexes où les calculs en 3D sont inévitables.

Sous l'hypothèse qu'on néglige les phénomènes d'induction (le problème traité est magnétostatique), le modèle que nous proposons est une résolution pas à pas dans le temps de l'état magnétique de la machine. Ce modèle s'appuie sur les équations électriques de la machine pour déterminer les flux totaux de phases qui sont des données nécessaires à la résolution du système d'équations non linéaires régissant l'état magnétique de la machine, obtenu en écrivant les lois de nœuds et de mailles du schéma réseau de perméances de cette machine. La résolution de ces équations non linéaires se fait en utilisant l'algorithme itératif décrit au paragraphe II.2.4.4. L'état magnétique de la machine étant connu, le couple électromécanique est calculé, et enfin les équations mécaniques permettent de calculer la vitesse et la position du rotor. Les variables d'état de notre modèle dynamique sont les flux totaux par phases, la vitesse et la position.

Comme en régime statique les résultats obtenus tiennent compte de la géométrie de la machine et de son état de saturation, il en sera de même pour son comportement en régime dynamique.

En régime dynamique, la MRV peut être commandée en boucle ouverte ce qui est un avantage considérable car on n'a besoin que de capteurs de courants. Dans ce cas les courants sont imposés par un ou plusieurs régulateurs.

Puisque les grandeurs électriques ont des réponses beaucoup plus rapides que les grandeurs mécaniques, nous admettons que les variations de flux se font à position θ constante et que les changements de positions se font à fmm constantes.

Les modifications programmées ou subies des grandeurs électriques (tensions ou courants) ont comme conséquence la modification de l'état magnétique général de la machine (flux et forces magnétomotrices). Ainsi, à un instant donné, les variations des flux dans les différentes phases sont données en fonction des valeurs des grandeurs électriques par :

$$\frac{d}{dt}\psi_j = v_j - r i_j, \quad j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.12})$$

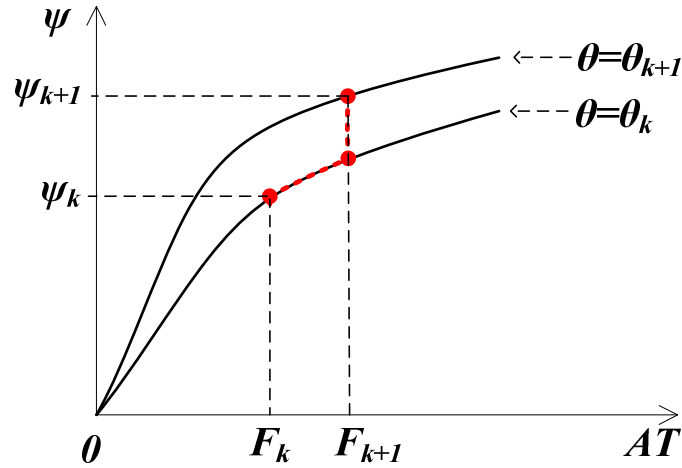


Figure II-20 Evolution des flux totaux dans les bobines (autour des plots) en fonction des Ampère tour en présence.

L'intégration de ces équations entre les instants t (au pas k de calcul) et $t + \Delta t$ (au pas de calcul $k+1$) permet de déterminer les valeurs des flux (à l'instant $t + \Delta t$) dans les différentes phases. Ces flux sont ceux qu'auraient induits les modifications du courant ou de la tension dans une phase indépendamment des autres. Ils sont tels que :

$$\psi_j^{(k+1)} = \psi_j^{(k)} + \int_t^{t+\Delta t} (v_j^{(k)} - r i_j^{(k)}) dt, j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.13})$$

Pour chacune des phases, les flux obtenu et les valeurs des Ampère tours dans les autres phases à l'instant t , sont utilisés comme paramètres pour déterminer la valeur des Ampère tour (dans la phase considérée) qui aurait permis de générer ce flux.

Les courants (au pas $k+1$) dans les différentes phases, connus, servent de données pour le calcul de l'état magnétique de la machine, la position étant celle à l'instant t . La valeur du couple est déterminée et celle-ci permet de résoudre l'équation mécanique et de déterminer la vitesse et la position du rotor au pas $k+1$ et finalement les flux dans les phases à cet instant sont calculés. Ils serviront de valeurs initiales dans les calculs pour l'instant suivant.

Les grandeurs du circuit magnétique de la figure II-13 sont adaptées comme le montre la figure II-21 pour tenir compte du type de bobinage (dans le cas de la figure présentée, les bobines sont connectées de sorte que les flux créés par leurs AT soient additifs). Cette figure permet de montrer le couplage entre le circuit électrique (le convertisseur et les bobines de cuivre en rouge) et le circuit magnétique (en noir).

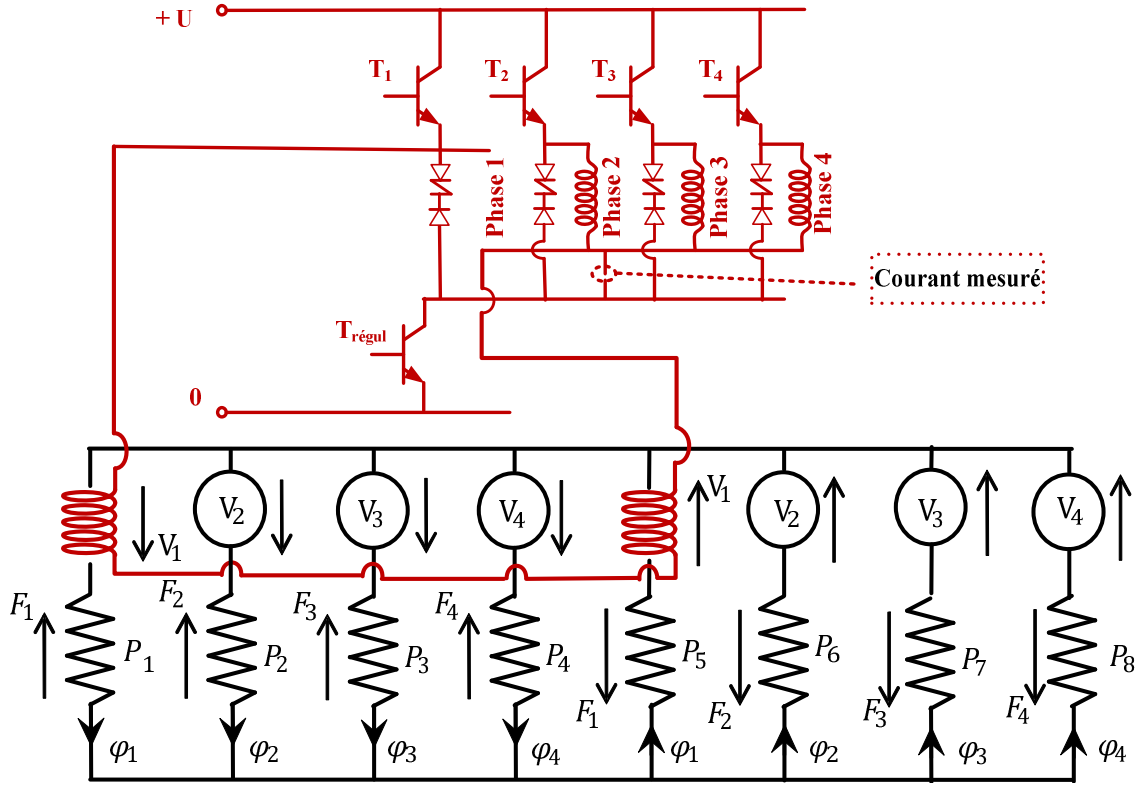


Figure II-21 Schéma du modèle couplé circuit électrique - circuit magnétique de la machine, bobinée en flux d'en AT "additifs".

A chaque pas de calcul, les perméances des plots sont supposées connues (au pire elles sont initialisées à des valeurs arbitraires et en utilisant l'algorithme de la figure II-15) et les flux par phase sont donnés par les équations (II.12) ; les seules grandeurs à déterminer sont les AT des différentes bobines et les ddpm aux bornes des perméances, qui sont donnés par :

$$N_{sb}I_j = V_j = \frac{\Psi_j}{2N_{sb}P_j}, j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.14})$$

$$F_j = V_j, j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.15})$$

Les courants dans les phases sont alors donnés par :

$$I_j = \frac{\Psi_j}{2N_{sb}^2 P_j}, j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.16})$$

Les Ampères-tours de toutes les bobines étant connus pour la position θ considérée du rotor, le couple moteur peut maintenant être évalué (équation (II.10)).

Les intégrations des équations mécaniques ci-dessous donnent la vitesse et la position du rotor, ce qui permet de compléter le modèle de la MRV en régime dynamique.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma - \Gamma_r - \Gamma_{f_{sec}} - f_v \Omega \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (\text{II.18})$$

Dans ces équations, J est le moment d'inertie de la machine et de sa charge ramené sur l'axe de rotation de la machine, Γ le couple moteur, Γ_r le couple de charge, $\Gamma_{f_{sec}}$ le couple de frottement sec, f_v est le coefficient de frottement visqueux, Ω la vitesse de rotation du rotor par rapport au stator et θ la position du rotor par rapport au stator.

La position du rotor ainsi que les courants dans toutes les bobines étant connus, nous pouvons calculer les flux dans les différentes branches du réseau de perméance de la machine et en déduire les flux par phases (équations (II.12) dans le cas d'un bobinage à flux d'AT "additifs"), qui sont les valeurs initiales dans l'expression (II.13) au pas de calcul suivant.

$$\Psi_j = 2N_{sb}\varphi_j; j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.19})$$

Les équations électriques et mécaniques ainsi que les différents algorithmes de calcul utilisés pour décrire les différentes étapes du calcul en régime dynamique sont intégrés dans le schéma bloc de la figure ci-dessous pour être implémentés sous Matlab-simulink.

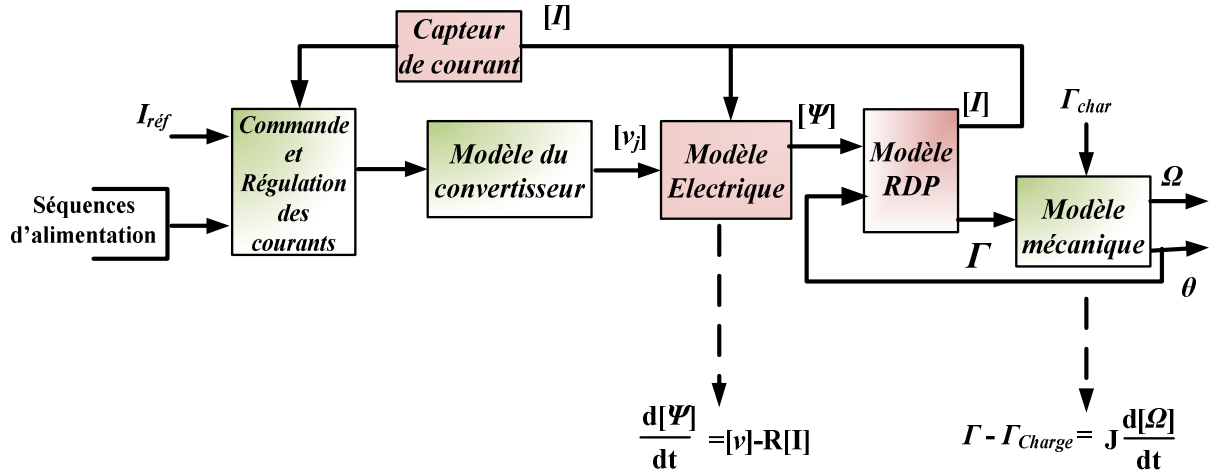


Figure II-22 Schéma général de la simulation.

Ce schéma est fait de trois principaux blocs : commande et régulation, électromagnétique et enfin le bloc mécanique.

Commande et régulation :

Comme nous l'avons évoqué au premier chapitre, les MRV et MRVH que nous étudions sont commandées en boucle ouverte. Pour une MRV ou MRVH à quatre phases, le convertisseur choisi (parce que moins susceptible aux pannes) est celui de la figure I-16-b. La

somme des courants dans les phases est régulée de la façon suivante : lorsque cette somme est inférieure à la référence de courant qu'on souhaite imposer, le transistor $T_{régul}$ de régulation, est mis dans son état passant ; dans le cas contraire, c'est-à-dire quand la somme des courants dans les phases est supérieure à la référence, $T_{régul}$ est bloqué.

La commande quant à elle gère les états de conduction des transistors des bras de hacheur associés aux différentes phases. Ainsi si C_1 , C_2 , C_3 et C_4 désignent les signaux de commande des transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 , l'alimentation est dite de mode 1 si une seule phase à la fois est susceptible de conduire. Si $C_i = 1$ lorsque le transistor T_i est passant et $C_i = 0$ lorsque celui est bloqué, le schéma de la figure ci-dessous montre les allures des signaux de commande quant les phases sont alimentées en mode 1.

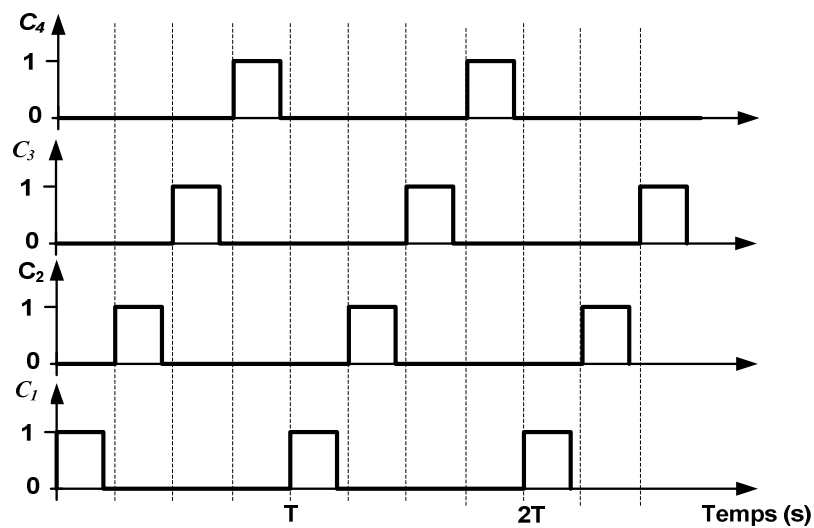


Figure II-23 Commande en mode 1.

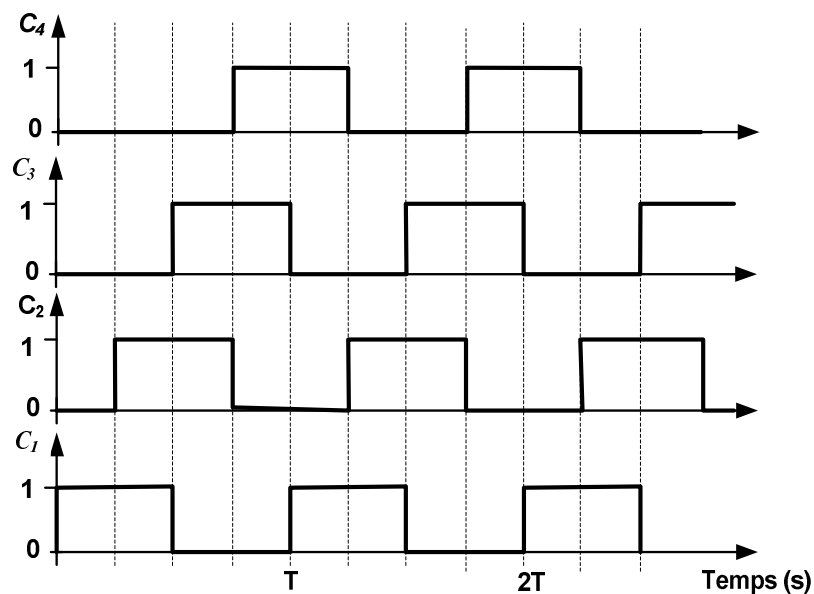


Figure II-24 Commande en mode 2.

Pour une alimentation dite mode 2, deux phases sont conductrices à la fois et chaque transistor de commande est passant pendant une demi période (figure II-24).

Le mode 3 d'alimentation est tel que seule une phase conduit puis deux, puis une et ainsi de suite. Le signal de commande de chaque transistor est dans l'état conducteur (haut) pendant $3/8$ éme de leur période et chaque phase peut conduire toute seule pendant $1/3$ de cette période (figure II-25).

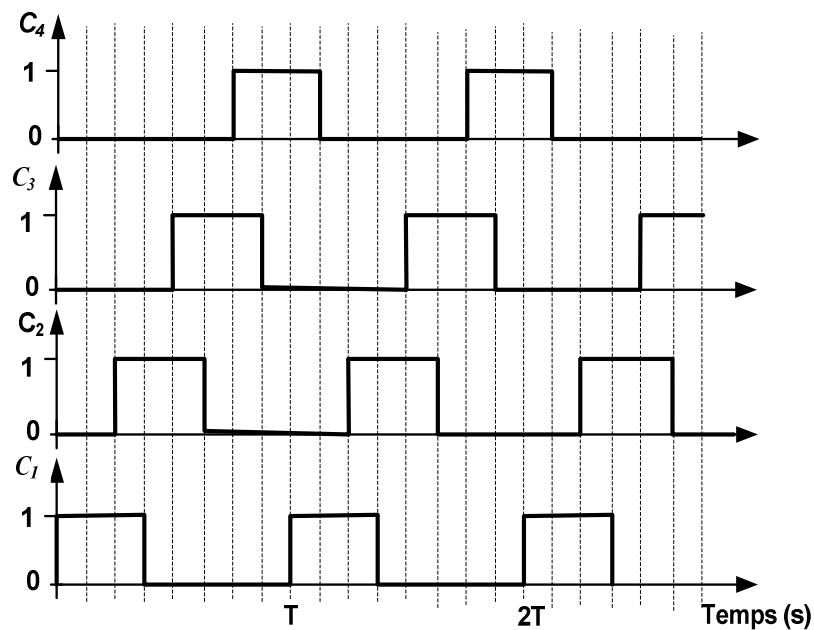


Figure II-25 Commande en mode 3.

La fréquence et donc la période des courants sont identiques à celles des signaux de commande des transistors associés aux différents bras du hacheur.

Le bloc électromagnétique :

Ce bloc inclus deux sous-blocs qui illustrent le fait que le calcul des grandeurs électromécaniques se fait en deux temps :

- Le calcul des courants dans les phases et le couple moteur :

A flux totaux de phases et position du rotor (par rapport au stator) donnés, nous déterminons les V_j (Ampères-tours dans les différentes bobines) et par suite les courants I_j dans les phases. A partir des lois de mailles et de nœuds issues de circuit magnétique équivalent de la machine (figure II-21 dans le cas d'un bobinage à flux additifs) nous

obtenons les expressions analytiques des V_j (équations (II.14)) et donc les expressions des I_j (équations (II.16)). Ces expressions contiennent les perméances de plots qui sont des fonctions non linéaires des ddpm à leurs bornes respectives et de la position du rotor. Les valeurs de ces perméances sont calculées à l'aide de l'algorithme itératif de la Figure II-15. Toutes les grandeurs électriques et magnétiques étant connues, le couple électromécanique est calculé à partir de son expression donnée par l'équation (II.10).

- **Les flux totaux dans les phases :**

A courants de phases donnés, la machine produit un couple moteur qui en fonction de couple de charge et des paramètres mécaniques, provoque un déplacement du rotor. Les ddpm aux bornes de toutes les perméances du circuit magnétique équivalent de la machine sont calculées comme au paragraphe II.2.4.4 ; les flux traversant ces perméances sont évalués et finalement, en tenant compte du bobinage les flux totaux à travers les différentes phases sont alors calculés, pour cette position du rotor. Ces flux totaux sont les valeurs initiales de l'intégration qui permet de déterminer le vecteur des flux totaux au pas de calcul suivant.

Le bloc mécanique:

Une fois le couple électromécanique connu, en fonction du couple résistant total (couple charge et couples dus aux frottements secs et visqueux) et de l'inertie du rotor, l'accélération du rotor est calculée, puis intégrée pour obtenir la vitesse dont l'intégrale permet d'obtenir finalement la position du rotor qui est l'une des données pour les calculs au pas suivant.

II.2.5. Cas particulier des machines à réluctance variable hybrides (MRVH)

Les modèles de MRVH que nous allons développer sont directement calqués sur ceux des MRV (moins complexes) eux-mêmes, basés sur le réseau de perméances équivalent de la machine. Rappelons que les expressions analytiques desdits plots sont des fonctions de la position du rotor et de la différence de potentiels entre leurs bornes. Avant de dessiner le réseau de perméances équivalent de la machine ; nous présentons sa structure ainsi que les modèles circuit-magnétiques équivalents de ses principaux éléments.

II.2.5.1. Structure de la machine

La machine à réluctance hybride est faite de deux demi-machines à réluctance dont les rotors sont montés sur le même axe et sont décalés mécaniquement d'une demi-période

électrique. Un aimant cylindrique de magnétisation parallèle à l'axe de la machine est inséré entre les deux demi-machines ; celui-ci peut être inséré indépendamment au rotor ou au stator. Les armatures statoriques et rotoriques sont faites d'empilements de tôles ferromagnétiques feuilletées perpendiculairement à l'axe de la machine. Les flux circulant dans tout plan perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine sont alors la superposition des flux créés par les courants dans les différents bobinages et des flux homopolaires créés par l'aimant. La figure ci-dessous nous montre une coupe longitudinale d'une MRVH à aimant au stator, et où les contours bleus illustrent des exemples de trajets de flux d'aimant.

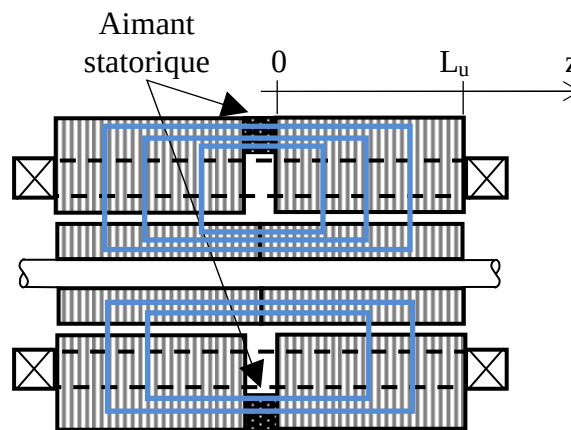


Figure II-26 Coupe axiale de la machine hybride à aimant statorique.

II.2.5.2. Modèle de l'aimant

Le modèle de l'aimant (figure II-27) est une force magnétomotrice en série avec une réluctance [RAB91]. Dans le cas de la MRVH décrite par le schéma de la figure II-26, la réluctance de l'aimant inclut un terme qui tient compte de l'entrefer supplémentaire dû au feuilletage des tôles. Nous faisons l'hypothèse que la fmm équivalente de l'aimant est constante. Elle ne dépend donc ni de la position du rotor, ni de l'état magnétique du fer. Il en est de même de la réluctance équivalente d'aimant R_a que nous supposons donc constante.

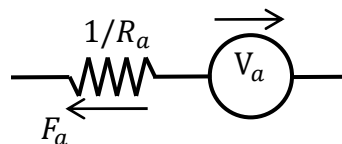


Figure II-27 Modèle de l'aimant.

Comme nous pouvons le voir à la figure II-26, les trajets des tubes de flux produits par l'aimant (représentés par les contours en bleu) comportent des tronçons parallèles à l'axe de rotation de la machine où les flux traversent successivement des épaisseurs d'isolant et de

tôle. L'épaisseur totale d'isolants traversés dans ces tronçons transversaux représente un entrefer supplémentaire dont il faut tenir compte dans le modèle.

En fonction de sa distance par rapport à l'aimant, l'entrefer supplémentaire pour une tôle située à l'abscisse z (voir figure II-26) est :

$$e(z) = \left[1 - C_{fois} - \frac{b}{L_u} \right] z + b \cong az + b \quad (\text{II.20})$$

où b est égale à l'épaisseur de l'isolant sur l'une des faces d'une tôle et C_{fois} est le facteur de foisonnement des tôles de la machine.

L'entrefer supplémentaire dû au foisonnement des tôles (au stator et au rotor) peut alors être pris en compte par un entrefer équivalent moyen dont l'expression est :

$$e_{moy} = \frac{2aL_u}{\ln \frac{aL_u + b}{b}} + \frac{a'(2L_u + L_a)}{\ln \frac{a'(2L_u + L_a) + b}{b}} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Avec } a' = 1 - C_{fois} - \frac{b}{2L_u + L_a}$$

Ainsi, la réluctance d'aimant est :

$$R_a = \frac{1}{\mu_a} \frac{L_a}{S_a} + \frac{1}{\mu_0} \frac{e_{moy}}{S_a} \quad (\text{II.22})$$

La fmm en série vaut :

$$V_a = \frac{B_r L_a}{\mu_a} \quad (\text{II.23})$$

avec μ_a et μ_0 les perméabilités magnétiques respectives de l'aimant et de l'air, B_r l'induction rémanente de l'aimant dont L_a et S_a sont respectivement la hauteur et la surface.

II.2.5.3. Circuit magnétique du modèle couplé équivalent

Le modèle circuit équivalent à une MRVH est alors constitué de deux circuits magnétiques à huit branches identiques semblables à celui de la figure II-13. Chaque bloc correspond à une demi-machine. Ces deux blocs sont "liés" de deux manières :

- Electriquement : puisque chaque plot de la machine (deux plots de demi-machines superposés) porte une bobine, les sources de flux dans les branches correspondantes sont identiques. Nous avons alors les relations suivantes :

$$V_j = N_{sb} i_j = V_{j+8} = N_{sb} i_{j+8}; j = 1 \text{ à } 8 \quad (\text{II.24})$$

où N_{sb} est le nombre de spires par bobine et i_j est le courant circulant dans la bobine j . Il est évident que $i_j = i_{j+8}$.

- Magnétiquement : l'aimant inséré entre les deux demi-machines (dont les coupes axiales sont représentées à la figure II-28) ferme le circuit magnétique du flux axial. Cette liaison est représentée par la branche $(\varphi_a, V_a, 1/R_a, F_a)$ du circuit magnétique équivalent de la MRVH (figure II-29).

Les expressions des perméances des différents plots de demi-machine sont :

$$P_k(\theta, F_k) = \sum_{n=1}^{\infty} p_{kn}(F_k) \cos n(\theta + \gamma_k); k = 1 \text{ à } N_p. \quad (\text{II.25})$$

avec $\gamma_k = \frac{\pi}{2}(1 - k)$ $k=1$ à 4. Les déphasages des plots restants de la première demi-machine (constituée des plots 1 à 8) sont tels que : $\gamma_5 = \gamma_1, \gamma_6 = \gamma_2, \gamma_7 = \gamma_3$ et enfin $\gamma_8 = \gamma_4$. Quant aux déphasages des plots de la demi-machine formée par les plots 9 à 16, ils sont égaux à ceux des plots homologues de la première demi-machine plus un déphasage supplémentaire de π . Ainsi $\gamma_9 = \gamma_1 - \pi, \gamma_{10} = \gamma_2 - \pi, \gamma_{11} = \gamma_3 - \pi, \gamma_{12} = \gamma_4 - \pi$.

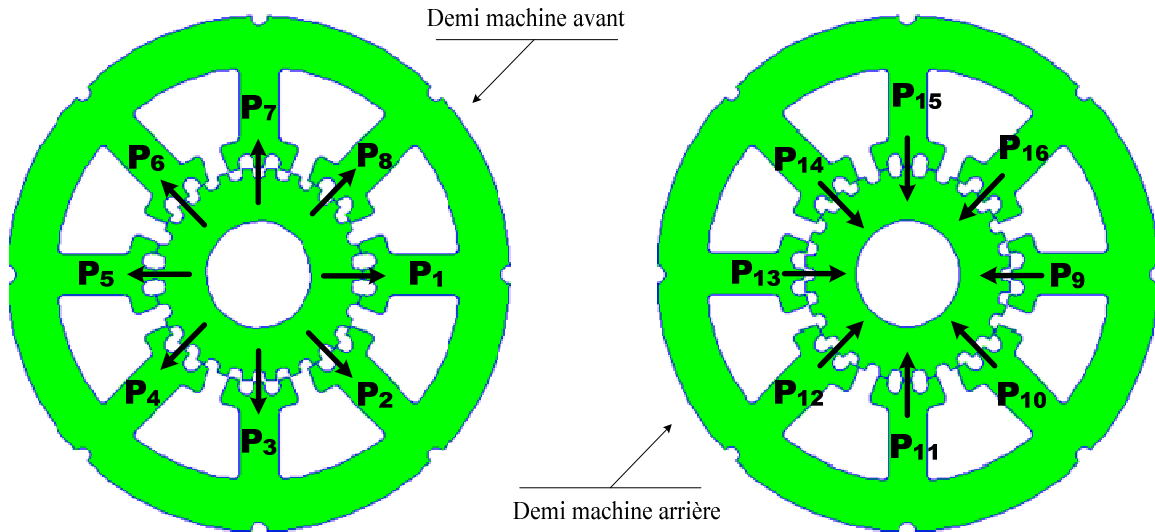


Figure II-28 Coupes axiales des demi-machines formant la MRVH.

La figure II-30 ci-dessous donnent les allures des perméances de plots dans une MRVH, sur une période électrique et à AT donné.

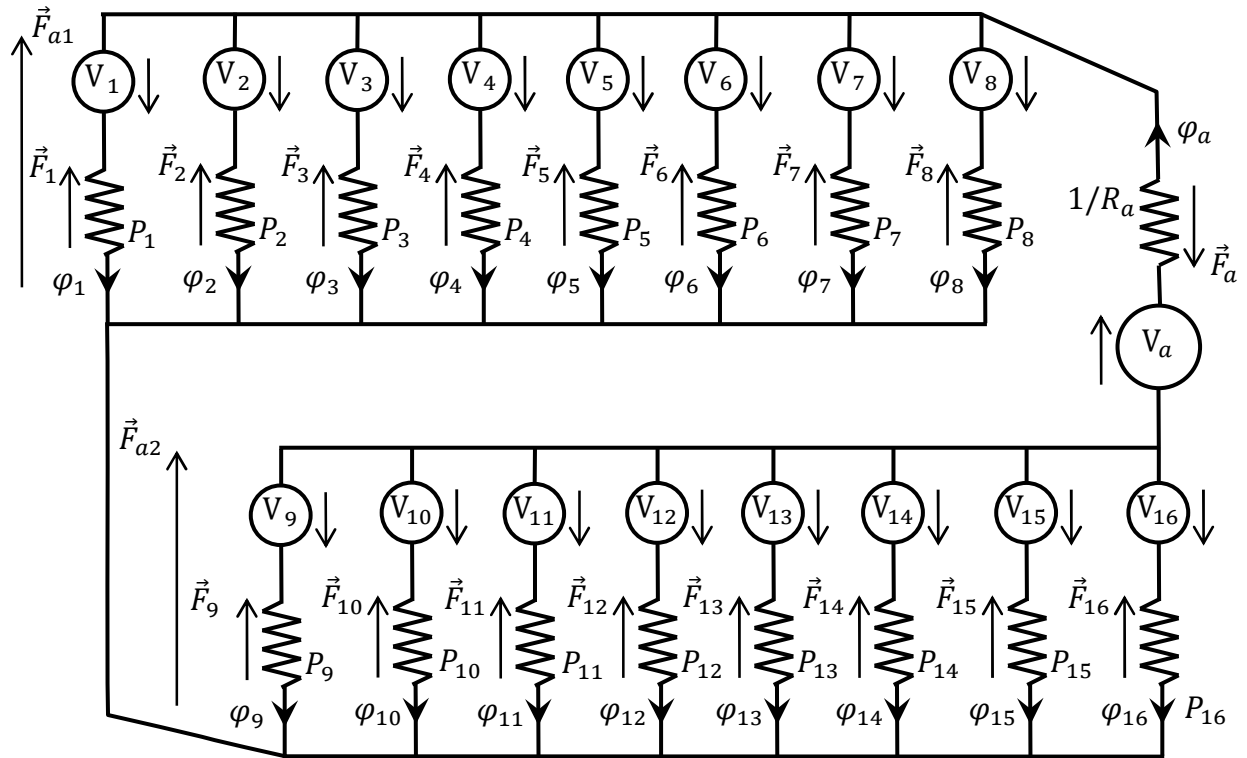


Figure II-29 Modèle circuit magnétique d'une MRVH.

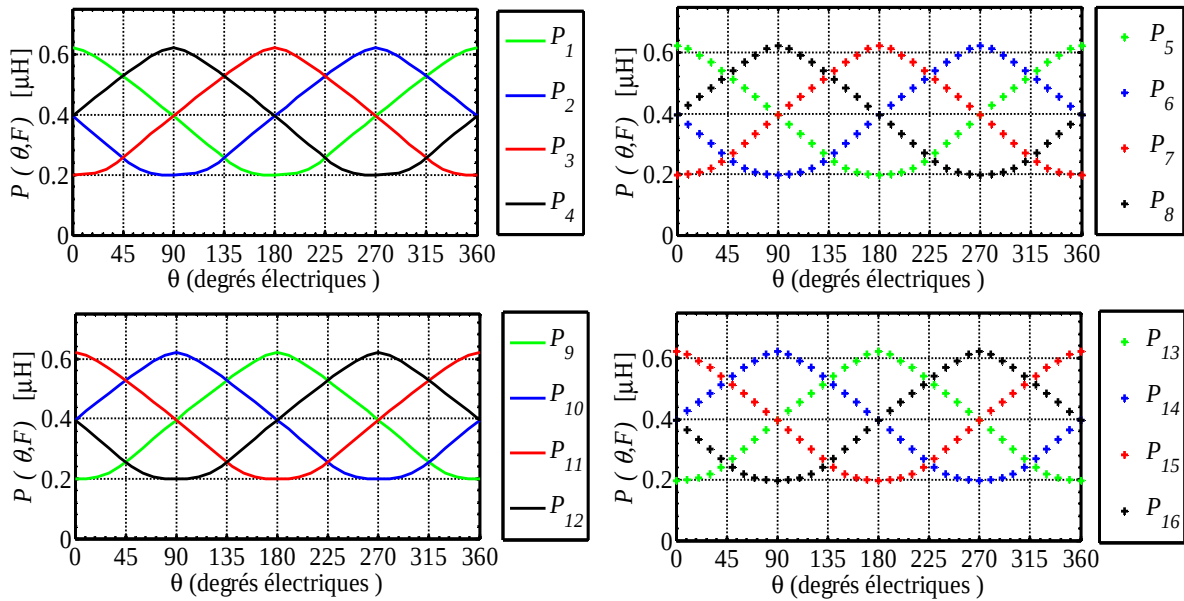


Figure II-30 Les perméances des différents plots d'une MRVH à AT donnés.

Suivant l'état de saturation d'un plot, les amplitudes des différents harmoniques de sa perméance sont modifiées ; ce qui conduit à la modification des courbes ci-dessus tout en gardant la même période et le même déphasage.

Comme pour le cas des MRV, pour résoudre ce circuit magnétique, nous supposons que toutes les perméances sont connues ainsi que tous les ampères-tours d'alimentation. Les

inconnues sont les flux à travers les différentes perméances et les ddpm aux bornes de celles-ci.

$$\varphi_a = \frac{V_a + \frac{\sum_{k=1}^8 P_k V_k}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{\sum_{k=9}^{16} P_k V_k}{\sum_{k=9}^{16} P_k}}{R_a + \frac{1}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{1}{\sum_{k=9}^{16} P_k}} \quad (\text{II.26})$$

$$F_{a1} = \frac{\varphi_a - \frac{\sum_{k=1}^8 P_k V_k}{\sum_{k=1}^8 P_k}}{\sum_{k=1}^8 P_k} \quad (\text{II.27})$$

$$F_{a2} = \frac{-\varphi_a - \frac{\sum_{k=9}^{16} P_k V_k}{\sum_{k=9}^{16} P_k}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \quad (\text{II.28})$$

$$F_k = \begin{cases} F_{a1} + V_k ; & k = 1 \text{ à } 8 \\ F_{a2} + V_k ; & k = 9 \text{ à } 16 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les flux dans les différentes branches sont :

$$\varphi_k = P_k F_k \quad (\text{II.30})$$

Comme nous l'avons décrit pour les MRV si toutes les sources de flux V_k (donc tous les courants dans les bobines) les équations (II.26) à (II.30) et l'algorithme itératif de la figure II-15 (où nous avons pour le cas présent 16 perméances), permettent de connaître les valeurs de toutes les grandeurs (perméances, ddpm, flux) du circuit magnétique équivalent de la machine (figure II-29), pour une position θ donnée du rotor par rapport au stator de la machine.

II.2.5.4. Généralisation au cas des machines multi-enroulements

Encore dans le cas de la MRVH, au lieu de ne disposer qu'une seule bobine par plot, nous pouvons en disposer deux identiques de deux manières illustrées à la figure II-31. Ceci permet d'accroître le nombre de configurations possibles lors de l'établissement des différentes phases de la machine. Nous avons alors la possibilité de dupliquer les phases à l'identique de façon à disposer deux voies distinctes d'alimentation identiques

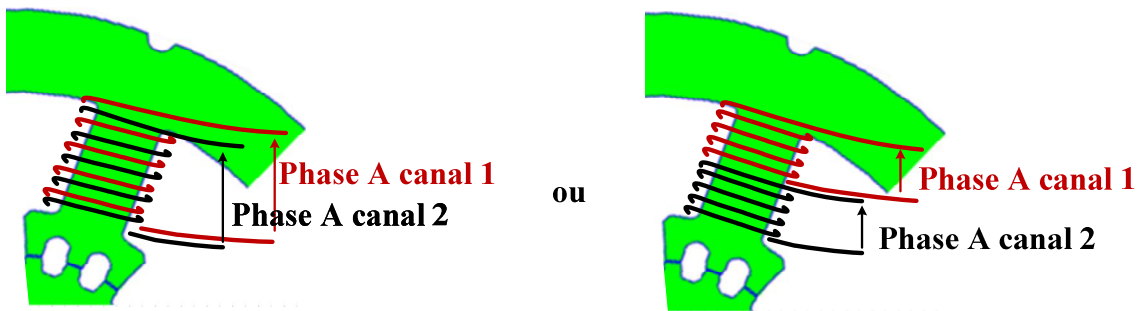


Figure II-31 configurations deux bobines par plot.

Le modèle circuit final valable pour une multitude de combinaisons de bobinages et plusieurs modes d'alimentations, est représenté à la figure II-32.

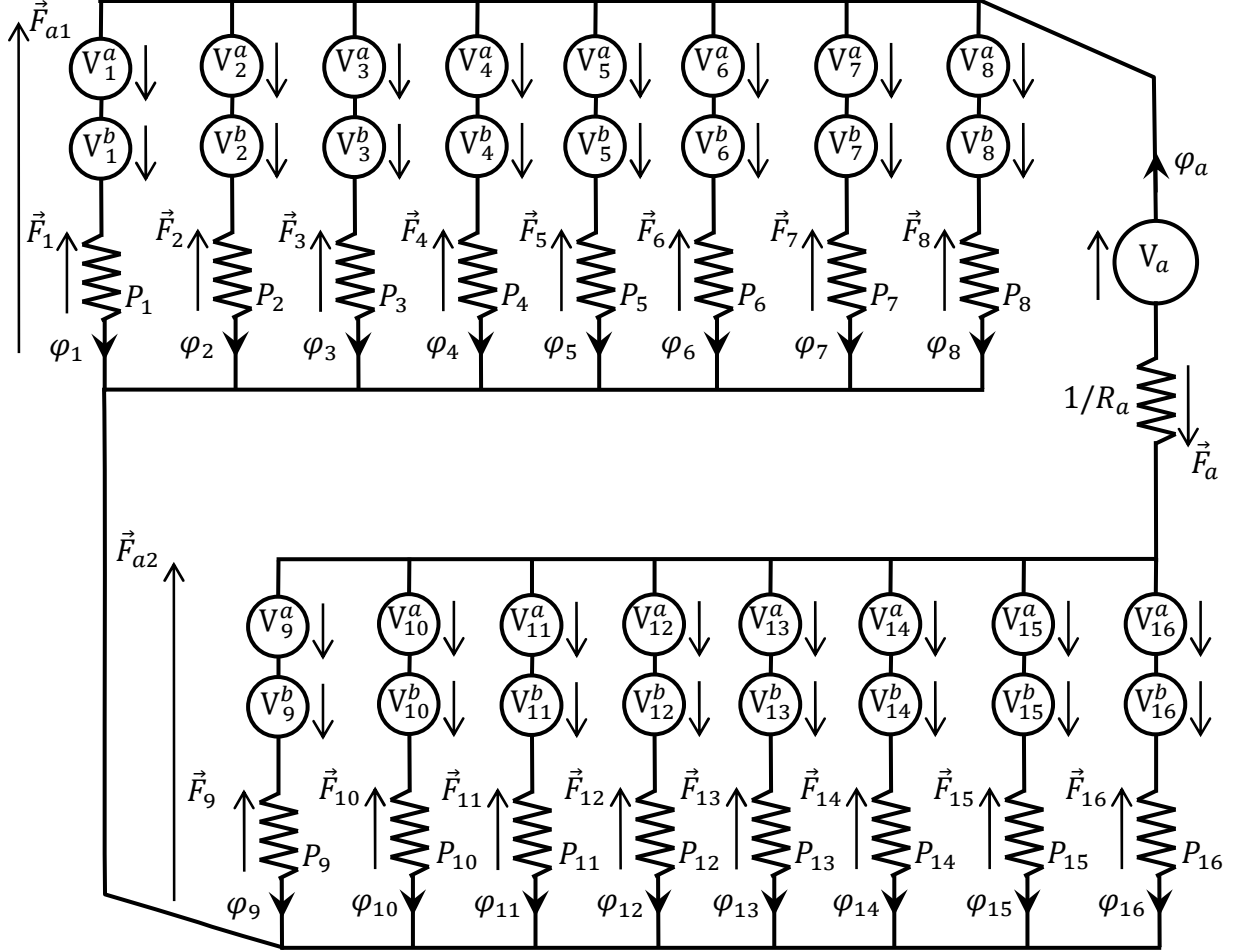


Figure II-32 Modèle circuit magnétique d'une MRVH multi-enroulement.

Pour une position θ donnée et lorsque tous les courants dans les bobines sont connus, les flux dans les branches et les ddpm aux bornes des perméances du circuit magnétique ci-dessus sont :

$$\varphi_a = \frac{V_a + \frac{\sum_{k=1}^8 P_k (V_k^a + V_k^b)}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{\sum_{k=9}^{16} P_k (V_k^a + V_k^b)}{\sum_{k=9}^{16} P_k}}{R_a + \frac{1}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{1}{\sum_{k=9}^{16} P_k}} \quad (\text{II.31})$$

$$F_{a1} = \frac{\varphi_a - \sum_{k=1}^8 P_k (V_k^a + V_k^b)}{\sum_{k=1}^8 P_k} \quad (\text{II.32})$$

$$F_{a2} = \frac{-\varphi_a - \sum_{k=9}^{16} P_k (V_k^a + V_k^b)}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \quad (\text{II.33})$$

$$F_k = F_{a1} + V_k^a + V_k^b, \quad k = 1 \text{ à } \frac{N_p}{2} \quad (\text{II.34})$$

$$F_k = F_{a2} + V_k^a + V_k^b, \quad k = 1 + N_p/2 \text{ à } 2N_p \quad (\text{II.35})$$

Les flux dans les différentes branches du réseau de perméance ont pour expressions :

$$\varphi_k = P_k F_k; \quad k = 1 \text{ à } 2N_p \quad (\text{II.36})$$

II.2.5.5. Calcul des performances statiques de la MRVH

L'état magnétique de la machine étant connu puisque les flux dans toutes les branches et les ddpm aux bornes de toutes les perméances du circuit magnétique équivalent de la machine sont connus, les performances statiques de la MRVH peuvent être calculées de la façon suivante:

a) La coénergie :

Elle est calculée sur charges que sont les perméances de plots. Son expression est :

$$\tilde{W}(\theta, V_j^a, V_j^b) = \sum_{k=1}^{2N_p} \tilde{W}_k(\theta, F_k) \quad (\text{II.37})$$

$j=1 \text{ à } 2N_p$

Dans cette équation, les termes $\tilde{W}_k(\theta, F_k)$ sont calculés de la même façon que ceux des équations (II.7).

Pour des ampères-tours donnés $(V_j^a, V_j^b, j=1 \text{ à } 2N_p)$ et pour une position $(\theta \text{ électrique})$ donnée, la coénergie dans la machine est :

$$\tilde{W}(\theta, V_j^a, V_j^b) = \sum_{k=1}^{2N_p} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\int_0^{F_k} p_{kn}(F) F dF \right) \cos [n(\theta + \gamma_k)] \quad (\text{II.38})$$

$j=1 \text{ à } 2N_p$

b) Le couple statique

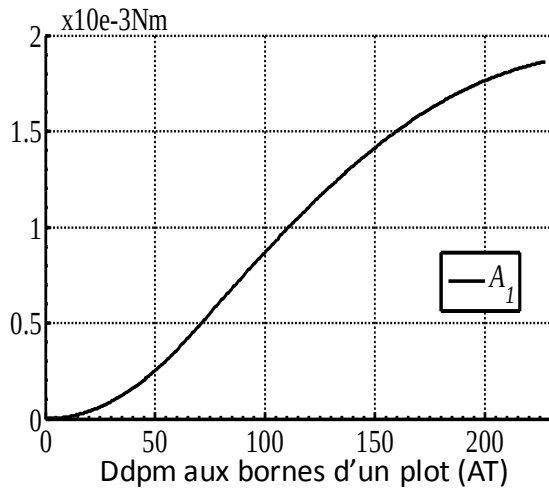
Le couple électromagnétique est obtenu en dérivant la coénergie par rapport à la position mécanique. L'expression du couple montre que ce dernier est la somme des contributions de chacun des N_p plots du réseau de perméances de la machine.

$$\Gamma(\theta, V_j^a, V_j^b) = -N_r \sum_{k=1}^{2N_p} \sum_{n=1}^{\infty} n \left(\int_0^{F_k} p_{kn}(F) F dF \right) \sin [n(\theta + \gamma_k)] \quad (\text{II.39})$$

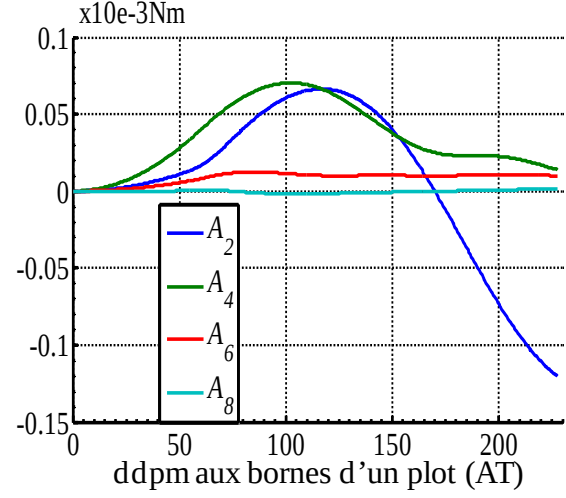
$j=1 \text{ à } 2N_p$

Pour chaque plot, les amplitudes des différents harmoniques sont des fonctions de son état de saturation (la force magnétomotrice $\vec{F}_k$ aux bornes de celui-ci). Ces amplitudes sont données par :

$$A_n^{\Gamma k}(F_k) = n \left(\int_0^{F_k} p_{kn}(F) F dF \right) \quad (\text{II.40})$$



(a)



(b)

Figure II-33 Les amplitudes des harmoniques

Suivant l'état de saturation des plots, certaines composantes harmoniques du couple sont modifiées. Ainsi dans le cas particulier du couple dit de détente où les fmm dans tous les enroulements sont nulles et les ddpm aux bornes des plots sont identiques, seules les sommes des contributions au couple total des harmoniques de rangs $4k$ sont non nulles du fait des différents déphasages des plots les uns par rapport aux autres. Le couple de détente est donc périodique de période 90° électriques (voir figure II-34).

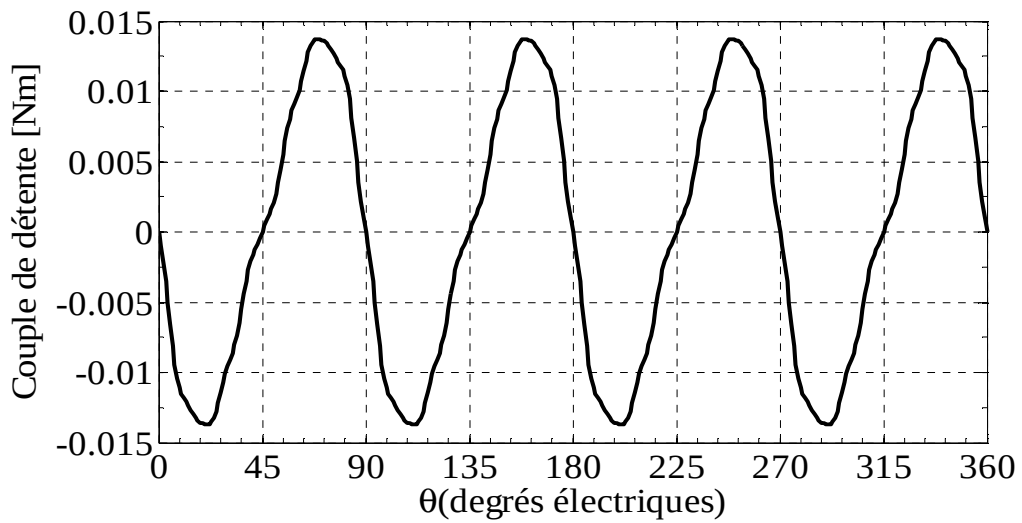


Figure II-34 Exemple de couple de détente pour une puissance volumique d'aimant donnée.

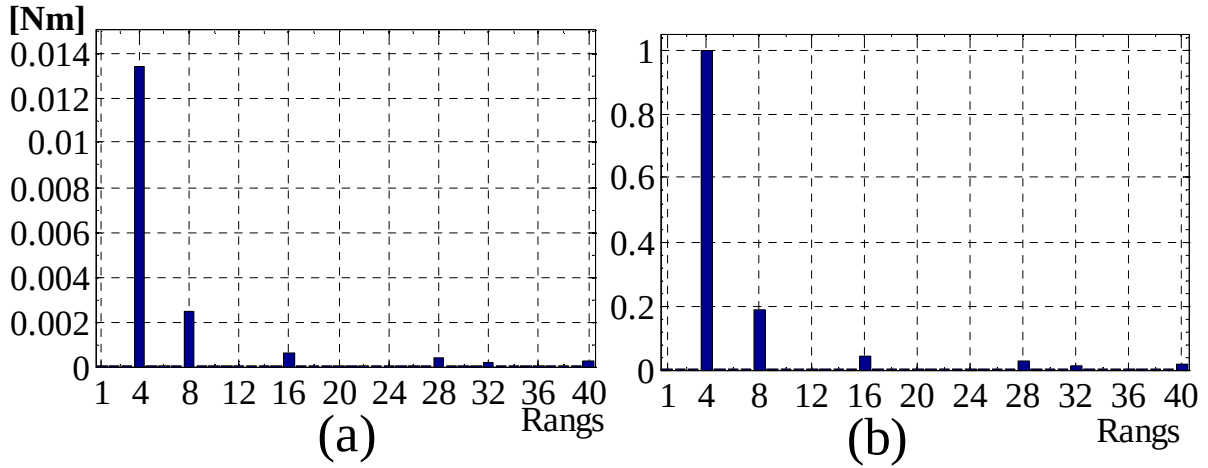


Figure II-35 (a) Amplitudes des harmoniques du couple de détente.
(b) Pourcentage par rapport au fondamental de celui-ci.

Pour un type d'aimant donné, le volume d'aimant peut être fixé en fonction de la qualité et (ou) de la valeur du couple de détente souhaité. Ainsi pour un couple de détente maximal, les harmoniques de rang 4 des flux par plots doivent être prépondérants. Pour que la raideur des positions d'équilibre stable soit accrue, les composantes harmoniques du couple de rangs 8 et (ou) 12 du couple devraient être non nulles (équations (II.39), (II.40) et figure II-33).

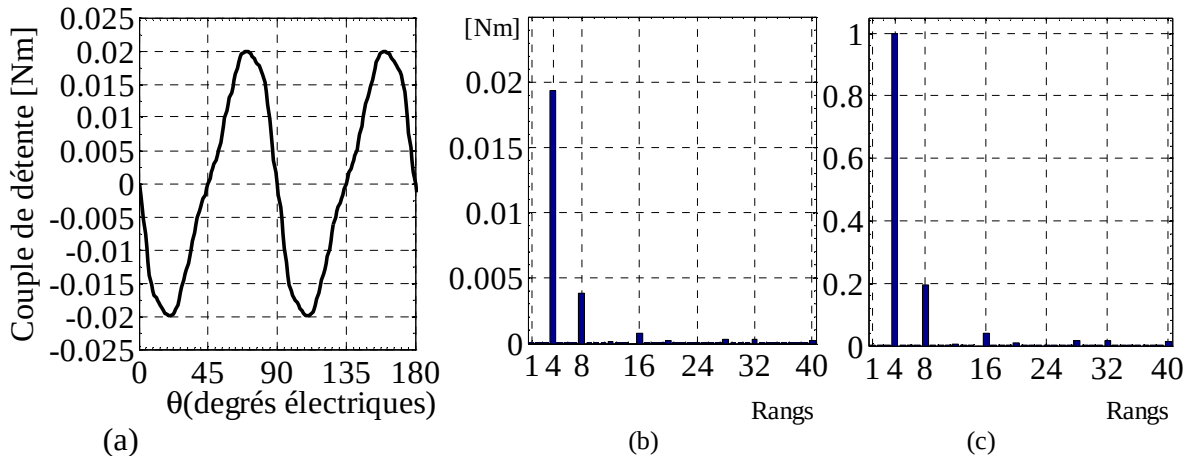


Figure II-36 (a) Couple de détente. (b) Amplitudes des harmoniques du couple de détente.
(c) Pourcentage par rapport au fondamental de celui-ci.

Avec un volume d'aimant deux fois plus important, la source de flux est plus importante et la ddp_m aux bornes des perméances est plus grande ; les amplitudes des harmoniques du couple sont modifiées. La figure II-36 nous montre qu'en doublant le volume d'aimant, le pourcentage par rapport au fondamental de l'harmonique 8 augmente ; ceci renforce la raideur des positions d'équilibre stable.

Si nous diminuons la puissance volumique de l'aimant (celle de la simulation de la figure II-34), nous voyons comme le montre la figure II-37 que la contribution des harmoniques de rangs supérieurs à 4 a diminuée.

Les analyses spectrales des différents couples de détente (figures II-35 à II-37) produits par des MRVH dont les structures magnétiques ne diffèrent que par le volume ou le type d'aimant montrent que ces couples ne comportent que des harmoniques de rangs multiples de 4 ($4k$, avec k entier positif).

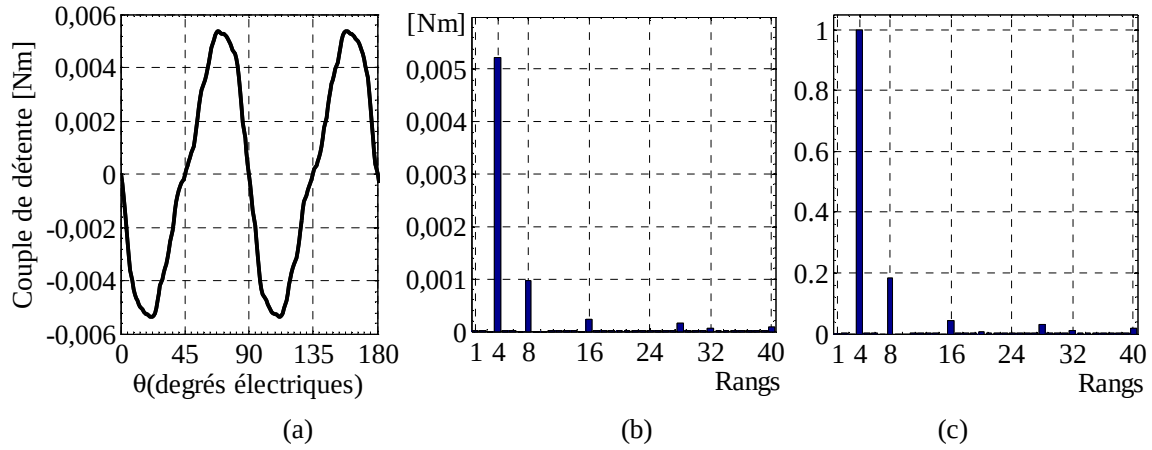


Figure II-37 (a) Couple de détente (aimant ferrite de même géométrie qu'à la figure II-34)
 (b) Amplitudes des harmoniques du couple de détente.
 (c) Pourcentage par rapport au fondamental de celui-ci.

En effet les courants étant nuls dans toutes les bobines de ces machines, la seule source de flux dans le circuit magnétique de ces MRVH (figure II-32) est la fmm V_a de l'aimant. De ce fait les différences de potentiels magnétiques (ddpm) aux bornes des perméances P_k , $k = 1$ à N_p sont toutes égales. Les termes de la somme sur toutes les perméances de l'équation (II.39) qui sont les contributions au couple des différents plots du réseau de perméances sont identiques aux différents déphasages près.

Les harmoniques du couple de même rangs évalués sur chaque plot sont d'amplitudes identiques d'un plot à un autre mais déphasés de 0, de π , de $\frac{\pi}{2}$ ou de $-\frac{\pi}{2}$ radian électriques. Ceux-ci peuvent donc s'ajouter ou se neutraliser dans la somme dont le résultat est le couple de détente.

Ainsi les harmoniques de rang 1 (donc de période 2π) de toutes les contributions de plots au couple de détente se neutralisent. A titre d'exemples les fondamentaux des contributions au couple de détente de P_1 et P_5 s'annulent avec celles de P_3 et P_7 . Idem pour celles de P_{10} et

P_{14} qui se neutralisent avec P_{12} et P_{16} (voir Figure II-28). Pour les mêmes raisons les harmoniques de rang impair se neutralisent.

Les contributions harmoniques de rang pair non multiples de 4 se neutralisent aussi. En effet, pour ces rangs harmoniques, les contributions au couple de détente de deux plots consécutifs ont la même amplitude mais sont en opposition de phase.

Les seules contributions non nulles sont celles de rang $4k$ qui sont en phase et s'ajoutent donc pour former le couple de détente.

II.2.6. Modèles en régime dynamique.

Puisque les structures des MRV ne diffèrent de celles des MRVH que par la présence de l'aimant qui génère le flux homopolaire, le modèle dynamique de la MRVH est pratiquement le même que celui des MRV à la différence que les équations dans les sous-blocs dénommés "**variation de flux à θ constant**" et "**variation de flux à AT constant**" sont plus complexes du fait de la complexité du circuit magnétique équivalent de la MRVH. Le schéma général de la simulation en régime dynamique est donc celui de la figure II-22.

En statique, pour une position θ donnée du rotor par rapport au stator, la connaissance des courants dans les différentes branches permet de déterminer les flux traversant chaque perméance ainsi que les fmm aux bornes de toutes ces perméances. En régime dynamique, les courants dans les phases étant inconnus, la connaissance des flux totaux de phases ajoute un nombre d'équations indépendantes égal au nombre de courants inconnus et le système d'équations établi à partir des lois de nœuds et de mailles écrites en s'appuyant sur le schéma du circuit magnétique équivalent de la machine (figure II-29). Il est alors possible de résoudre ce système d'équations avec des méthodes classiques mais cette résolution et les expressions des courants dans les phases ou sources de flux qui en découlent restent complexes.

Pour simplifier cette résolution, nous faisons intervenir le bobinage de la machine et/ou son système (ou mode) d'alimentation qui permettent de réduire le nombre d'inconnues que sont les courants (ou les sources de flux dans les branches du réseau de perméances) et/ou de simplifier le schéma équivalent du réseau de perméance de la machine.

Nous présentons ci-dessous quelques cas particuliers et approches de résolution.

II.2.6.1. Cas d'une machine à enroulements simples : une bobine par plot.

Dans l'exemple que nous traitons, la machine a quatre phases et son bobinage permet de représenter les sources de flux comme le montre le schéma équivalent du réseau de

perméances de la figure II-38. En fonction des courants dans les bobines, les expressions des différentes sources de flux sont données par :

$$V_j = N_{sb} I_j; \quad j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.41})$$

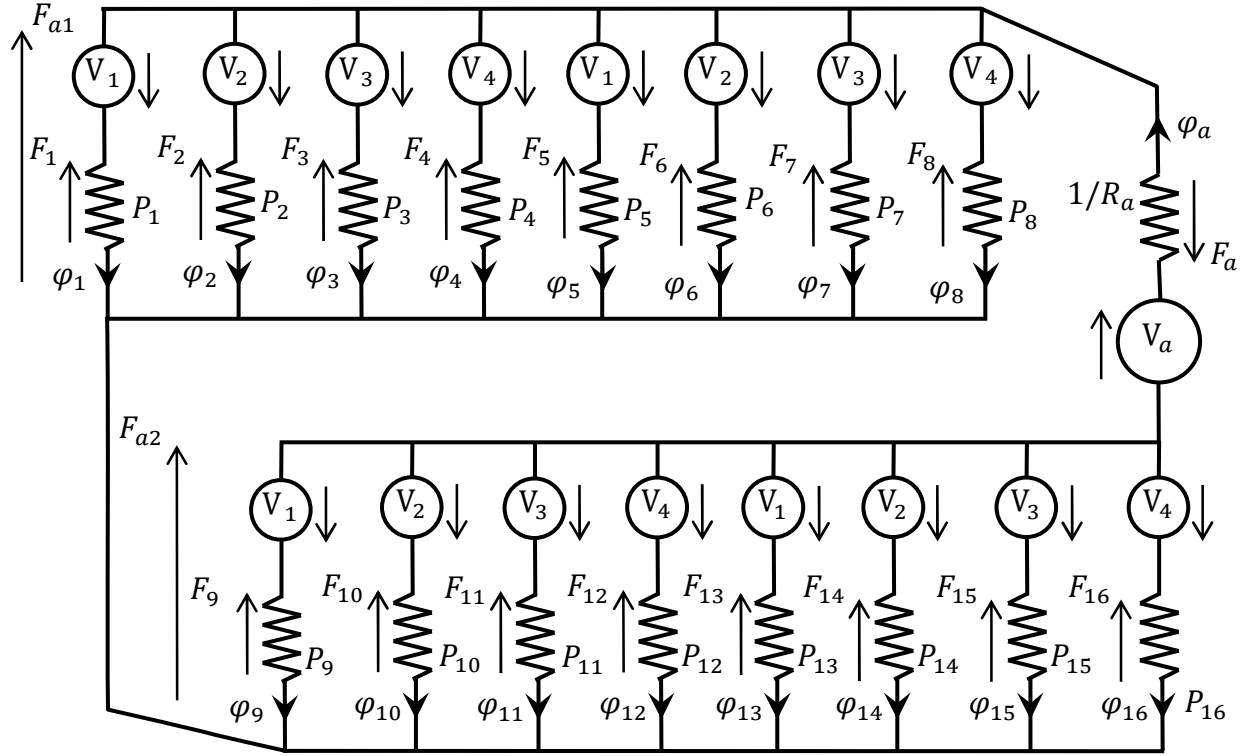


Figure II-38 Circuit magnétique d'une MRVH simple enroulement.

Sachant que le sens du flux dans les branches est imposé par le flux homopolaire de l'aimant (pour une machine bien dimensionnée le flux homopolaire d'aimant traversant un plot est supérieur à celui engendré par le courant dans la (ou les) bobine(s) qu'il porte), et vu la disposition des sources de flux du circuit magnétique de la MRVH (figure II-38), les flux totaux par phase ont pour expressions :

$$\begin{cases} \Psi_1 = N_{sb}(\varphi_1 + \varphi_5 + \varphi_9 + \varphi_{13}) = 2N_{sb}(\varphi_1 + \varphi_9) \\ \Psi_2 = N_{sb}(\varphi_2 + \varphi_6 + \varphi_{10} + \varphi_{14}) = 2N_{sb}(\varphi_2 + \varphi_{10}) \\ \Psi_3 = N_{sb}(\varphi_3 + \varphi_7 + \varphi_{11} + \varphi_{15}) = 2N_{sb}(\varphi_3 + \varphi_{11}) \\ \Psi_4 = N_{sb}(\varphi_4 + \varphi_8 + \varphi_{12} + \varphi_{16}) = 2N_{sb}(\varphi_4 + \varphi_{12}) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Puisque les sources de flux dans certaines branches sont égales et que les perméances dans ces branches sont en phase, les ddpm aux bornes de ces perméances et les flux dans ces branches sont égaux. C'est ainsi que $F_1 = F_5$, $F_9 = F_{13}$, $\varphi_1 = \varphi_5$ et $\varphi_9 = \varphi_{13}$ à titre

d'exemple. Le réseau de perméance de la Figure II-38 ci-dessus est alors simplifié et représenté ci-dessous.

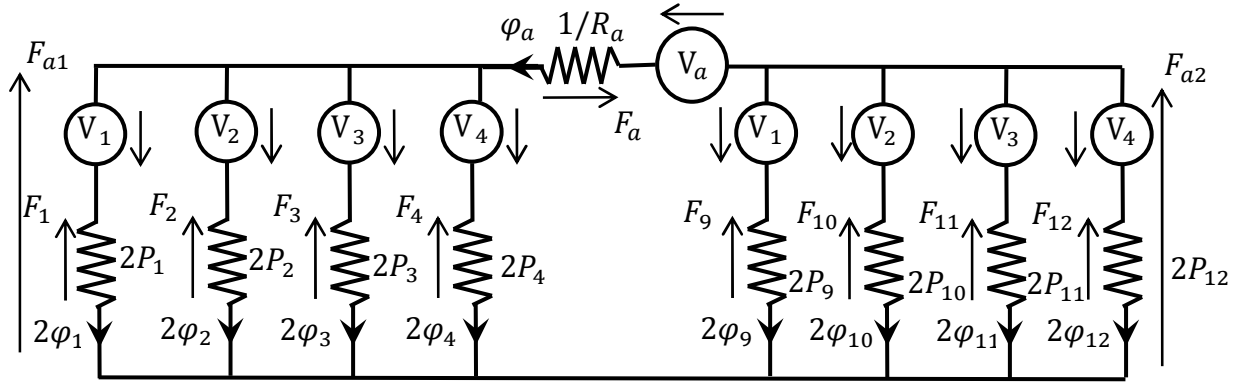


Figure II-39 Circuit magnétique simplifié d'une MRVH simple enroulement.

Les relations entre les flux dans les branches et les flux totaux de phase, les lois de nœud et de mailles du circuit magnétique ci-dessus permettent de résoudre l'ensemble des équations du circuit.

Pour des raisons de commodité nous définissons les termes suivants:

$$D = R_a + \frac{1}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{1}{\sum_{k=9}^{16} P_k}$$

Pour simplifier d'avantage le système d'équations donnant les expressions des sources de flux, nous faisons intervenir le mode d'alimentation. Nous choisissons les modes d'alimentation 1 et 3 où à un instant donné, au plus deux phases consécutives conduisent.

Supposons qu'une seule phase est conductrice.

Si j (de 1 à 4) est cette phase, posons $D_j = P_j + P_{j+8} - \frac{2P_j^2}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{2P_{j+8}^2}{\sum_{k=9}^{16} P_k}$; $j = 1$ à 4,

alors l'expression analytique des AT de l'une de ses bobines est :

$$V_j = \frac{1}{D_j} \left[\frac{\Psi_j}{2N_{sb}} - \varphi_a \left(\frac{P_j}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{j+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \right) \right]; j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.43})$$

avec

$$\varphi_a = \frac{V_a D_j - \frac{\Psi_j}{N_{sb}} \left(\frac{P_j}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{j+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \right)}{D D_j + 2 \left(\frac{P_j}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{j+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \right)^2}$$

Nous avons aussi $F_{a1} = \frac{\varphi_a - 2P_j V_j}{\sum_{k=1}^8 P_k}$ et $F_{a2} = \frac{-\varphi_a - 2P_{j+8} V_j}{\sum_{k=9}^{16} P_k}$.

Les ddpm aux bornes des différentes perméances sont données par :

$$\begin{cases} F_j = F_{a1} - V_j \\ F_k = F_{a1} \\ F_{j+8} = F_{a2} - V_j \\ F_{kbis} = F_{a2} \end{cases} ; \text{ avec } \begin{cases} j = 1 \text{ à } 4 \\ k = 1 \text{ à } 8 \text{ et } k \neq j \\ kbis = 9 \text{ à } 16 \text{ et } kbis \neq j + 8 \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Cas où deux phases sont conductrices.

Cette configuration correspond aux cas où soit deux phases adjacentes sont conductrices (les transistors des bras de convertisseur associés sont à l'état passant), soit l'une de ces deux phases est conductrice et l'autre est en roue libre (le transistor du bras de convertisseur associé est bloqué). Si i et j sont les indices des phases conductrices, nous avons :

$$\begin{bmatrix} V_i \\ V_j \\ \varphi_a \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} \Psi_i/2N_{sb} \\ \Psi_j/2N_{sb} \\ V_a/D \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

avec

$$[A] = \begin{bmatrix} D_i & -\left(\frac{2P_i P_j}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{2P_{i+8} P_{j+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k}\right) & \frac{P_i}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{i+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \\ -\left(\frac{2P_i P_j}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{2P_{i+8} P_{j+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k}\right) & D_j & \frac{P_j}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{j+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \\ \frac{2}{D} \left(\frac{P_i}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{i+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \right) & \frac{2}{D} \left(\frac{P_j}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{j+8}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} \right) & 1 \end{bmatrix}$$

Les sources de flux et les ddpm aux bornes des perméances étant connues, la coénergie et le couple électromagnétique peuvent être évalués comme explicité précédemment.

$$F_{a1} = \frac{\varphi_a - 2(P_i V_i + P_j V_j)}{\sum_{k=1}^8 P_k} \quad \text{et} \quad F_{a2} = \frac{-\varphi_a - 2(P_{i+8} V_i + P_{j+8} V_j)}{\sum_{k=9}^{16} P_k}$$

$$\begin{cases} F_i = F_{a1} - V_i \\ F_j = F_{a1} - V_j \\ F_k = F_{a1} \\ F_{i+8} = F_{a2} - V_i \\ F_{j+8} = F_{a2} - V_j \\ F_{kbis} = F_{a2} \end{cases} ; \text{ avec } \begin{cases} i = 1 \text{ à } 4; j = 1 \text{ à } 4 \text{ et } i \neq j \\ k = 1 \text{ à } 8 \text{ et } k \neq i \neq j \\ kbis = 9 \text{ à } 16 \text{ et } kbis \neq j + 8 \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

II.2.6.2. Cas d'une machine à enroulements multiples : deux bobines par plot.

Approche numéro 1

Lorsque la machine est alimentée en mode 1 ou 3, au plus deux phases peuvent conduire simultanément. Ce qui nous permet de restreindre notre étude à ces cas de figures ; à savoir une seule phase est conductrice ou deux phases sont conductrices.

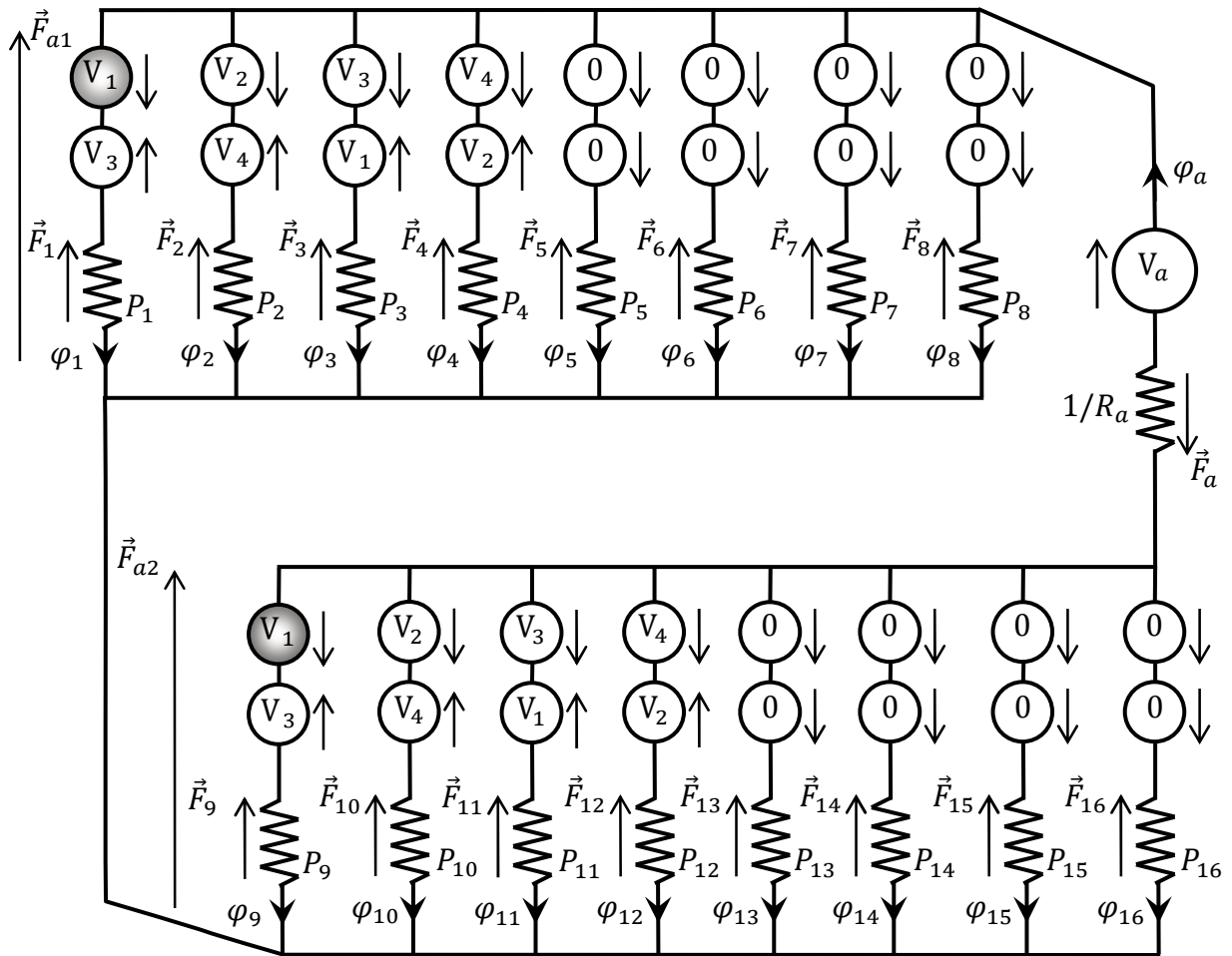


Figure II-40 Circuit magnétique simplifié.

Si N_s désigne le nombre de spires par phase, pour le bobinage choisi, les relations entre le flux total de phase et les flux traversant les perméances sont les suivantes :

$$\Psi_1 = N_{sb}(\varphi_1 - \varphi_3 + \varphi_9 - \varphi_{11}) \quad (\text{II.47})$$

$$\Psi_2 = N_{sb}(\varphi_2 - \varphi_4 + \varphi_{10} - \varphi_{12}) \quad (\text{II.48})$$

$$\Psi_3 = -\Psi_1 \quad (\text{II.49})$$

$$\Psi_4 = -\Psi_2 \quad (\text{II.50})$$

Pour des raisons de commodité nous définissons les termes suivants:

$$D = R_a + \frac{1}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{1}{\sum_{k=9}^{16} P_k}$$

$$\alpha_1 = P_1 + P_3 + P_9 + P_{11} - \frac{(P_1 - P_3)^2}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{(P_9 - P_{11})^2}{\sum_{k=9}^{16} P_k} = \alpha_3$$

$$\alpha_2 = P_2 + P_4 + P_{10} + P_{12} - \frac{(P_2 - P_4)^2}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{(P_{10} - P_{12})^2}{\sum_{k=9}^{16} P_k} = \alpha_4$$

$$\beta_1 = \frac{P_1 - P_3}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_9 - P_{11}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} = -\beta_3$$

$$\beta_{-2} = \frac{P_2 - P_4}{\sum_{k=1}^8 P_k} - \frac{P_{10} - P_{12}}{\sum_{k=9}^{16} P_k} = -\beta_4$$

$$\lambda_{12} = \frac{(P_1 - P_3)(P_2 - P_4)}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{(P_9 - P_{11})(P_{10} - P_{12})}{\sum_{k=9}^{16} P_k} = \lambda_1$$

$$\lambda_{23} = -\lambda_{12}, \quad \lambda_{34} = \lambda_{12}, \quad \lambda_{41} = -\lambda_{12}, \quad \lambda_{ij} = \lambda_{ji} \text{ pour } i \neq j, i = 1 \text{ à } 4, j = 1 \text{ à } 4.$$

Si une seule phase conduit, alors l'expression analytique des AT de l'une de ses bobines est :

$$V_j = \frac{\frac{\Psi_j}{N_{sb}} + \frac{\beta_j V_a}{D}}{\alpha_j + \frac{\beta_j^2}{D}} ; j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{II.51})$$

Quand deux phases peuvent conduire (les phases 1 et 2, 2 et 3, 3 et 4 ou 4 et 1)

$$\begin{bmatrix} V_i \\ V_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_i + \frac{\beta_i^2}{D} & \frac{\beta_i \beta_j}{D} - \lambda_{ij} \\ \frac{\beta_i \beta_j}{D} - \lambda_{ij} & \alpha_j + \frac{\beta_j^2}{D} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{\Psi_i}{N_{sb}} + \frac{\beta_i V_a}{D} \\ \frac{\Psi_j}{N_{sb}} + \frac{\beta_j V_a}{D} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Les ampères-tours dans les différentes bobines étant connus, le couple est calculé comme en régime statique (II.2.5.5), des équations mécaniques la position du rotor est calculée et enfin les flux initiaux pour le pas de calcul suivant sont évalués.

Approche numéro 2

Pour une position θ établie du rotor, les variations des courants dans les différentes phases ne dépendent que des tensions aux bornes de celles-ci et des chutes de tension inhérentes aux résistances. Nous pouvons donc dans un premier temps supposer que la

variation de courant n'a lieu que sur une seule phase et calculer chaque fois ce courant. Une fois les courants ainsi déterminés dans toutes les phases, le couple électromagnétique est calculé, puis la nouvelle position $\theta^{(k+1)}$ du rotor et enfin les flux totaux initiaux pour le pas de calcul suivant.

$$V_1^{(k+1)} = V_3^{(k)} + \frac{\frac{\Psi_1^{(k+1)}}{N_{sb}} + (V_2^{(k)} - V_4^{(k)})\left(\lambda_1 - \frac{\beta_1\beta_2}{D}\right) - \frac{\beta_1 V_a}{D}}{\alpha_j + \frac{\beta_1^2}{D}} \quad (\text{II.53})$$

Toujours dans le cas particulier du bobinage et du type d'alimentation dont le schéma du circuit magnétique équivalent est celui de la Figure II-40, les expressions des ddp aux bornes des perméances sont :

$$\begin{aligned} F_1 &= F_{a1} + V_1^{(k+1)} - V_3^{(k)} ; & F_3 &= F_{a1} - V_1^{(k+1)} + V_3^{(k)} ; \\ F_9 &= F_{a2} + V_1^{(k+1)} - V_3^{(k)} ; & F_{11} &= F_{a2} - V_1^{(k+1)} + V_3^{(k)} ; \\ F_2 &= F_{a1} + V_2^{(k)} - V_4^{(k)} ; & F_4 &= F_{a1} - V_2^{(k)} + V_4^{(k)} ; \\ F_{10} &= F_{a2} + V_2^{(k)} - V_4^{(k)} ; & F_{12} &= F_{a2} - V_2^{(k)} + V_4^{(k)} ; \\ F_n &= F_{a1} ; n = 5 \text{ à } 8 ; & F_m &= F_{a1} ; m = 13 \text{ à } 16 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Avec } F_{a1} &= \frac{\varphi_a - (V_1^{(k+1)} - V_3^{(k)})(P_1 - P_3) - (V_2^{(k)} - V_4^{(k)})(P_2 - P_4)}{\sum_{k=1}^8 P_k} \quad \text{et} \\ F_{a2} &= - \frac{\varphi_a + (V_1^{(k+1)} - V_3^{(k)})(P_9 - P_{11}) + (V_2^{(k)} - V_4^{(k)})(P_{10} - P_{12})}{\sum_{k=9}^{16} P_k} ; \text{ où} \\ \varphi_a &= \frac{V_a + (V_1^{(k+1)} - V_3^{(k)})\beta_1 + (V_2^{(k)} - V_4^{(k)})\beta_2}{R_a + \frac{1}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{1}{\sum_{k=9}^{16} P_k}} \end{aligned}$$

Les valeurs des perméances de plots qui interviennent dans les différentes expressions des AT des bobines (les sources de flux) sont calculées de façon itérative à l'aide de l'algorithme itératif de la figure II-16.

En suivant le même raisonnement nous obtenons ci-dessous, les expressions des autres sources de flux.

$$V_2^{(k+1)} = V_4^{(k)} + \frac{\frac{\Psi_2^{(k+1)}}{N_{sb}} + (V_1^{(k)} - V_3^{(k)})\left(\lambda_1 - \frac{\beta_1\beta_2}{D}\right) - \frac{\beta_2 V_a}{D}}{\alpha_j + \frac{\beta_2^2}{D}} \quad (\text{II.54})$$

$$V_3^{(k+1)} = V_1^{(k)} + \frac{\frac{\Psi_3^{(k+1)}}{N_{sb}} - (V_2^{(k)} - V_4^{(k)})\left(\lambda_1 - \frac{\beta_1\beta_2}{D}\right) + \frac{\beta_1 V_a}{D}}{\alpha_j + \frac{\beta_1^2}{D}} \quad (\text{II.55})$$

$$V_4^{(k+1)} = V_2^{(k)} + \frac{\frac{\Psi_4^{(k+1)}}{N_{sb}} - (V_1^{(k)} - V_3^{(k)})\left(\lambda_1 - \frac{\beta_1\beta_2}{D}\right) + \frac{\beta_2 V_a}{D}}{\alpha_j + \frac{\beta_2^2}{D}} \quad (\text{II.56})$$

avec
$$D = R_a + \frac{1}{\sum_{k=1}^8 P_k} + \frac{1}{\sum_{k=9}^{16} P_k}$$

Les sources de flux étant toutes connues nous pouvons calculer le couple électromagnétique, ainsi que la vitesse et la position du rotor (celle qui sera utilisée au pas de calcul suivant) et enfin les valeurs des flux totaux de phases initiaux pour le calcul au pas suivant.

La deuxième approche ne posant pas de restriction quant au mode de l'alimentation, c'est elle que nous utiliserons dans la suite.

- Quelques résultats de simulation :

La référence du courant à réguler est fixée à $i_n = 0.5A$, le rotor est à la position $\theta = 0^\circ$ électrique (où l'axe d'une dent du plot P_1 est confondu avec celui de la dent rotorique en face) et toutes commandes de transistors de bras du convertisseur sont dans l'état bloqué ; à $t = 0s$, le transistor du bras alimentant la phase 4 est mis à l'état passant.

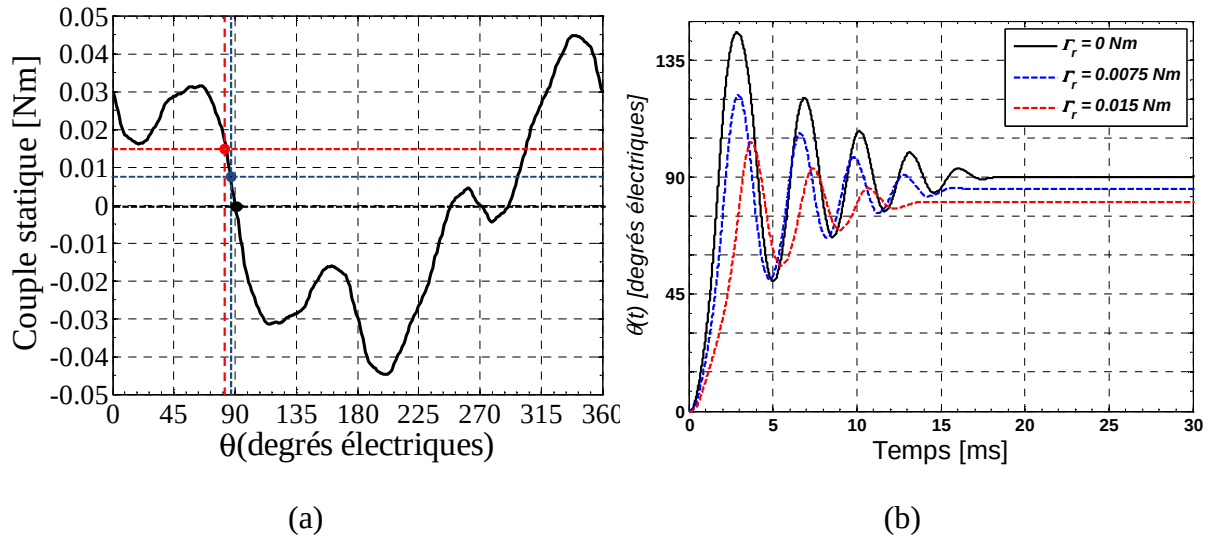


Figure II-41: (a) Couple statique de la MRVH avec seule la phase 4 alimentée avec 0,5A
(b) Réponse dynamique de la position du rotor lors de l'avance d'un pas pour trois, valeurs du couple de charge ; à $t=0$ la commande de la phase 4 est activée avec $I_{ref}=0,5A$.

Supposons que le rotor soit à la position $\theta = 0^\circ$, que la machine ne soit pas alimentée. Le rotor reste immobile car à vide $\theta = 0^\circ$ est une position d'équilibre stable (voir la courbe donnant le couple de détente). En appliquant un échelon de tension dans la phase 4 de la machine, le rotor se déplace d'un pas qui correspond à $0,0604 \text{ rad}$ mécaniques équivalant à 90° électriques. En effectuant la même simulation mais avec un couple de charge le rotor se stabilise à des positions différentes qui tiennent compte du couple de charge appliqué. Ces positions d'équilibre stable sont bien celles que prévoit la courbe statique de la figure II-41-a.

Cette simulation permet de tester la réponse à un échelon de courant (dans une phase) du moteur pour différentes valeurs du couple de charge. Dans tous les cas étudiés, une fois le régime permanent atteint la position est celle correspondant au couple de charge sur la courbe en statique de la figure II-41-a.

A partir de la réponse à vide (aucun courant et aucune charge) nous avons un temps de réponse mécanique qui est de $3ms$, pour la valeur J de l'inertie considérée.

II.3. MODELISATION DES MSAP

II.3.1. Contexte et choix de la structure

Dans cette partie nous choisissons une structure de MSAP-DE, adaptée pour l'application de positionnement considérée. Etant donné que la machine doit assurer un déplacement limité avec un couple de quelques centièmes de N.m, la machine considérée a une puissance nominale inférieure à 10 watts et ses dimensions externes (diamètre et longueur) n'excèdent pas quelques centimètres (pour compatibilité avec le cahier des charges). De ce fait, nous préférons une MSAP-DE à structure simple avec des aimants montés sur la surface rotorique. Le stator quant à lui, peut être à bobinage soit distribué (figure II-42-a) soit concentrique (figure II-42-b). Parce qu'elle est plus simple à réaliser, que les têtes de bobines sont plus courtes (moins de pertes joule au stator et moins de masse de cuivre) et qu'elle offre la possibilité d'une grande polarité avec un nombre limité d'encoches statoriques, la structure à bobinage concentrique est préférée pour cette application. Dans ce cas, les bobines sont réalisées autour des plots (figure II-42-b).

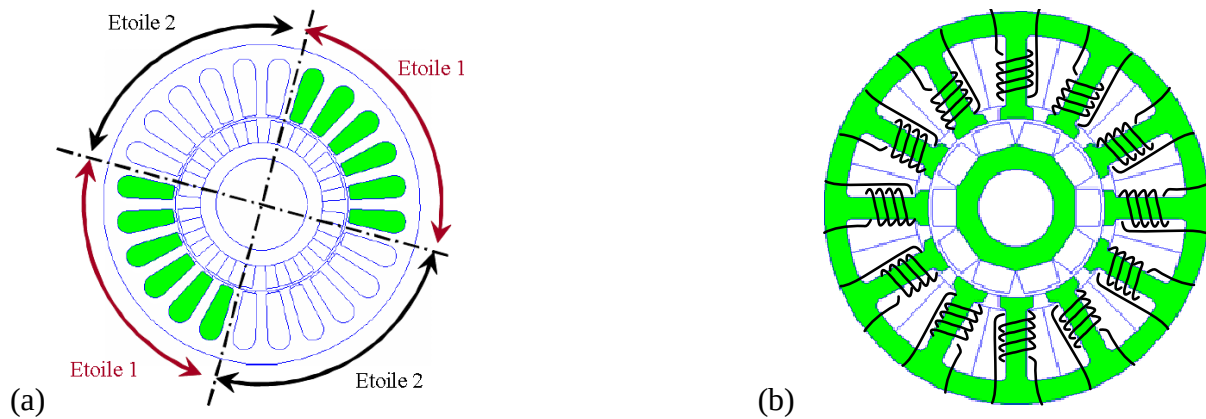


Figure II-42 MSAP-DE : (a) à bobinage à distribué ; (b) à bobinage concentrique.

La machine double-étoile ayant six phases (trois par étoile), le nombre des plots bobinés est un multiple de 6. Comme en fonctionnement normal seule une étoile est alimentée, pour éviter un déséquilibre des forces radiales, nous préférons que chaque phase comporte deux demi-bobines réalisées autour de deux plots statoriques diamétralement opposés. Dans ce cas, la machine comporte 12 plots statoriques ($N_{ps} = 12$). Pour que les fém des phases d'une même étoile soient déphasées de 120° électriques, le nombre p de paires de pôles ($2p$ aimants de polarités opposées nord et sud) ne doit pas être multiple de trois ($2p \neq 6m$, où m est un entier). De plus, pour que le coefficient des deux bobinages montés en étoile

soit suffisamment élevé, le nombre de pôles $2p$ doit être voisin du nombre de plots statoriques ($N_{ps} = 12$). Les solutions possibles sont : - $N_{ps} = 12$ et $2p = 8$

- $N_{ps} = 12$ et $2p = 10$

- $N_{ps} = 12$ et $2p = 14$

Nous choisissons l'avant dernière combinaison, autrement dit une MSAP-DE avec 12 plots statoriques ($N_{ps} = 12$) et 10 aimants au rotor ($2p = 10$) car l'augmentation du nombre de pôles diminue le flux par pôle et permet de réduire la hauteur des culasses rotoriques et statoriques (machine plus légère). Il est évident que dans ce cas, l'épaisseur de l'entrefer doit rester bien inférieure au pas polaire. Il faut signaler que d'autres combinaisons de N_{ps} et $2p$ peuvent convenir aux MSAP-DE et satisfaire les différentes conditions citées ; à titre d'exemple les couplets ($N_{ps} = 24$ et $2p = 20$), ($N_{ps} = 24$ et $2p = 22$), ($N_{ps} = 24$ et $2p = 26$) et ($N_{ps} = 24$ et $2p = 28$) conviennent également. Cependant, le diamètre extérieur de la machine étant d'environ 30 mm (identique à celui de la MRVH pour faciliter la comparaison), le nombre de plots pour les deux étoiles ne doit pas être trop important pour éviter que la réalisation pratique ne devienne trop complexe. Pour cette raison le nombre de plots statoriques est fixé à 12 ($N_{ps} = 12$) et le nombre d'aimants rotoriques est maintenu à 10 ($2p = 10$). Avec ce choix, nous pouvons réaliser deux types de bobinages pour le MSAP-DE comme le montre la figure ci-dessous, l'un simple couche comportant les conducteurs de la même phase dans une encoche (figure II-43-A) et l'autre double-couche dont chaque encoche contient des conducteurs de deux phases différentes (figure II-43-B).

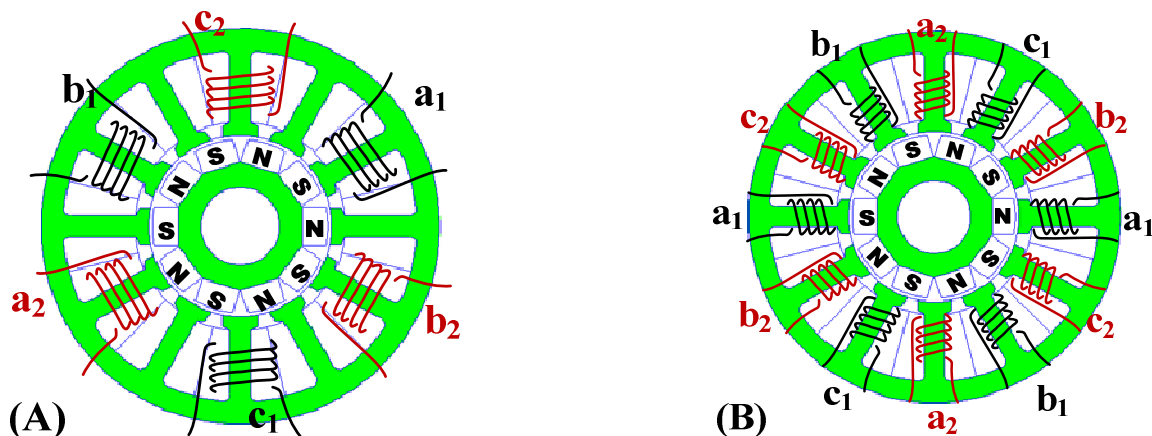


Figure II-43 Configurations possibles des deux étoiles sur 12 plots :

(A) Chaque phase est bobinée sur un seul plot.

(B) Chaque phase est bobinée sur deux plots diamétralement opposés.

Bien que la configuration de la figure II-43-A ait 6 plots non bobinés, qui pourraient servir à découpler magnétiquement les six phases et donc les deux bobinages en étoile de la

machine, celle-ci a un inconvénient majeur qui est que la résultante des forces radiales dans l'entrefer est non nulle avec une étoile non alimentée. En ce qui concerne la configuration de la figure II-43-B, avec ses deux demi-bobines par phase diamétralement opposées, la résultante des forces radiales sur le rotor est nulle, quelque soit la position du rotor. Cette configuration a aussi l'avantage que les têtes de ses bobines sont plus courtes ; la machine est ainsi plus compacte, sa résistance et donc ses pertes Joule diminuent.

Avant d'optimiser (étude paramétrique) la MSAP-DE pour l'application considérée, nous allons donner le modèle de ce type de machine afin de mettre en évidence les paramètres les plus influents sur ses comportements dynamique et statique à la fois en fonctionnement normal (mode sain) et en présence d'un défaut (mode défaut). Nous détaillons ensuite les contraintes imposées par un défaut de type court-circuit qui constitue le défaut le plus contraignant pour ce type de machine. Nous montrons que pour l'application considérée (MSAP-DE de faible puissance) le défaut de court-circuit ne nécessite pas une modification structurelle de la MSAP-DE et seule la surcharge liée à la présence de ce défaut doit être prise en compte lors de son dimensionnement. Comme nous l'avons indiqué au paragraphe I.4.4.2, en présence d'un défaut de court-circuit d'un transistor d'un onduleur ou le court-circuit dans une bobine d'une étoile, l'étoile concernée par ce défaut est mise en court-circuit triphasé (par la fermeture des interrupteurs du haut (ou du bas) des autres bras de l'onduleur si l'interrupteur court-circuité est situé en haut (ou en bas) du bras défectueux. Dans ce cas, l'alimentation de l'autre étoile par le second onduleur (onduleur sain) devrait permettre d'assurer le positionnement de la charge entraînée par la MSAP-DE.

II.3.2. Modèle de Park de la MSAP-double étoile

II.3.2.1. Modèle général de Park d'une MSAP

Le modèle classique de Park d'une machine synchrone à aimants est établi en faisant l'hypothèse que cette MSAP est à forces électromotrices sinusoïdales. Le modèle de la MSAP est alors constitué par ses équations électriques (II.57) écrites dans le référentiel $d-q$ de Park et complétée par ses équations mécaniques (II.58) et (II.59).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \theta P \left(\frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

$$\Gamma - \Gamma_{ch} - f_v \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.58})$$

$$p\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.59})$$

II.3.2.2. Modèle d'une MSAP-DE

Le modèle de la MSAP-DE est celui de Park avec les hypothèses suivantes :

- La machine double-étoile (MSAP-DE) est modélisée ici comme une machine synchrone à répartition sinusoïdale des courants totaux dans les encoches pour chaque phase : cette hypothèse sera justifiée a posteriori (lors de l'identification des paramètres du modèle des MSAP-DE dimensionnées).
- Le circuit magnétique de la machine est considérée ici non-saturé ; pour les machines étudiées, nous montrons qu'elles peuvent être considérées à niveau de saturation constant, imposé par les aimants et la composante directe du courant fixée la plupart du temps à zéro.

Dans le repère abc, les équations de la machine double étoile s'écrivent :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{a_1} \\ v_{b_1} \\ v_{c_1} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{a_1} \\ i_{b_1} \\ i_{c_1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{a_1} \\ \psi_{b_1} \\ \psi_{c_1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{a_2} \\ v_{b_2} \\ v_{c_2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{a_2} \\ i_{b_2} \\ i_{c_2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{a_2} \\ \psi_{b_2} \\ \psi_{c_2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Etant donné que la somme des courants de chaque étoile est nulle, la composante homopolaire du courant est nulle et les composantes homopolaires des autres grandeurs triphasées de chaque étoile (tension et flux) n'interviennent pas dans l'échange électromécanique d'énergie ; seules les grandeurs des bobinages diphasées équivalentes participent à cet échange. En appliquant la transformation inverse de Concordia T_{32}^t (II.62) sur les grandeurs triphasées de la première étoile dont les éléments sont indiqués par l'indice "1", on obtient les grandeurs du bobinage diphasé équivalent de cette étoile dans le repère fixe $\alpha\text{-}\beta$ (voir la relation (II.61)). Sachant que les deux étoiles sont décalées d'un angle électrique γ (voir figure II-44-a), en appliquant T_{32}^t suivie d'une rotation d'angle γ par la matrice de rotation $P(\gamma)$ sur les grandeurs triphasées de la 2^{ème} étoile (les éléments sont indiqués par l'indice "2"), on obtient les grandeurs du bobinage diphasé équivalent de la 2^{ème} étoile dans le même repère tournant $\alpha\text{-}\beta$ (voir la relation (II.62)). Les équations ((II.60) ci-dessus deviennent alors :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{\alpha_1} \\ v_{\beta_1} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha_1} \\ i_{\beta_1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha_1} \\ \psi_{\beta_1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{\alpha_2} \\ v_{\beta_2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha_2} \\ i_{\beta_2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha_2} \\ \psi_{\beta_2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \begin{bmatrix} g_{\alpha_1} \\ g_{\beta_1} \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} g_{a_1} \\ g_{b_1} \\ g_{c_1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} g_{\alpha_2} \\ g_{\beta_2} \end{bmatrix} = P(\gamma) \cdot T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} g_{a_2} \\ g_{b_2} \\ g_{c_2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} T_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \\ P(\gamma) = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

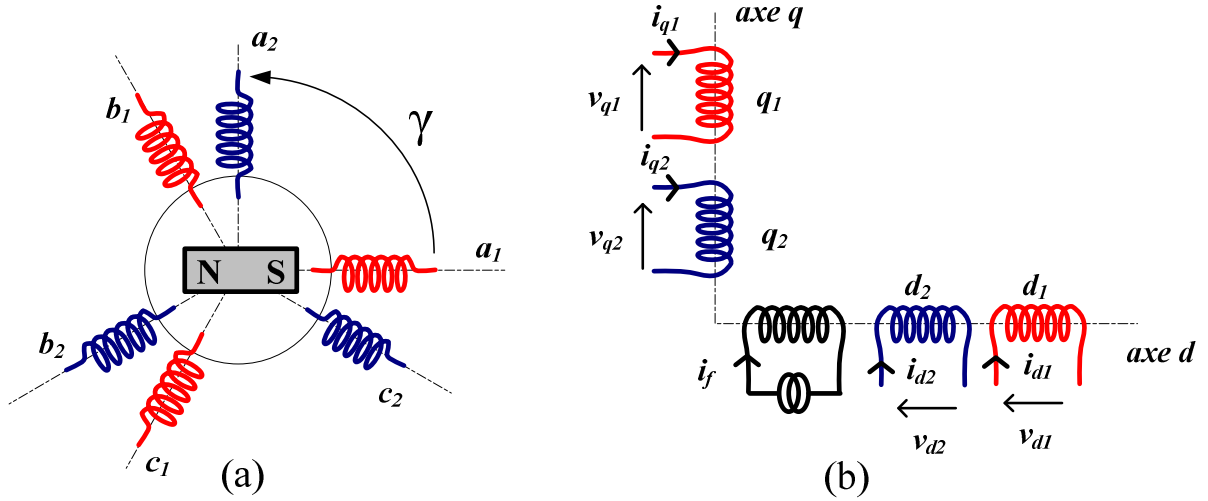


Figure II-44 Schémas de principe d'une MSAP-DE :

- (a)- représentation des bobinages triphasés des deux étoiles décalées d'un angle électrique γ
- (b)- représentation des bobinages diphasés équivalents d_1 - q_1 et d_2 - q_2 fixes par rapport au rotor

Ces transformations permettent de définir les grandeurs diphasées équivalentes des deux étoiles dans un même référentiel statorique α - β . Pour simplifier les expressions des flux en fonctions des courants et aussi pour travailler avec des grandeurs continues et non pas alternatives, il est possible d'exprimer les grandeurs statoriques dans un référentiel lié au rotor (repère d - q de Park) en appliquant la matrice de rotation $P(-\theta)$; θ étant l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport à l'axe de la 1^{ère} phase de l'étoile 1 (l'axe de phase a_1 confondue avec l'axe (α)). L'application de $P(-\theta)$ aux équations de tension (II.61) conduit au modèle d - q de la MSAP-DE :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{d_1} \\ v_{q_1} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{d_1} \\ i_{q_1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{d_1} \\ \psi_{q_1} \end{bmatrix} + \dot{\theta} P \left(\frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \psi_{d_1} \\ \psi_{q_1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{d_2} \\ v_{q_2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{d_2} \\ i_{q_2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{d_2} \\ \psi_{q_2} \end{bmatrix} + \dot{\theta} P \left(\frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \psi_{d_2} \\ \psi_{q_2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

avec : $\begin{cases} \begin{bmatrix} g_{d_1} \\ g_{q_1} \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} g_{\alpha_1} \\ g_{\beta_1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} g_{d_2} \\ g_{q_2} \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} g_{\alpha_2} \\ g_{\beta_2} \end{bmatrix} \end{cases}$ et $P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$

$\begin{bmatrix} g_{d_1} \\ g_{q_1} \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} g_{d_2} \\ g_{q_2} \end{bmatrix}$ représentent les grandeurs des bobinages diphasés équivalents $\mathbf{d}_1\text{-}\mathbf{q}_1$ et $\mathbf{d}_2\text{-}\mathbf{q}_2$ des bobinages statoriques (étoiles 1 et 2 respectivement) dans le même repère tournant $\mathbf{d}\text{-}\mathbf{q}$ lié au rotor. La figure II-44-b donne le schéma des bobinages diphasés équivalents $\mathbf{d}_1\text{-}\mathbf{q}_1$ et $\mathbf{d}_2\text{-}\mathbf{q}_2$; les aimants rotoriques sont représentés par une bobine d'excitation alimentée par une source de courant (modèle ampérien des aimants) dont l'axe est confondu avec l'axe $\mathbf{d}$ (direct).

Les flux totaux à travers les bobines équivalents $\mathbf{d}_1\text{-}\mathbf{q}_1$ et $\mathbf{d}_2\text{-}\mathbf{q}_2$ dans le repère de Park sont :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \psi_{d_1} \\ \psi_{q_1} \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} i_{d_1} \\ i_{q_1} \end{bmatrix} + [M_{12}] \begin{bmatrix} i_{d_2} \\ i_{q_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \psi_{d_2} \\ \psi_{q_2} \end{bmatrix} = [M_{21}] \begin{bmatrix} i_{d_1} \\ i_{q_1} \end{bmatrix} + [L] \begin{bmatrix} i_{d_2} \\ i_{q_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

avec $[L] = \begin{bmatrix} L_d & M_{dq} \\ M_{qd} & L_q \end{bmatrix}$ et $[M_{12}] = \begin{bmatrix} M_{d_1 d_2} & M_{d_1 q_2} \\ M_{q_1 d_2} & M_{q_1 q_2} \end{bmatrix}$ (II.65)

Pour une machine non saturée, les éléments non diagonaux des matrices $[L]$ et $[M_{12}]$ sont nuls ; ce qui simplifie considérablement le modèle de la MSAP-DE. Il est à noter que ψ_f est le flux des aimants à travers les bobines statoriques de chaque étoile.

L'expression du couple de la MSAP-DE s'obtient facilement et se met sous la forme suivante :

$$\Gamma = p(\psi_{d_1} i_{q_1} - \psi_{q_1} i_{d_1}) + p(\psi_{d_2} i_{q_2} - \psi_{q_2} i_{d_2}) \quad (\text{II.66})$$

Lorsque la machine fonctionne normalement, une seule étoile est alimentée (l'étoile **1** par exemple). Dans ce cas, le couple a pour expression :

$$\Gamma = p(\psi_{d_1} i_{q_1} - \psi_{q_1} i_{d_1}) \quad (\text{II.67})$$

En présence d'un court-circuit sur un transistor par exemple, après détection, la commande réalise un court-circuit triphasé sur l'étoile (numérotée 2) défectueuse ($v_{d_2} = v_{q_2} = 0$). L'autre étoile, saine, est alimentée. Le couple produit dépend donc des courants des deux étoiles (relation (II.68)) :

$$\Gamma = p[(\psi_{d_1} i_{q_1} - \psi_{q_1} i_{d_1}) + (\psi_{d_2} i_{q_{2cc}} - \psi_{q_2} i_{d_{2cc}})] \quad (\text{II.68})$$

où $i_{q_{2cc}}$ et $i_{d_{2cc}}$ sont les courants de court-circuit dans le repère **d-q**, suite à la mise en court-circuit triphasé équilibré de l'étoile en défaut.

II.3.3. Modèle commandé de la MSAP-DE :

Le modèle de la machine décrit par ses équations de (II.63) à (II.66) ou (II.67) ci-dessus complétées par les équations mécaniques suivantes :

$$\Gamma - \Gamma_{ch} - f_v \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.69})$$

$$p\Omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\text{II.70})$$

Dans ces équations, f_v est le coefficient de frottement visqueux de la partie tournante, J est le moment d'inertie du rotor et celui de la charge ramené à l'axe de la machine et p est le nombre de paires de pôles.

II.3.3.1. Modèles de simulation en vue de la commande en mode sain et en défaut

Le modèle de la machine, décrit par ses équations électriques et mécaniques, est utilisé pour étudier le comportement dynamique de la MSAP-DE alimentée par deux onduleurs de tension, à la fois en fonctionnement normal (une étoile alimentée) et en mode dégradé lorsqu'une étoile est court-circuitée (le défaut le plus contraignant). Dans les deux cas, nous étudierons le cycle de fonctionnement le plus sévère qui correspond à l'accélération de l'actionneur vers la vitesse maximale et celui du fonctionnement à cette vitesse en présence d'un court-circuit sur une étoile.

La figure II-45 montre le schéma de commande en vitesse de la MSAP-DE en mode sain, lorsqu'une seule étoile est alimentée par un onduleur de tension et l'autre étoile n'est pas alimentée. De même, pour l'étude en mode dégradé avec le défaut le plus contraignant, nous présentons sur la figure II-46, la commande en vitesse tout en contrôlant les courants de l'étoile saine, lorsque la seconde étoile est en court-circuit triphasé, suite à un défaut du type court-circuit (un transistor d'un onduleur ou court-circuit d'une bobine d'une étoile).

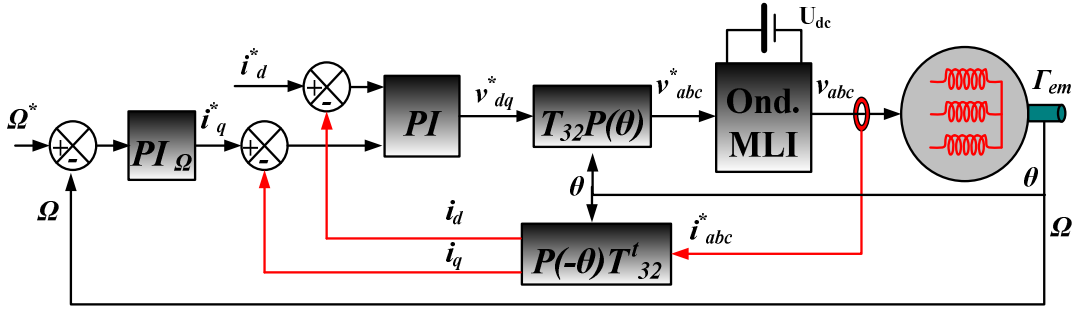


Figure II-45 Schéma général de la commande en vitesse d'une MSAP-DE lorsqu'une étoile est alimentée et l'autre étoile est non-alimentée (schéma de principe de l'étude en mode sain).

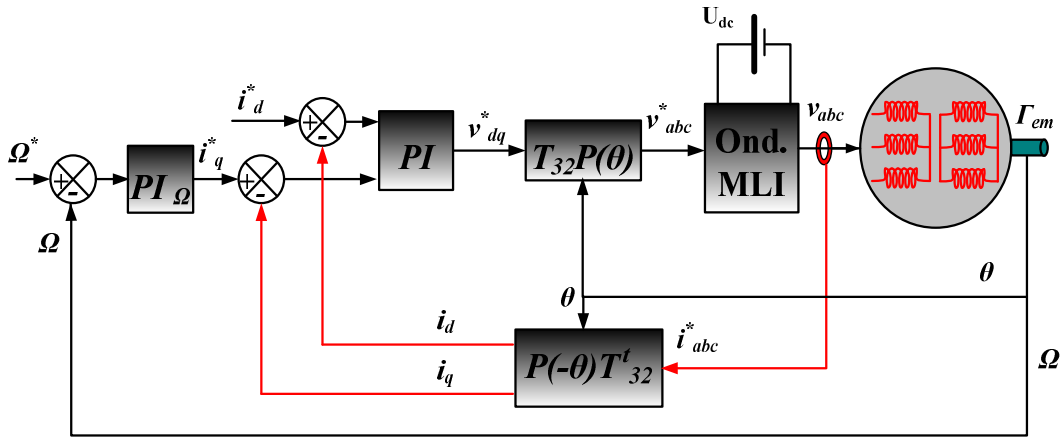


Figure II-46 Schéma général de la commande en vitesse d'une MSAP-DE lorsqu'une étoile est alimentée et l'autre étoile est en court-circuit triphasé (schéma de principe de l'étude en mode dégradé avec le défaut le plus contraignant).

II.3.3.2. Analyse des courants dans l'étoile en court-circuit lors que l'actionneur présente ce défaut.

L'objectif de ce paragraphe est de montrer que pour les MSAP-DE de faible puissance (fonctionnant à faible courant), un défaut de court-circuit sur une étoile n'entraîne pas une contrainte thermique forte lorsque la vitesse maximale du fonctionnement n'excède pas une certaine limite. Cette remarque autorise des hypothèses simplificatrices justifiées lors du dimensionnement de la MSAP-DE pour l'application considérée.

Nous établissons d'abord les expressions des composantes **d-q** du courant dans l'étoile court-circuitée. Ensuite, nous montrons que pour les MSAP-DE dont la résistance de phase est bien supérieure aux réactances synchrones à vitesse maximale de fonctionnement ($R \gg L_d \omega_{max}$, $R \gg L_q \omega_{max}$ ou $R^2 \gg L_d L_q \omega_{max}^2$) la composante en quadrature du courant de l'étoile court-circuitée impose l'amplitude du courant de court-circuit. Cette amplitude peut être limitée à une valeur thermiquement raisonnable si la machine est bien dimensionnée.

Avec les hypothèses admises pour la modélisation des MSAP-DE, en régime permanent les composantes **d-q** des grandeurs électriques et la vitesse ne dépendent plus du temps. Les dérivées par rapport au temps dans les équations (II.62) et (II.69) sont alors nulles (matrices d'inductances supposées indépendantes de la position). En régime établi, les équations de tension de l'étoile court-circuitée deviennent alors :

$$\begin{cases} v_{d_2} = 0 = Ri_{d_2} - p\Omega\psi_{q_2} \\ v_{q_2} = 0 = Ri_{q_2} + p\Omega\psi_{d_2} \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

Sachant que la composante direct du courant de l'étoile saine est généralement forcée à zéro ($i_{d_1} = 0$; ce qui implique que soit la machine n'est pas saturée, soit le niveau de saturation de la machine est fixe), la résolution des équations de tensions en régime permanent (relation (II.71) en considérant les relations (II.64) et (II.65) permet d'exprimer les composantes **d-q** du courant de l'étoile court-circuitée (i_{d_2} et i_{q_2}) en fonction de la vitesse et la composante en quadrature du courant de l'étoile saine (i_{q_1}) :

$$\begin{cases} i_{d_2} = \frac{X_q}{R^2 + X_d X_q} \left(\frac{M_{q_1 q_2}}{L_q} Ri_{q_1} - p\Omega\psi_f \right) \\ i_{q_2} = \frac{R}{R^2 + X_d X_q} \left(-M_{q_1 q_2} p\Omega \frac{X_q}{R} i_{q_1} - p\Omega\psi_f \right) \\ I_{cc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{d_2}^2 + i_{q_2}^2} ; X_q = L_q p\Omega \text{ et } X_d = L_d p\Omega \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

Dans les équations ci-dessus, $\omega = p\Omega$ est la pulsation des courants, p la polarité de la machine et I_{cc} , l'amplitude du courant de phase dans l'étoile court-circuitée.

Par ailleurs, en régime permanent l'équation mécanique (relation (II.69)) s'écrit :

$$\Gamma - \Gamma_{ch} - f_v \Omega = 0 \quad (\text{II.73})$$

En remplaçant i_{d_2} et i_{q_2} (relation (II.69)) dans l'expression du couple (relation (II.68) et en considérant les relations (II.64) et (II.65), on trouve l'expression du couple de la MSAP-DE avec une étoile court-circuitée en fonction de i_{q_1} (car i_{d_1} est nul) ; en injectant cette expression du couple dans l'équation mécanique (relation (II.73)), nous obtenons une équation de second degré, paramétrée par la vitesse de rotation de machine. Elle est de la forme :

$$A(\omega)i_{q_1}^2 + B(\omega)i_{q_1} + C(\omega) = 0 \quad (\text{II.74})$$

La résolution de cette équation nous donne deux solutions pour i_{q_1} dont une seule à un sens physique (celle satisfaisant $i_{q_1}\omega > 0$ qui correspond à $\Gamma\Omega > 0$). Cette valeur de i_{q_1} permet de générer le couple nécessaire à l'entraînement de la MSAP-DE avec une étoile court-circuitée. De même, en injectant cette valeur de i_{q_1} dans les expressions de i_{d_2} et i_{q_2}

(relation (II.69)), on détermine les valeurs des composantes $\mathbf{d-q}$ du courant de l'étoile court-circuitée.

Pour étudier le comportement de la MSAP-DE avec une étoile court-circuitée (l'étoile 2 par exemple), nous considérons deux cas distincts :

Cas 1 : Les MSAP-DE pour lesquelles $R^2 \ll L_d L_q \omega^2$, à la vitesse nominale (cas des machines relativement puissante) :

Les équations (II.72) pour des vitesses satisfaisantes la condition $R^2 \ll L_d L_q \omega^2$ se simplifient et deviennent :

$$\begin{cases} i_{d_{2cc}} = -\frac{\psi_f}{L_d} \\ i_{q_{2cc}} = -\frac{M_{q_1 q_2}}{L_d} i_{q_1} - \frac{R}{L_q \omega} \frac{\psi_f}{L_d} \end{cases} \quad (\text{II.75})$$

Pour ces machines et pour les vitesses considérées ($R^2 \ll L_d L_q \omega^2$), la composante directe du courant court-circuit est bien plus grande que sa composante en quadrature ($i_{d_{2cc}} \gg i_{q_{2cc}}$) ; elle doit être limitée en augmentant L_d , à ψ_f pratiquement constant ; pour cela il suffit de réduire le rayon d'alésage et d'augmenter le nombre de spires simultanément. De même, pour éviter un couple résistant important, il faut réduire fortement le terme $\frac{M_{q_1 q_2}}{L_d} i_{q_1}$ dans l'expression de la composante en quadrature du courant de court-circuit (i_{q_2}) ; pour cela il suffit de réduire fortement le couplage magnétique entre les bobines des deux étoiles en introduisant des dents de découplage magnétique entre les plots bobinés (figure II-47 [VEL11]).

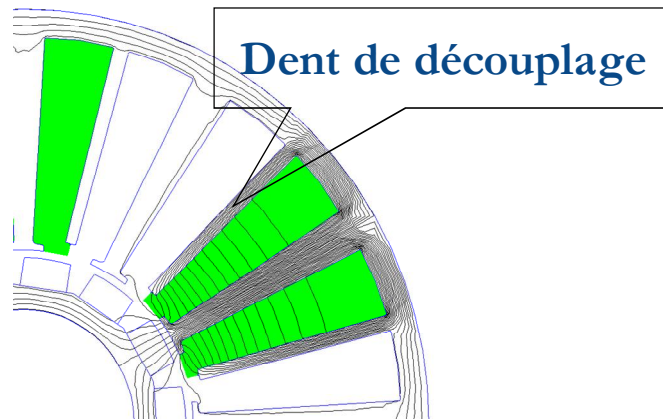


Figure II-47 Introduction des dents de découplage pour découpler les différentes bobines des deux étoiles ($\frac{M_{q_1 q_2}}{L_d} \cong \frac{M_{d_1 d_2}}{L_d} \cong 0$).

Cas 2 : Les MSAP-DE pour lesquelles $R^2 \gg L_d L_q \omega^2$ pour la vitesse maximale (cas des machines étudiées qui sont de faible puissance) :

Les équations (II.72) pour ces machines se simplifient et deviennent :

$$\begin{cases} i_{d_{2cc}} \approx -\frac{L_q \omega}{R} \frac{\omega \psi_f}{R} \approx 0 \\ i_{q_{2cc}} \approx -\frac{\omega \psi_f}{R} \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

Les équations (II.76) montrent que la composante en quadrature du courant de l'étoile en court-circuit est bien plus grande que sa composante directe ($\frac{L_q \omega}{R} \ll 1$) et cela est d'autant plus vrai que la vitesse diminue. L'amplitude du courant de court-circuit dans ces machines atteint sa valeur maximale à vitesse maximale. A titre d'exemple, les courbes de la figure II-48 nous donnent les allures des courants (i_{q1} , $i_{d_{2cc}}$ et $i_{q_{2cc}}$) en régime permanent en fonction de la vitesse de rotation de la machine. Elles sont obtenues pour une MSAP-DE calculée pour l'application considérée en utilisant les relations (II.69), (II.73) et (II.74). Pour les courbes présentées i_{d1} est fixée à zéro. Nous pouvons remarquer que dans la gamme de vitesses correspondantes à l'application choisie (inférieure à 300 tr/min, voir figure II-48), la composante directe du courant de court-circuit ($i_{d_{2cc}}$) est négligeable par rapport à sa composante en quadrature ($i_{q_{2cc}}$) et aussi par rapport au courant dans l'étoile saine. Comme $i_{d_{2cc}} \approx 0$, le courant de court circuit ne risque pas de défluxer la machine. Le couplage entre les deux étoiles n'a donc pas une grande influence sur le courant dans l'étoile court-circuitée ; pour les machines dont la vitesse maximale satisfait la condition $R^2 \gg L_d L_q \omega_{max}^2$, il n'est pas nécessaire d'introduire la dent de découplage, ce qui diminue les contraintes mécaniques pour la réalisation des bobinages de la MSAP-DE pour l'application considérée.

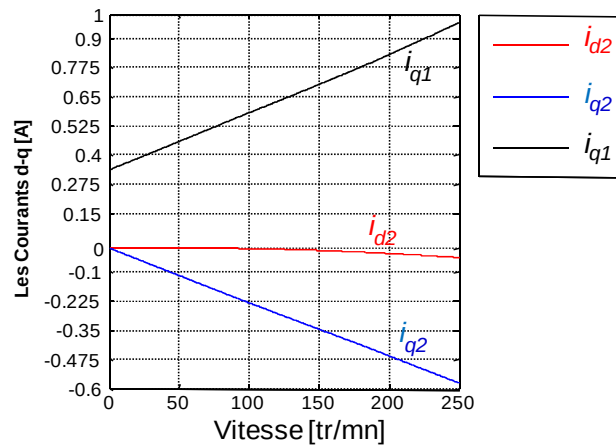


Figure II-48 Allures des courants en régime établi dans une MSAP-DE de faible puissance.

Les principaux paramètres à ajuster pour limiter l'amplitude du courant dans l'étoile court-circuitée sont donc la résistance de phase ou le flux maximal sous un pôle rotorique.

L'amplitude des courants de l'étoile court-circuitée n'est limitée en pratique que par la résistance de phase R , pour les machines destinées à l'application considérée (petite puissance faible vitesse). Il dépend aussi de la valeur du flux des aimants ψ_f à travers des bobines statoriques.

L'une des solutions envisageables est la réduction de la longueur utile de la machine tout en compensant la réduction de la fém qui s'en suit par une augmentation du nombre de spires tant que la densité de courant reste acceptable. Dans ce cas, on utilise des conducteurs de section plus faible pour pouvoir loger plus de spires dans les mêmes encoches. C'est cette solution que nous utiliserons pour diminuer les courants dans l'étoile en court-circuit tout en rendant la machine plus compacte et tout en réduisant l'inertie du rotor. Cette dernière conséquence diminue également le couple nécessaire à l'accélération de la machine, ce qui permet d'obtenir une réponse dynamique rapide avec un courant maximal plus faible et ainsi de diminuer les contraintes sur l'électronique de puissance (onduleurs plus compacts avec des pertes réduites).

II.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons établi différents modèles de machines pouvant équiper des actionneurs de positionnement pour des applications dans l'aéronautique (où la continuité de service est une exigence). Les machines choisies pour équiper ces actionneurs sont des machines à reluctance variable (MRV ou MRVH) ou des machines synchrones à aimants permanents double étoile.

Que ce soit en régime statique ou en régime dynamique, les différents modèles de machine à reluctance variable ont été élaborés en s'appuyant sur le réseau de perméances de ces machines. Dans ce réseau les perméances des parties ferromagnétiques de la machine (hors mis les culasses rotorique et statorique qui sont modélisées comme des équipotentielles magnétiques) sont précalculées par code de calcul éléments finis 2D et une décomposition en série de Fourier permet d'avoir des expressions analytiques qui tiennent compte de la géométrie de la machine (par la présence plusieurs des harmoniques d'espace) et de l'état de saturation de la machine. L'état magnétique de la machine est alors déterminé rapidement en résolvant le circuit magnétique équivalent de la machine pour une position donnée de son rotor; ce qui permet de calculer ses performances (coénergie et le couple).

Les modèles de MSAP-DE que nous avons présentés sont les modèles classiques de machines à aimants permanents double étoile[SHA07][VEL11] déjà développés dans notre laboratoire (le GREEN), avec la particularité que pour notre application où la puissance et la vitesse sont faibles, les courants de court-circuit dans une étoile sont principalement limités par la résistance de phase. Cette remarque sera exploitée pendant le dimensionnement de la MSAP-DE pour que celle-ci tolérer de façon intrinsèque les défauts tel que le court-circuit triphasé de l'une de ses étoiles.

Chapitre III

LES MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE "REDONDEES"

III.1. INTRODUCTION

Le chapitre précédent a été consacré à la modélisation de diverses structures de machines telles que les MRV, MRVH ou MSAP. Les différents modèles ont été développés de façon à rendre accessibles les grandeurs mesurables ou non, pour étudier, analyser ou interpréter le comportement de ces machines pour différentes configurations de leurs alimentations.

Les machines que nous souhaitons évaluer étant destinées à une application où la continuité de service est indispensable ; le dispositif entier ou certains de ses sous systèmes, peuvent être dédoublés pour assurer la continuité de service. Ainsi il est possible d'imaginer des configurations où deux machines identiques, ayant des systèmes d'alimentation distincts, sont montées sur le même arbre, une seule étant alimentée lorsque l'ensemble fonctionne sans défaut. Pour des raisons de compacité, la "redondance" peut se faire uniquement sur le stator de la machine qui porte dans ce cas deux étoiles (ou canaux) et dont les bobinages sont réalisés de façon identique, chacun ayant son système d'alimentation.

Parce que la commande en boucle ouverte des MRV ou MRVH est possible et tolère mieux les défauts que celle en boucle fermée, l'étude dynamique des machines à réluctance variable considérées dans cette section se fera en boucle ouverte et à courants imposés (ou régulés). En effet, la commande en boucle ouverte ne nécessite pas de capteur de position et utilise de fait, moins de composants de l'électronique de commande, ce qui diminue le nombre de composants susceptibles d'être défectueux.

Pour une évaluation objective, ces MRV et MRVH ont une coupe axiale identique et leurs longueurs utiles (totales) sont pratiquement égales. Ces machines sont toutes alimentées par un convertisseur identique à celui de la figure I-16-b présenté dans le premier chapitre. Les machines étudiées sont à deux voies d'enroulements qui comportent chacune quatre phases dont la somme des courants est régulée. Toutes ces machines sont commandées en boucle ouverte.

Le couple dynamique moyen maximal souhaité est d'environ 0.03 Nm pour un courant nominal de 0.5 A dans une phase pour une densité de courant environ égale à 6.76 A/mm^2 . La charge que la machine doit entraîner (sans décrochage) est d'environ 0.012 Nm. La course de celle-ci est limitée à un tour ; sa vitesse maximale étant proche de 300 tr/mn.

Dans ce qui suit, nous présentons différentes structures de machines à réluctance présentant une redondance totale (**deux MRV** ou **deux MRVH** sur un même arbre) ou

partielle (une MRVH à deux canaux d'alimentation que noterons **MRVH-2C**). Les modèles de machines développés au chapitre deux sont adaptés pour ces structures dans le but d'analyser et évaluer leur comportement tant en régime statique qu'en régime dynamique.

La coupe axiale des machines à étudier étant la même, les flux à travers les plots, fonction des différences de potentiels magnétiques (ddpm) aux bornes des bobines et de la position du rotor (les courbes de flux de la figure III-3) sont obtenues pour chaque machine en appliquant un coefficient de proportionnalité qui tient compte de la longueur utile d'une machine.

III.2. STRUCTURES A DEUX MRV OU MRVH MONTEES SUR UN MEME ARBRE

La redondance est réalisée en disposant deux machines identiques sur le même arbre comme illustré à la figure I-24-b. Le principal avantage que présente ce type de redondance réside dans le fait que les deux machines sont magnétiquement et thermiquement découplées ; la propagation du défaut d'une machine à l'autre est alors très peu probable. Son inconvénient majeur est l'encombrement supplémentaire (zone morte) dû aux têtes de bobines par rapport à une machine de longueur utile équivalente à la somme de celle des machines redondées.

Le fait de doubler les machines sur un même arbre rend donc l'ensemble plus volumineux et plus massif que dans les cas des architectures redondantes à une seule machine car à longueurs utiles égales, ces machines sont plus longues d'au moins deux fois la hauteur des têtes de bobines (voir figure III-11-b et figure III-11-b). Nous reviendrons sur ces structures plus loin dans ce chapitre.

En plus de l'inertie du rotor de la machine motrice et de celle de son éventuelle charge il faut aussi prendre en compte l'inertie du rotor de la deuxième machine. La conséquence immédiate est que les accélérations de la machine sont moins importantes que celle d'une seule machine sur l'arbre.

III.2.1. Le bobinage des machines :

La coupe axiale des machines (MRV ou MRVH) est représentée par la figure ci-dessous. Elles sont faites de huit plots dentés (trois dents par plot) régulièrement repartis au stator, et les rotors sont aussi dentés (26 dents uniformément réparties).

Chaque plot porte une seule bobine, pour les deux types de machines (**MRV** ou **MRVH**), les bobines appartenant à la même phase sont portées par des plots diamétralement opposés. La mise en série de ces bobines peut se faire de sorte que les flux produits s'ajoutent

(figure III-1-a) ou ces flux s'opposent (figure III-1-b). Chaque machine a quatre phases telles celles qui sont adjacentes, sont portées par des plots décalés de $\pi/4$.

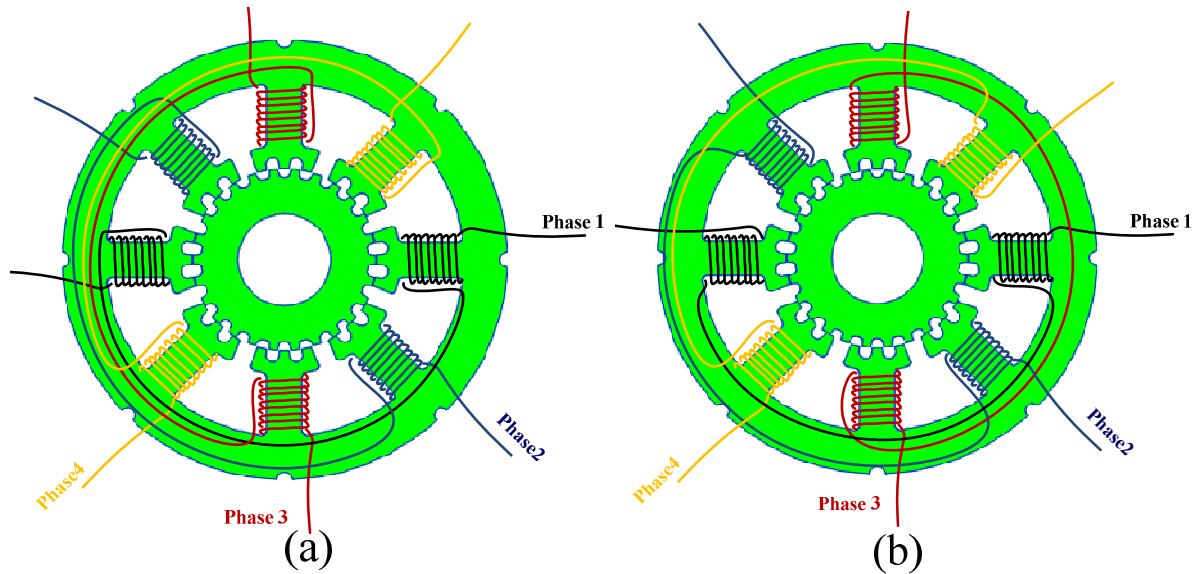


Figure III-1 Bobinage dit à flux "additifs" (a), à flux "opposés" (b).

III.2.2. Les MRV non excités

La longueur utile de l'une des deux machines non excitée est $L_{u1} = 10,82mm$ et son diamètre extérieur est $\varnothing_{ext} = 30.6mm$. Les coupes axiale et longitudinale des MRV redondées sont représentées à la figure III-3. Le schéma du réseau de perméances équivalent de la machine est celui de la figure II-13.

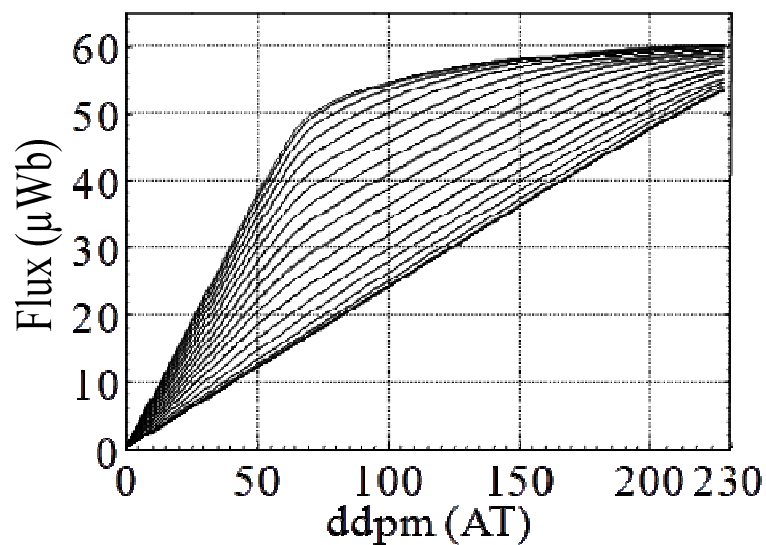


Figure III-2 Les flux traversant les plots en fonction des ddpm à leurs bornes.

La figure III-2 montre les courbes des flux traversant un plot (dans les branches du réseau de perméance) en fonction de la ddpm à ses bornes et de la position du rotor. Ces flux étant connus, les perméances du réseau de la machine qui sont des fonctions de la position θ du rotor et de leur état de saturation (ddpm F) sont déterminées par la méthode décrite au paragraphe II.2.4.3 du chapitre II.

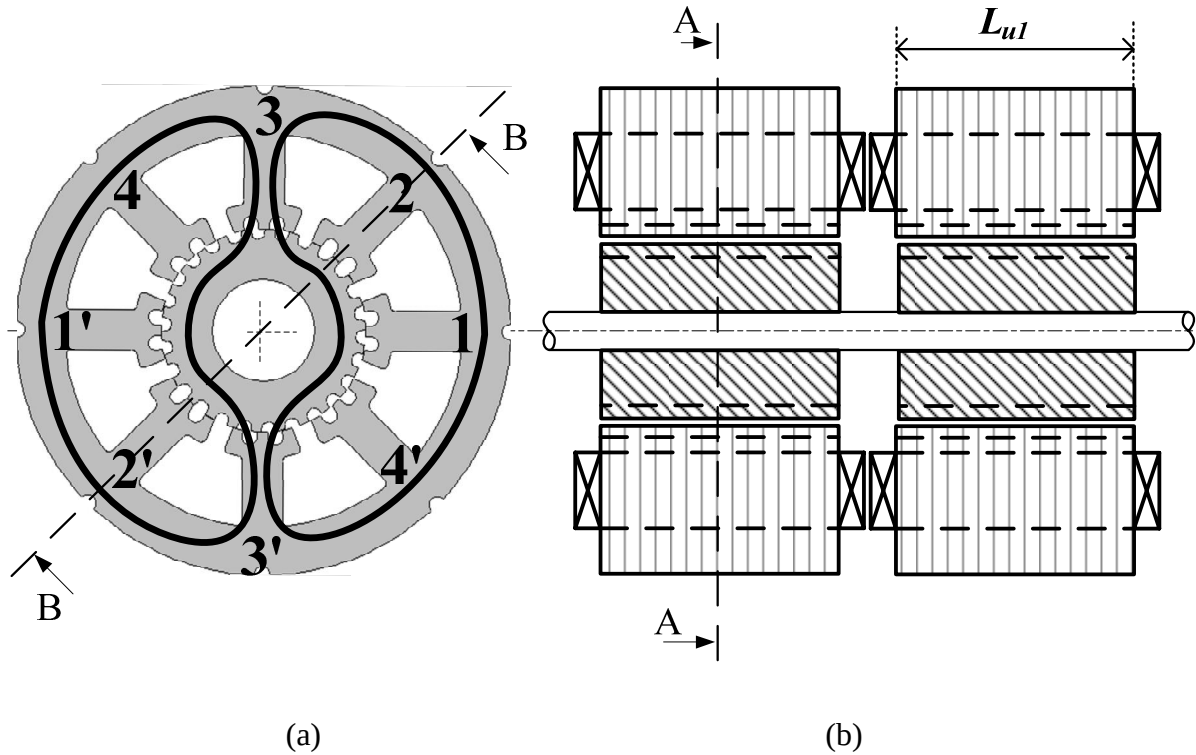


Figure III-3 Deux MRV sur un le même axe :
(a) couple axiale d'une MRV, (b) coupe longitudinale de l'ensemble.

Le courant nominal dans les phases étant fixé (0.5A), le nombre de spires par bobine est adaptée pour produire le couple dynamique moyen maximal (0.03Nm). Le nombre de spires par bobine est alors $N_{sb} = 153$ soit 306 spires par phase ; la résistance correspondante par phase est $R \cong 53 \text{ Ohm}$.

III.2.2.1. Couple en régime statique

Le réseau de perméances de la machine ainsi que les expressions desdites perméances étant connues, le couple est calculé en régime statique sur un pas dentaire rotorique (une période électrique) en utilisant l'algorithme de la figure II-15 et l'équation (II.10).

Les figures ci-dessous donnent les allures du couple statique en fonction la position, pour des courants dans une seule phase allant de 0 à 0.7A ; les phases étant bobinées soit en flux additifs (figure III-4-a), soit en flux opposés (figure III-4-b).

Ces courbes nous montrent qu'à courant donné, les bobinages connectés en flux additifs produisent des couples statiques ayant de plus grandes valeurs moyennes (sur environ un quart de période) que leurs équivalents connectés en flux opposés.

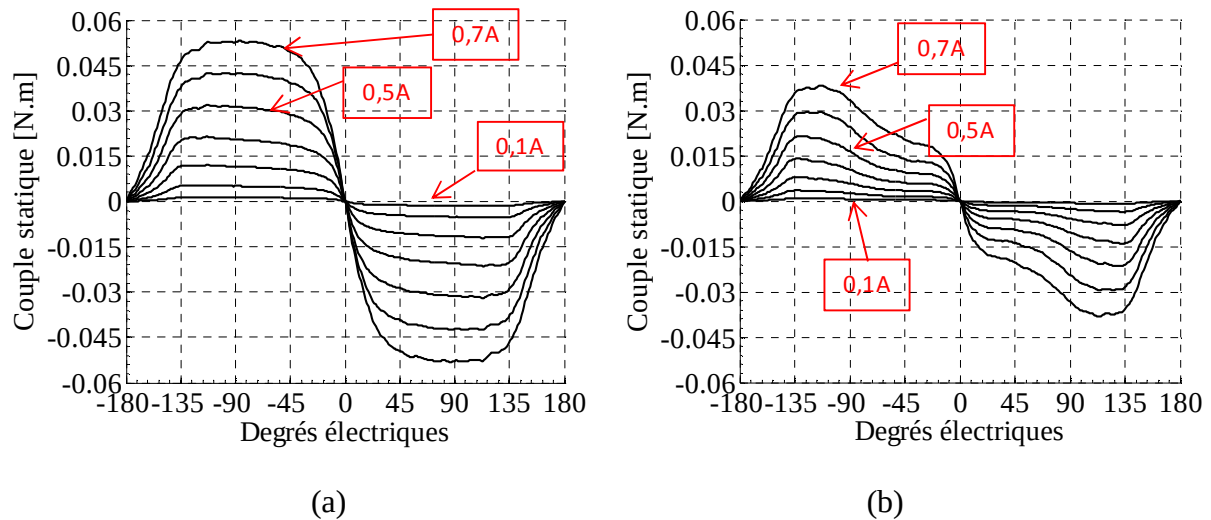


Figure III-4 Couples statiques pour des courants de 0.1 à 0.7A :
(a) pour un bobinage à flux additifs ; (b) pour un bobinage à flux opposés.

Dans le cas des flux additifs, le couple présente une pente assez raide dans la zone stable (la zone où sa pente est négative) ce qui permet de mieux tenir la charge. La figure III-4-b nous montre que pour tenir un couple de charge d'environ 0.015 Nm, le courant dans les phases doit être environ égal à 0.7A alors qu'en flux "additifs" un courant de 0.3A est suffisant.

Les couples produits par la machine dont le bobinage est flux à additifs étant plus intéressants à la fois quantitativement et qualitativement que ceux produits par celle bobinée en flux opposés, pour l'étude dynamique qui suit, nous ne considérerons que les machines dont le bobinage est tel que les flux soient additifs.

III.2.2.2. Etude dynamique

En absence de défaut, une seule des deux machines est alimentée pour fournir le couple utile. Le modèle dynamique de la machine est celui décrit par le schéma bloc de la figure II-22. Les éléments du bloc commande et régulation et ceux du bloc électromécanique (le bobinage par le nombre de spires par bobines et la façon de les connecter, la résistance de phase, expressions des perméances de plots (équations (II.2)), les solutions des systèmes d'équations magnétiques (les expressions (II.16) des courants dans les bobines, (II.10) du couple électromagnétique, (II.3) des ddpm et des flux dans les branches de réseau de perméances)) étant connus, il reste à déterminer les éléments du bloc mécanique.

Ainsi l'inertie de la machine (des deux machines) et celle de sa charge ramenée sur l'axe de rotation est évalué à environ $J = 5 \times 10^{-7} \text{ kgm}^2$. Nous admettons aussi un couple de frottements visqueux dont le coefficient est fixé à $f_v = 7 \times 10^{-5} \text{ Nm/rad/s}$; nous appliquons également un faible couple de frottement sec exprimé par $\Gamma_{fsec} = C_{fsec} \text{sign}(\Omega)$ avec un faible coefficient de frottement sec $C_{fsec} = 0.002 \text{ Nm}$.

Les paramètres électriques que nous appliquerons pour deux essais (un à vide et l'autre quand le couple de charge de la machine est de 0.015 Nm) sont les suivants :

- La tension du bus continu est $U = 60 \text{ V}$.
- La tension inverse des diodes Zener est $V_z = 3 \text{ V}$.
- La référence de courant à réguler est $I_{ref} = 0.5 \text{ A}$
- La machine est alimentée en mode 1 dans l'ordre 4321.
- La période des signaux de commande des transistors des bras du convertisseur utilisé est fixée à $T = 120 \text{ ms}$.

a) Essai à vide :

Les allures des courants dans les phases, représentées à la figure III-6 ci-dessous, montrent que la somme des courants est bien régulée et que leurs périodes sont identiques et égales à la période des signaux de commandé fixée. Les courants sont donc imposés avec la séquence d'alimentation souhaitée.

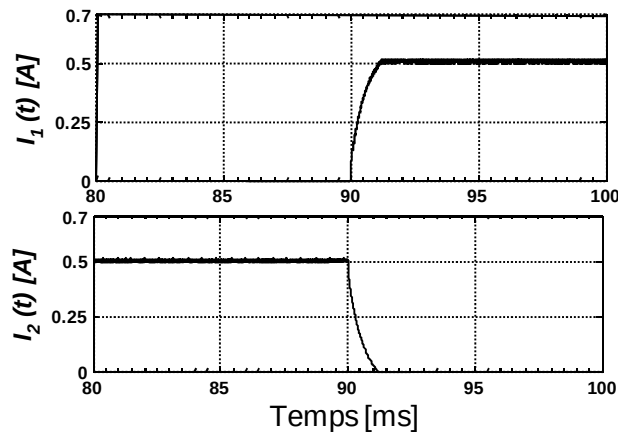


Figure III-5 Etablissement et extinction des courants.

La figure III-5 montre que les durées d'extinction et d'établissement des courants dans les phases sont identiques. Ce qui est était prévisible puisque la somme des courants étant régulée, la valeur du courant qui s'établit n'atteindra celle de la référence fixée que lorsque l'autre courant est nul. La dynamique des courants pendant qu'ils s'établissent est alors imposée par celle du courant que l'on souhaite annuler. La phase dont on souhaite annuler le

courant est en roue libre et la rapidité d'extinction de son courant dépend de la tension inverse des diodes Zener (voir le convertisseur de la figure I-16-b) et de la valeur de la résistance par phase.

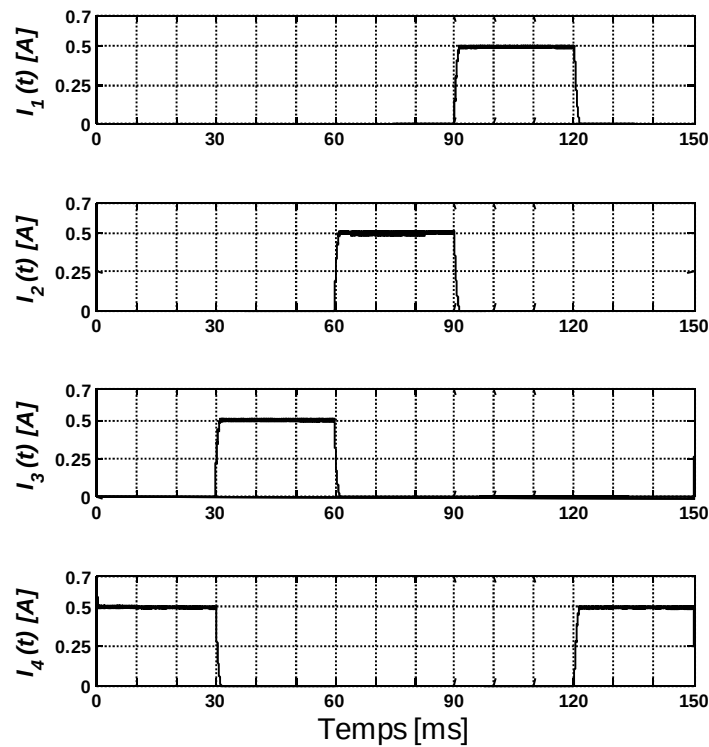


Figure III-6 Courants dans les phases

Les courants étant imposés selon la séquence programmée (4-3-2-1 voir figure III-6) ; le rotor avance pas à pas comme le montre la figure ci-dessous.

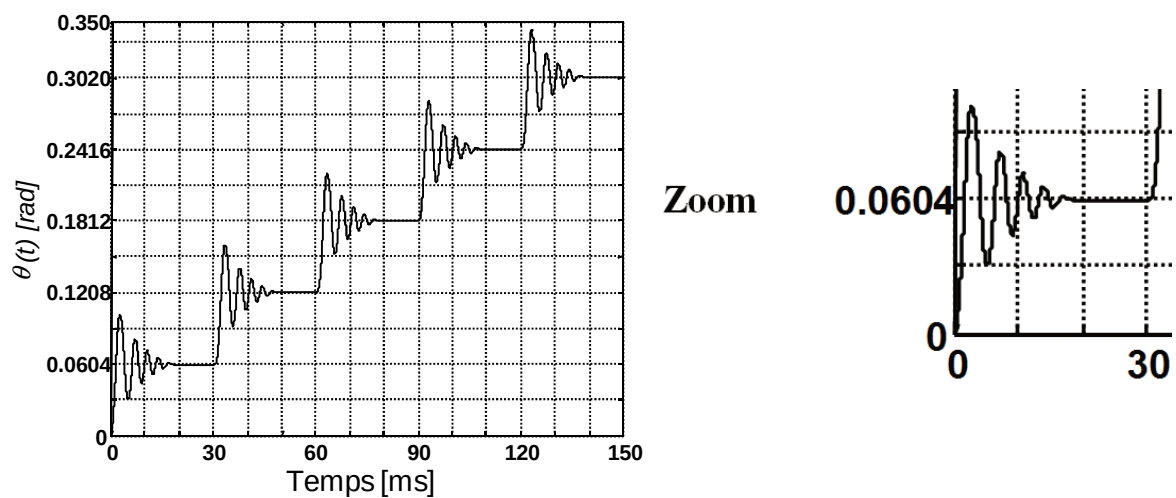


Figure III-7 Evolution de la position du rotor.

Le couple de charge étant nul pour effectuer le premier pas, le rotor avance de 0,0604 rad (correspondant à $\frac{1}{4} \frac{2\pi}{N_r}$) qui est l'écart angulaire séparant deux positions d'équilibre stable. De ce fait l'angle interne (l'écart angulaire entre l'axe de l'une des dents d'un plot statorique qui porte l'une des bobines de la phase alimentée et l'axe de la dent rotorique en face) est nul. Tous les pas sont réalisés avec succès d'autant plus que le temps de conduction de chaque phase est assez long (30 ms) pour que les oscillations autour des différentes positions d'équilibre stables soient totalement amorties.

b) Essai en charge :

Avec un couple de charge non nul (0.015Nm), la machine étant alimentée en mode 1 les courants sont imposés comme nous pouvons le voir à la figure III-9. Chaque phase conduit pendant un quart de la période électrique (sans compter la phase de roue libre).

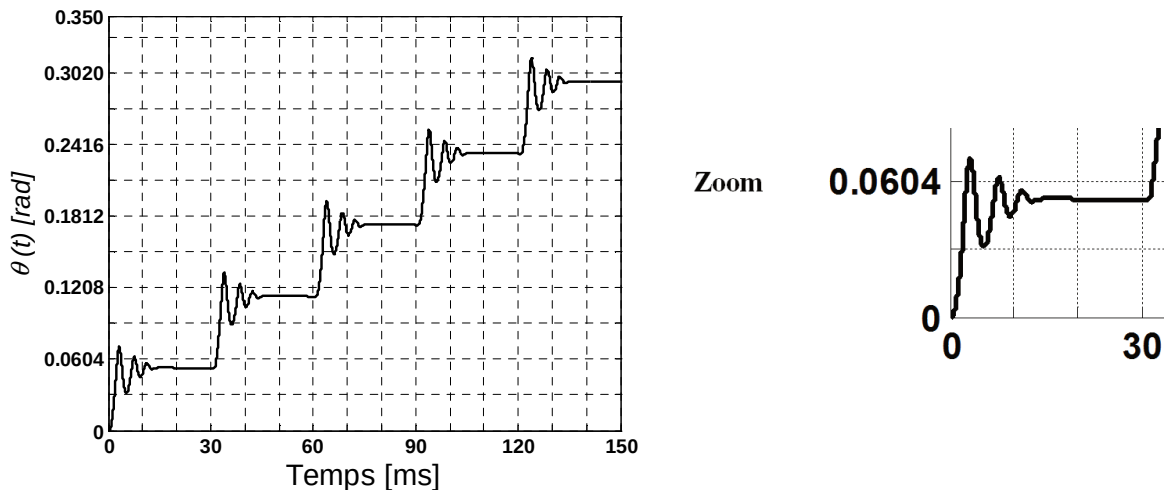


Figure III-8 Evolution de la position du rotor en charge.

La figure III-8 montre l'évolution de la position du rotor lorsque la machine est alimentée en mode 1 et sa charge mécanique impose un couple de 0.015Nm. Les oscillations sont plus amorties que celles dans l'essai à vide et le rotor se stabilise alors plus rapidement. Le premier pas réalisé provoque un déplacement du rotor d'environ 89° électriques ; ce qui correspond à un angle interne d'environ 11° électriques. Sur les courbes du couple statique de la figure III-4-a pour un courant de 0.5A, la tenue d'un couple de charge $\Gamma_{ch} = 0.015Nm$ correspond à un angle d'environ 11° ; ce qui est en accord avec l'angle interne de la machine pour le même couple de charge confortant ainsi le modèle dynamique vis-à-vis des calculs en statique.

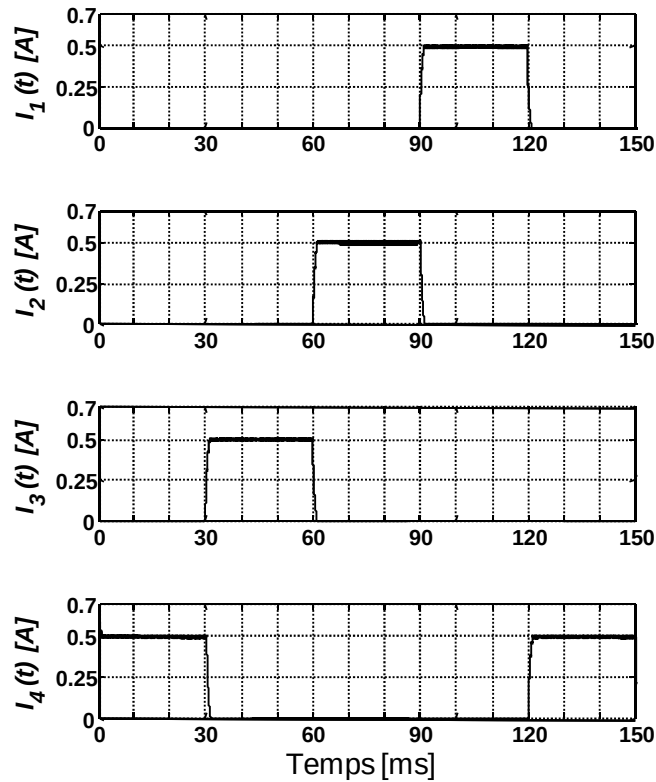


Figure III-9 Les courants en mode 1 et à couple de charge non nul.

En charge, l'accélération diminue et le plan de phase de la figure ci-dessous n'est pas chahuté et nous pouvons aussi constater que les dépassements ne sont pas importants.

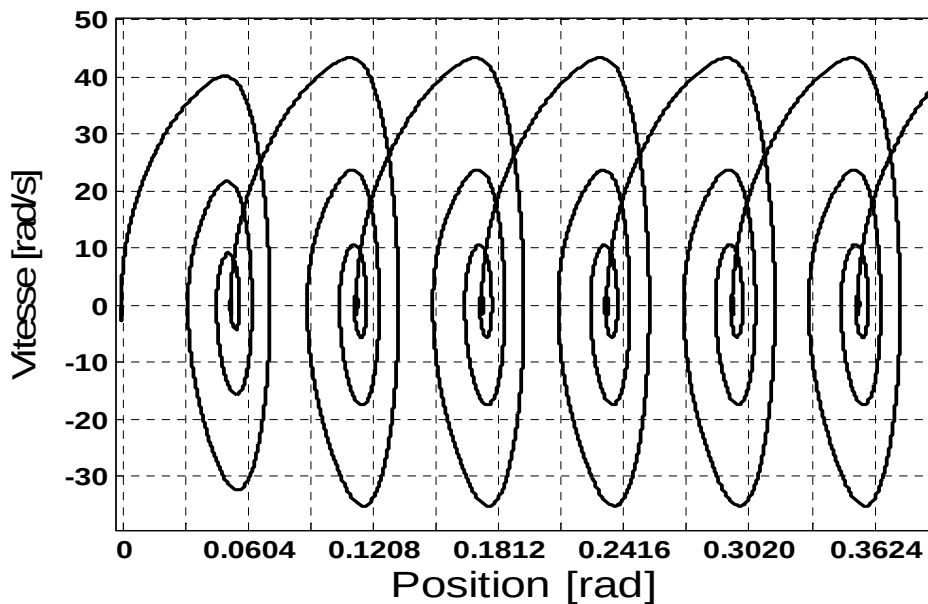


Figure III-10 Plan de phase.

Les différents résultats de simulations obtenus que ce soit en régime statique ou en régime dynamique nous ont permis de choisir le type de bobinage ; en effet les courbes de

couples de la figure III-4 nous montrent qu'en mode 1 d'alimentation, le couple obtenu lorsque les bobines des phases sont connectées en flux additifs est bien plus important que celui obtenu quand ces bobines sont connectées en flux opposés. Les connections des bobines de phases pour les MRV non excitées sont par conséquent en flux additifs.

L'actionneur de positionnement tolérant les défauts équipé de MRV non excitée (voir figure III-3) a une résolution de 0.0604 rad, le temps d'établissement des courants dans une phase lors du changement de séquence est d'environ 3ms (ceci étant dû au choix du convertisseur qui régule la somme des courants et par conséquent impose un temps d'établissement de courant égal au temps d'extinction).

Les pas sont réalisés à vide comme en charge (ils sont stables en moins de 20ms à vide et moins de 15ms en charge) et en présence de défaut l'alimentation de la machine concernée est déconnectée en ouvrant le transistor de régulation ou les transistors d'aiguillages des différents bras du convertisseur. La machine défectueuse étant non excitée la seule contrainte que subit celle qui fonctionne est l'inertie supplémentaire, qui ne perturbe pas le fonctionnement de la machine, même en terme d'échauffement.

L'inconvénient majeur de cette configuration est la densité de courant qui est plus élevée car toute la puissance est fournie par le bus continu. Notons aussi que sans alimentation, aucun couple de charge n'est tenu.

III.2.3. Les MRV hybrides

Puisque les MRVH que nous souhaitons mettre en "série" ont chacune un couple de détente, les rotors des deux machines sont alignés de sorte que les couples de détente produits soient en phase. Ainsi l'amplitude du couple de détente équivalent est le double de celle du couple de détente produit par une seule machine. Chaque MRVH est constituée de deux demi-machines (voir figure III-11) de longueur utile $L_{u2} = \frac{L_{u1}-L_a}{2}$; où $L_a = 2.51mm$ est la hauteur de l'aimant.

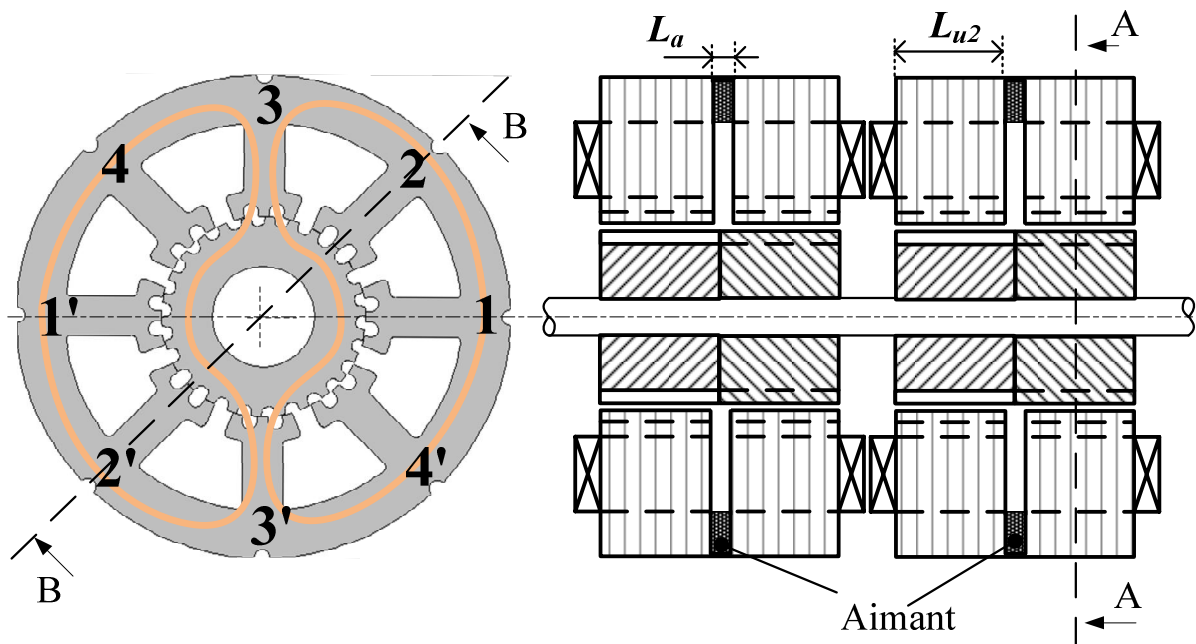


Figure III-11 Deux MRVH sur un le même axe.

Chaque machine est alimentée par un convertisseur identique à celui présenté à la figure I-16-b. Les diodes Zener sont choisies telles que leur tension inverse soit supérieure à la fém à vide et à vitesse maximale. Dans ces conditions, mis à part le couple de détente, le fonctionnement de l'une des machines n'est pas influencé par l'autre, du moment que cette autre machine n'est pas alimentée. Chaque phase est constituée par la mise en série (en flux additifs) de deux bobines réalisées autour de plots statoriques diamétralement opposés.

Les flux issus des calculs par éléments finis du chapitre II (figure II-5) sont adaptés pour tenir compte de la nouvelle valeur de la longueur utile de la demi-machine (ceci n'a un sens que si les coupes axiales des machines (ou demi-machines) sont identiques ; autrement, il faudrait refaire les calculs par éléments finis desdits flux). Les flux traversant l'une des perméances de plot du schéma du circuit magnétique de la machine (figure II-38), fonctions de la position du rotor et de la ddp_m à leurs bornes, sont représentés à la figure III-12 ci-

dessous. Les expressions des différentes perméances de plots du réseau sont alors déterminées en fonction de la position du rotor et des ddpm à leurs bornes par les équations (II.25).

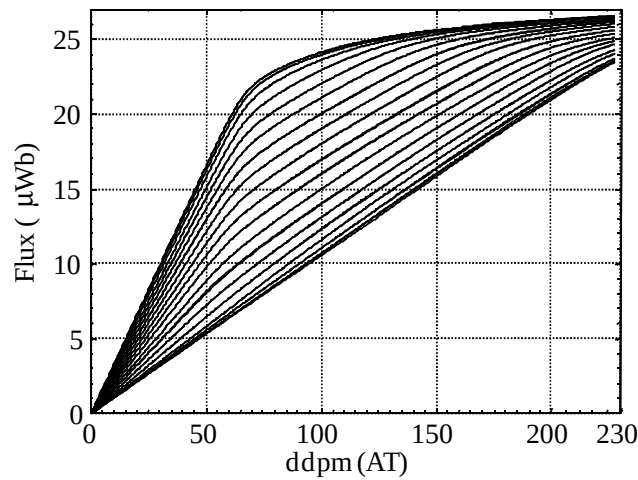


Figure III-12 Flux traversant les plots en fonction des ddpm à leurs bornes et de la position.

III.2.3.1. Calcul de performances statiques

Lorsque le système fonctionne en mode normal, une seule des deux machines est alimentée. Le couple sur l'arbre commun des machines est la somme du couple de détente de la machine non alimentée et de celui de la machine motrice. L'état magnétique de chaque machine est calculé à partir des équations (II.26) à (II.30), les couples fournis par les machines sont ensuite calculés à partir de son expression de l'équation (II.39).

Avant d'analyser les résultats de ces simulations, nous rappelons que les points d'équilibre stable sont ceux pour lesquels $\Gamma_{\text{arbre}} = \Gamma_{\text{charge}}$ avec $\frac{d\Gamma_{\text{arbre}}}{dt} < 0$ (les zones de la courbe du couple sur l'arbre à pente négative).

a) Couple de détente

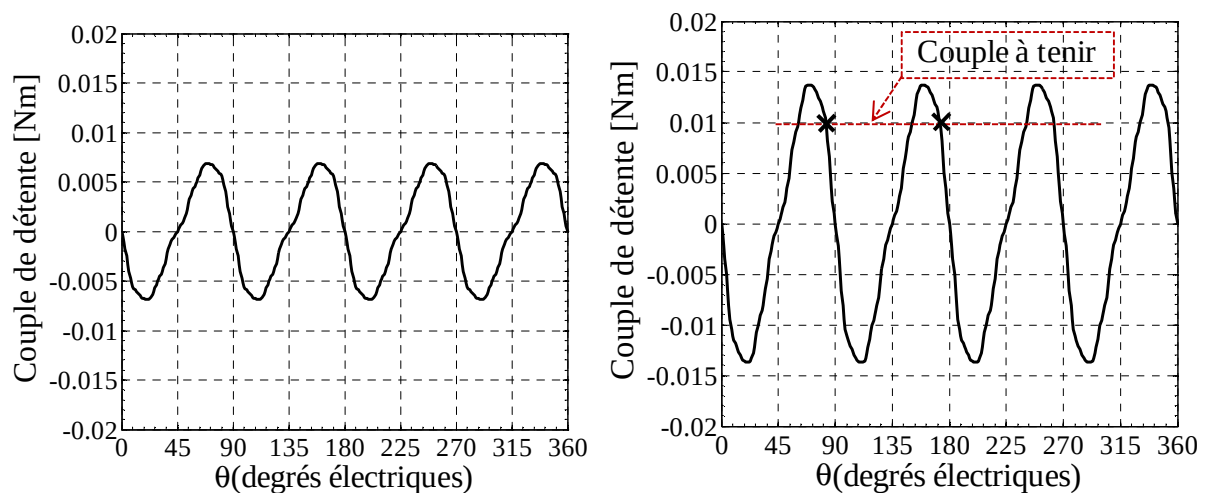


Figure III-13 Couple de détente : (a) sur une machine, (b) sur la machine équivalente.

Le volume de l'aimant est ajusté (en jouant sur sa surface car sa hauteur est fixée) pour utiliser au mieux le fer (les ddpm aux bornes des perméances sans alimentation, correspondent à un flux dans le coude de saturation (figure III-12) pour $\theta = 0^\circ$) et aussi de sorte que la moitié du couple à tenir sans alimentation, soit fournie par chaque machine. La figure III-13 donne l'allure du couple produit par une machine en (a) (allure identique à celle obtenue par SAKAMOTO [SAK95]), et celle du couple sur l'arbre est représentée en (b). Cette courbe nous montre que sans alimentation notre système peut tenir une charge dont le couple est environ égal à 0.01Nm.

b) Couple statique

Le volume de l'aimant étant connu, pour assurer le couple dynamique moyen maximal souhaité (environ 0.03 Nm) avec un courant de bus d'environ 500mA (alimentation en mode 1), le nombre de spires par bobine est ajusté à 130 spires. Les courbes des figures ci-dessous donnent les allures du couple statique (Γ_{arbre}) et ses composantes lorsque la machine est alimentée en mode 1 (figure III-14) ou en mode 3 (alternance entre figure III-14 et figure III-15).

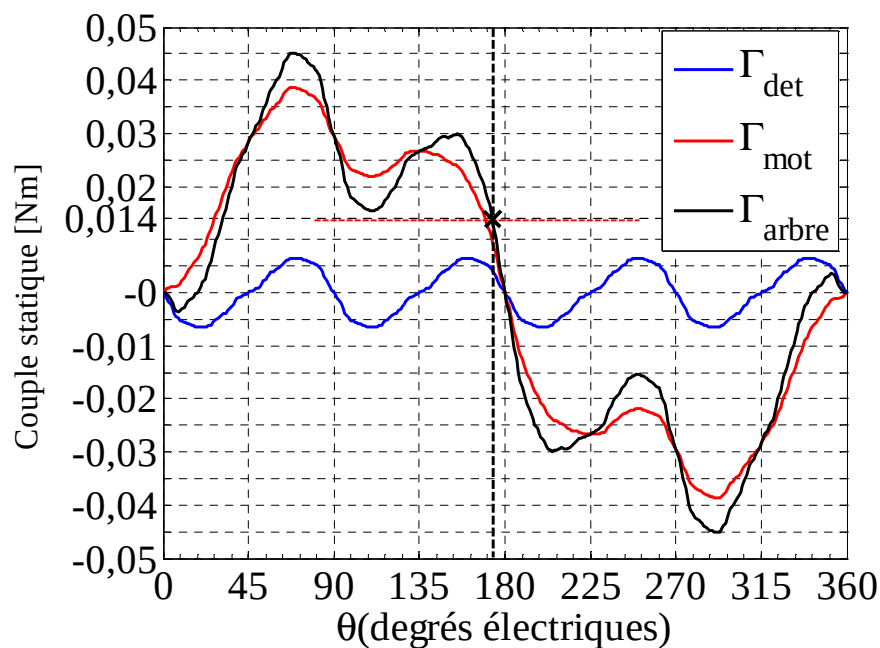


Figure III-14 Couple statique lorsque seule la phase trois est alimentée ($i_3 = 500mA$).

En mode 1 et avec un courant de 0.5A dans la phase alimentée, la machine peut tenir sans ambiguïté (sans décrochage) un couple de charge inférieur ou égal à 0.014Nm. Au delà de cette limite en dynamique, des accélérations pourraient provoquer un décrochage ou une perte de pas.

Nous pouvons aussi remarquer qu'en mode 1 d'alimentation, pour un couple de charge inférieur ou égal à 0.015Nm (et dans certains cas des couples de charge inférieurs à 0.03Nm), le couple fourni par la machine non alimentée est moteur et par conséquent celui fourni par la machine alimentée est inférieur au couple de charge.

La figure III-15 montre qu'en mode 3 d'alimentation, lorsque deux phases sont alimentées, plusieurs points d'équilibre stable existent si le couple de charge est inférieur à 0.02Nm. Ce qui peut conduire à un positionnement aléatoire du rotor sur l'un de ces points. En plus quand deux phases conduisent (figure III-15), pour un couple de charge supérieur à 0.01Nm les positions d'équilibre stable sont proches de celles obtenues lorsqu'une seule phase est alimentée. De ce fait le mode 3 d'alimentation peut s'avérer inintéressant.

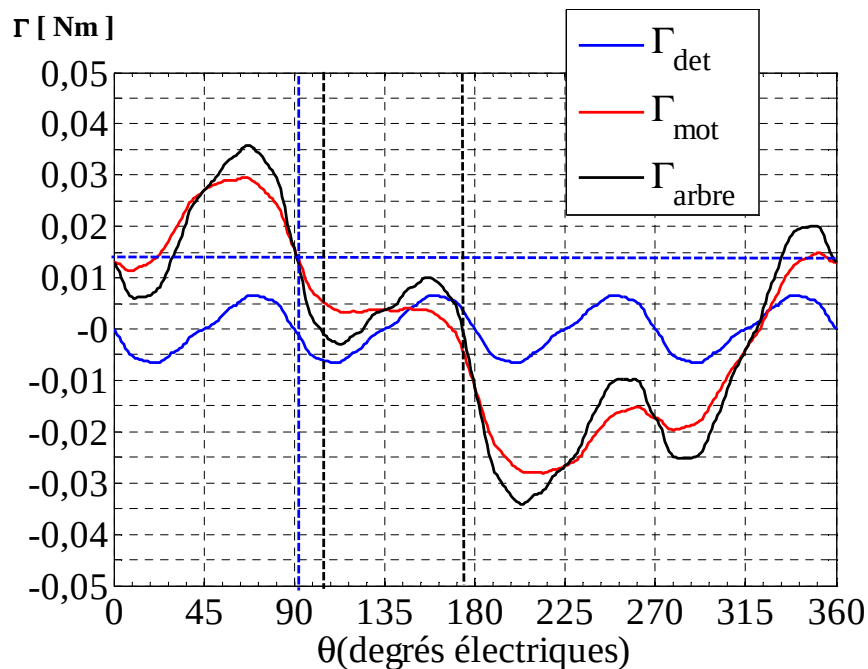


Figure III-15 Couple statique lors que deux phases sont alimentées : $i_3 = i_4 = 250mA$.

L'observation des courbes de couple ci-dessus nous amène à conclure qu'à vide et lorsque deux phases conduisent, la machine non alimentée produit un couple que la machine motrice devra contrer.

En charge, le couple de la machine non alimentée peut être moteur et dans ce cas, la machine alimentée fournira un couple inférieur au couple de charge car le complément est fourni par l'autre machine. Si le couple fourni par la machine non alimentée est résistant, alors la machine motrice doit en plus du couple de charge, compenser ce couple résistant.

III.2.3.2. Etude dynamique :

Chaque machine est alimentée par un convertisseur identique à celui présenté à la figure I-16-b. Un calcul à vide et à vitesse de rotation maximale nous permet d'évaluer le niveau de tension que les diodes Zener des bras de convertisseurs associés aux phases, devront bloquer quand celles-ci sont supposées ne pas conduire. Puisque la valeur maximale de cette fém est environ égale à 2 V (voir figure III-16), nous portons notre choix sur des Zener dont la tension inverse est de 3 V.

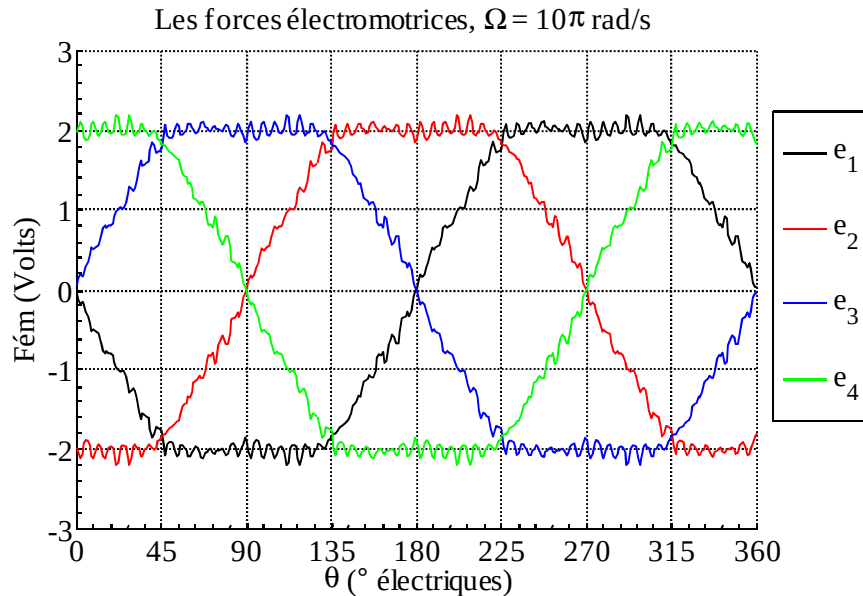


Figure III-16 Force électromotrice vide et à vitesse de rotation maximale.

Le modèle dynamique de deux MRVH sur un même arbre et dont une seule est alimentée est simulé en s'appuyant sur le schéma bloc de la figure II-22, les équations donnant l'état magnétique de la machine (paragraphe II.2.6.1) et l'algorithme itératif de la figure II-15. Puisque deux machines sont montées sur le même arbre, au couple moteur fourni par la machine alimentée, nous rajoutons le couple de détente (fonction de la position) de la machine non alimentée.

Les paramètres mécaniques de simulation du modèle de la machine sont les mêmes que dans le cas des deux MRV sur un arbre. La résistance par phase est $R \cong 40 \Omega$; la somme des courants est toujours réglée avec une référence de 0.5A et la tension du bus continu est de 60 V.

Pour observer le comportement du système, nous effectuerons des simulations en mode 1 puis en mode 3, à vide puis en charge.

a) Simulation en mode 1 d'alimentation :

La machine alimentée, l'est en mode 1 et la séquence d'alimentation est 4-3-2-1. La période des signaux de commande des transistors associés aux différents bras du convertisseur est $T = 160\text{ms}$ (choisie suffisamment longue de façon à pouvoir observer toutes les oscillations autour de chaque position d'équilibre stable).

- Essai à vide.

Le couple de charge est nul et la machine produit alors un couple qui compense uniquement ses pertes. Les courants sont imposés suivant les séquences de commande voulues (figure II-17).

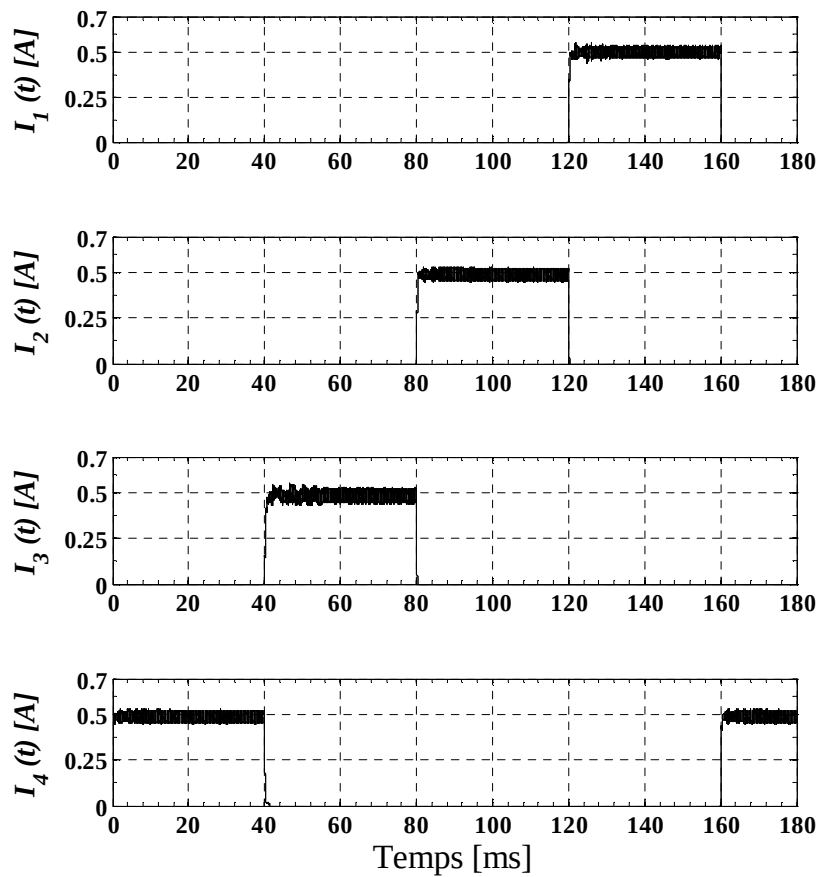


Figure III-17 Les courants dans les différentes phases de la machine alimentée.

La figure III-18 nous montre qu'à vide tous les pas sont réalisés pour la vitesse correspondante. Le rotor oscille pendant environ 15ms avant de se stabiliser lorsqu'il avance d'un pas. L'angle interne est nul et le temps de réponse mécanique est d'environ 3ms.

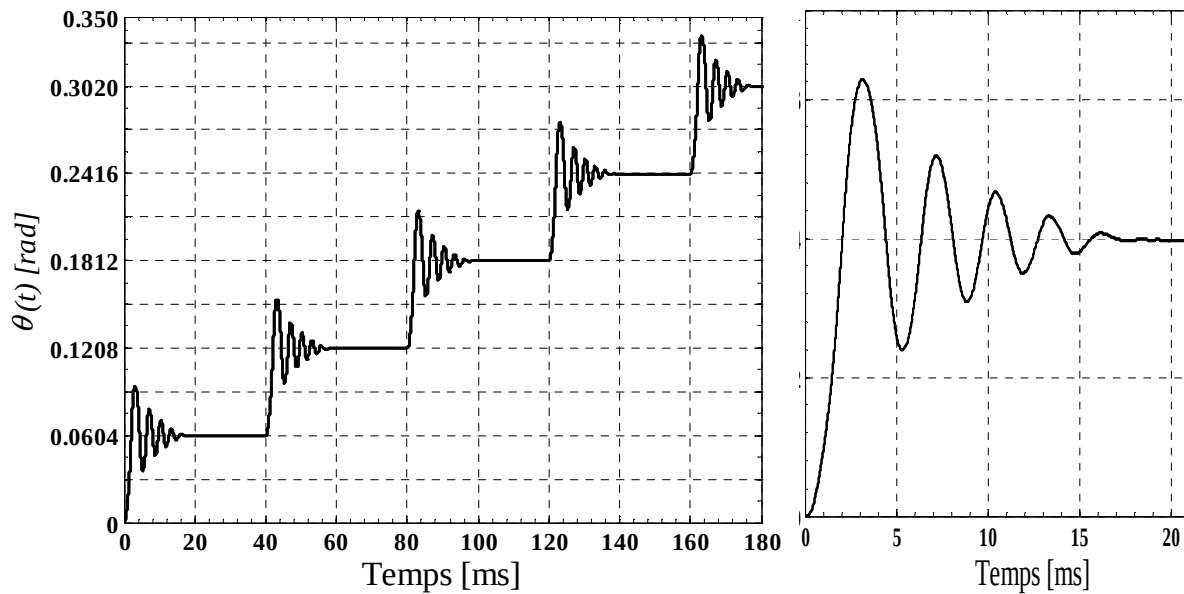


Figure III-18 Déplacements du rotor lorsque la machine est alimentée en mode 1.

Le couple moyen moteur est nul et ceci se justifie d'autant plus qu'à vide et en mode 1 d'alimentation, les allures des courbes statiques de la figure III-14 montrent que les points d'équilibre stable pour les deux machines sont identiques lorsque le couple de charge est nul.

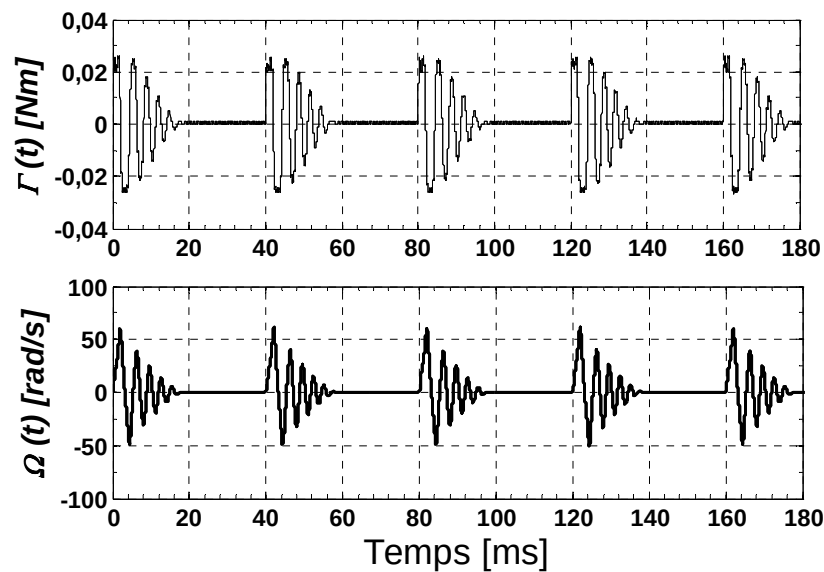


Figure III-19 Couple et vitesse de la machine alimentée.

- Essai en charge.

Un couple de charge de 0.014Nm est appliqué sur l'arbre de la machine. L'angle interne de la machine n'est plus nul puisque la machine est chargée (voir figure III-20). Tous les pas sont réalisés et les oscillations du rotor sont moins importantes.

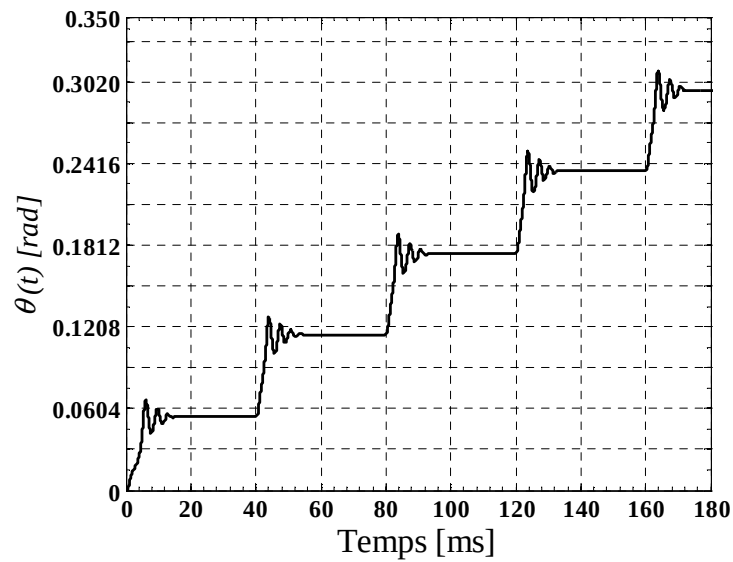


Figure III-20 Déplacements du rotor lorsque la machine est chargée.

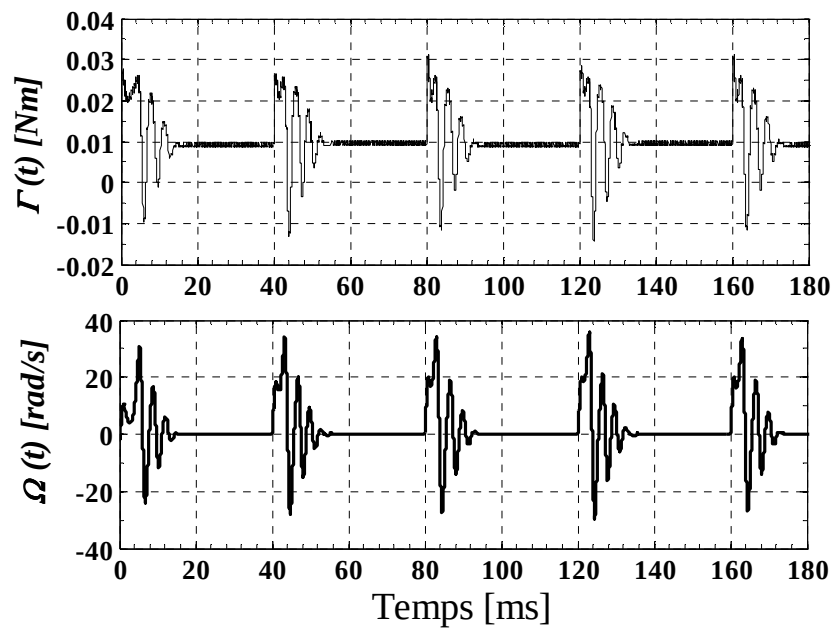


Figure III-21 Couple et vitesse de la machine alimentée.

Le couple moyen produit par la machine alimentée est d'environ 0,01Nm ; le complément de couple est fourni par le couple de détente de la machine non alimentée pour donner un couple sur l'arbre égal au couple de charge aux pertes près (voir figure III-14).

Les pics de couple moteur n'atteignant pas 0.03Nm (voir figure III-14) il n'y a donc pas de risque de décrochage à la vitesse considérée (celle correspondant à la période des signaux de commande des transistors).

b) Simulation en mode 3 d'alimentation :

Une seule machine alimentée en mode 3. La somme des courants dans les phases qui conduisent est régulée ; la référence de cette somme est de 0.5A. La période des signaux de commande est $T = 160ms$ et la séquence d'alimentation est la suivante :

(4) – (4 et 3) – (3) – (3 et 2) – (2) – (2 et 1) – (1) – (1 et 4) – (4)...

- Essai à vide :

La figure III-22 nous montre les allures des courants dans les différentes phases en fonctions du temps. Lorsqu'une seule phase conduit, son courant est régulé à la valeur de référence (0.5A). Quand deux phases conduisent les courants dans celles-ci s'équilibrent leur somme étant toujours régulée.

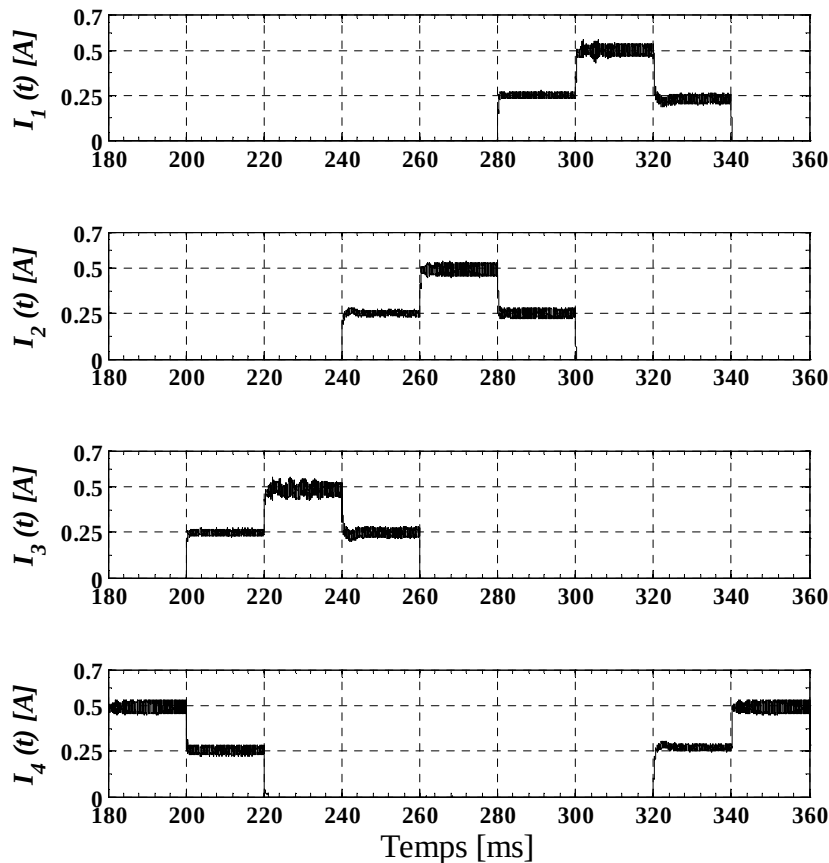


Figure III-22 Courants dans les différentes phases.

La figure III-23 nous montre l'évolution de la position du rotor en fonction du temps lorsque la machine est à vide et alimentée en mode 3. L'angle interne de la machine est nul puis lorsqu'une seule phase est conductrice, la valeur de la position du rotor est multiple de 0.0604 rad (qui correspond à l'écart angulaire entre deux pas). La position des "demi-pas" (position quand deux phases conduisent) est conforme à celle à laquelle on pourrait s'attendre

en observant les courbes statiques de la figure III-15 (environ 14° électrique au-delà de la position d'équilibre précédente).

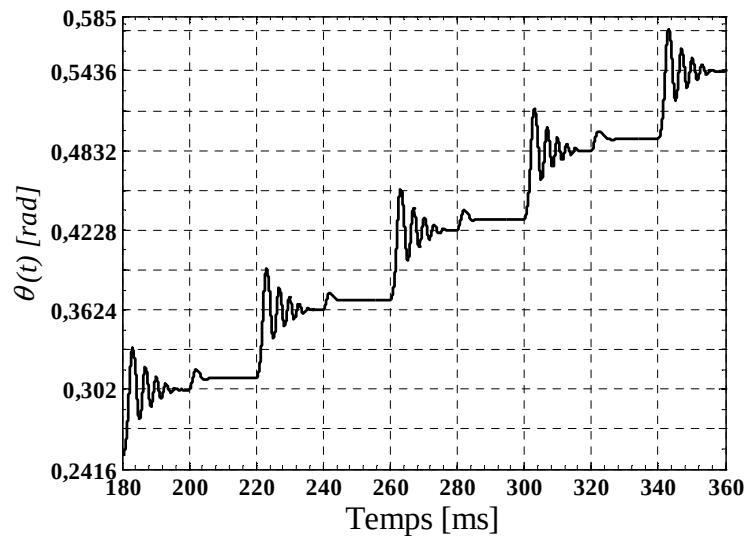


Figure III-23 Position du rotor à vide et pour une alimentation en mode 3.

La figure ci-dessous donne les allures de la vitesse et du couple fourni par la machine alimentée. La valeur moyenne de ce couple est non nulle car en mode 3 lorsque deux phases conduisent, le couple moteur doit compenser le couple résistant produit par la machine non alimentée. Ce résultat est conforme à celui obtenu en régime statique et représenté à la figure III-15.

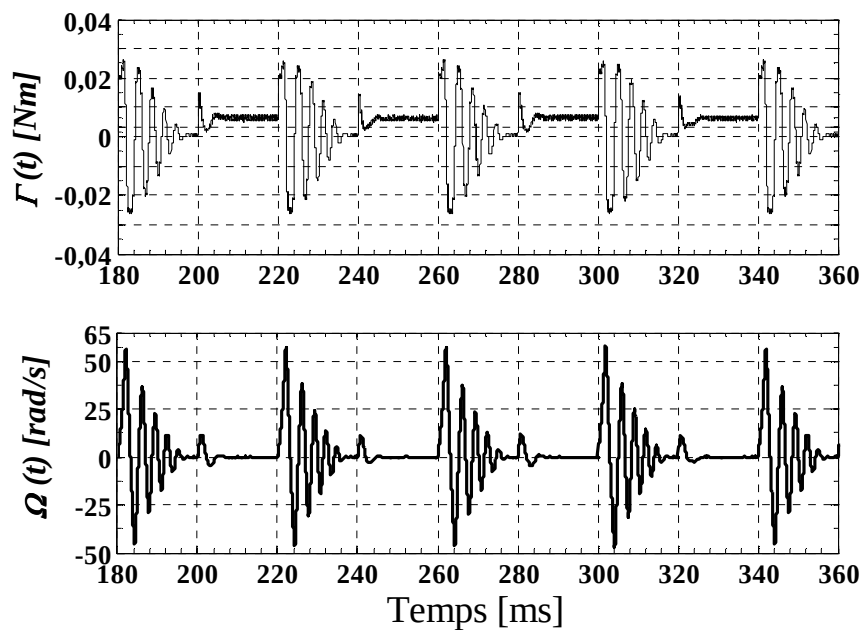


Figure III-24 Couple moteur et vitesse à vide et alimentation en mode 3.

- **Essai en charge :**

L'alimentation de la machine est la même que celle de la simulation à vide. Comme à vide, les courants sont imposés suivant les séquences souhaitées. Leur somme est bien régulée à la référence de courant imposée.

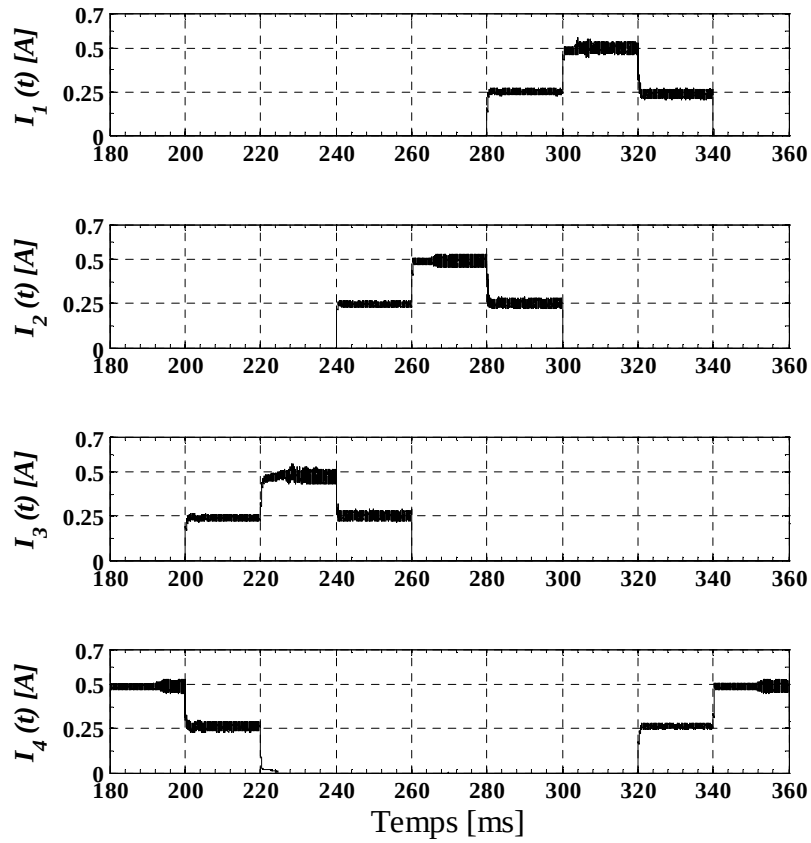


Figure III-25 Courants dans les différentes phases.

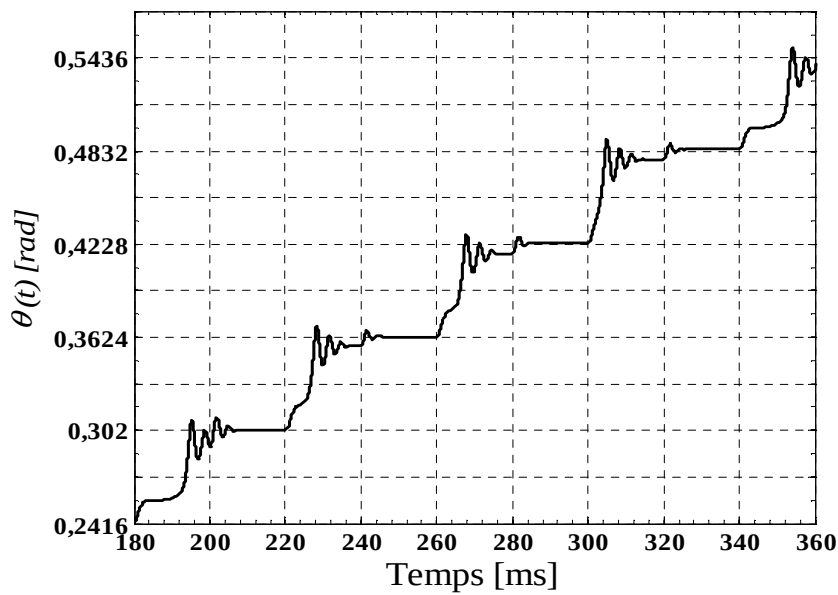


Figure III-26 Evolution de la position du rotor.

La figure III-26 montre que lorsque deux phases sont alimentées, les positions d'équilibre stable sont bien celles que prédisent les courbes de couple en régime statique pour le couple de charge correspondant. L'angle interne n'est plus nul (environ 12° électriques). Le temps de réponse mécanique est plus long (environ 18 ms).

Le couple moyen produit par la machine alimentée vaut 0.0143Nm (figure III-27) ; il est donc supérieur au couple de charge (0.014Nm). Ce résultat est en accord avec celui issu de la simulation en régime statique et présenté à la figure III-15. Le supplément de couple servant à compenser le couple produit par la machine non alimentée (qui est résistant quant deux phases conduisent).

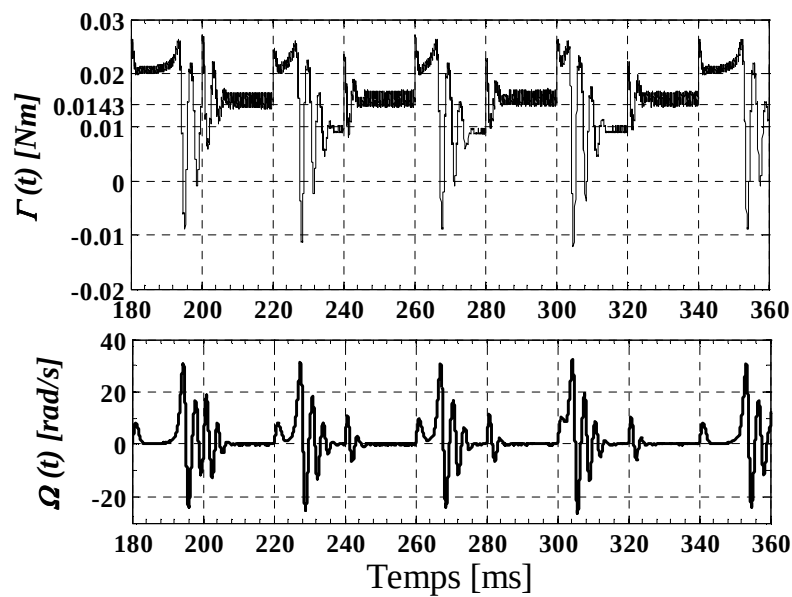


Figure III-27 Couple et vitesse produits par la machine alimentée.

III.3. LES MRVH A DEUX CANAUX D'ALIMENTATION

Comme nous l'avons évoqué au paragraphe III.2 les structures à deux machines sur un même arbre ont une zone "morte" équivalente à l'espace occupé par les têtes de bobines entre les machines ce qui rend l'ensemble plus encombrant. A la place de deux machines distinctes de puissance P plus encombrantes, on peut envisager une structure à une seule machine (donc plus compacte) de puissance $2P$ telle qu'en mode de fonctionnement normal, la puissance utilisée soit P . Une telle structure est réalisée en répartissant la puissance de la machine sur deux ensembles de bobines égaux et distincts. La machine correspondante que nous étudierons dans cette partie est une machine à reluctance variable hybride à deux canaux d'alimentation égaux et distincts (elle sera notée : MRVH-2C).

La longueur utile de l'une des demi-machines de la MRVH-2C est $L_{u3} = 2L_{u2}$ où L_{u2} est la longueur utile d'une demi-MRVH de la structure à deux MRVH sur le même arbre.

III.3.1. Bobinage de la machine

La coupe axiale de l'une quelconque des demi-machines de la MRVH-2C est la même que celle des MRV ou MRVH étudiées jusqu'ici. Différentes configurations de bobinages double étoile ou double canal, sont envisagées. Ces bobinages sont réalisés à partir d'une base commune : chaque plot porte deux bobines de cuivre identiques comme les MRVH multi-enroulement du chapitre II. Chaque bobine est enroulée autour de deux plots (de deux demi-machines) superposés ; les plots numérotés 1 et 9 portent les mêmes bobines par exemple.

Nous présentons deux structures de bobinages à deux canaux qui diffèrent par exemple par la disposition des canaux ou par la façon dont sont connectées les bobines d'une phase.

- Bobinage double canal à flux additifs :

Chaque canal est construit à partir de bobines portées par quatre plots (de demi-machine) successifs. Chaque moitié de la machine porte alors les enroulements d'un canal comme l'illustre la figure III-28.

Huit bobines sont alors disponibles pour réaliser les quatre phases de chaque canal. Chaque phase est obtenue en connectant (en flux additifs) deux bobines portées par des plots décalés l'un par rapport à l'autre de 90° .

Ainsi comme le montre la figure III-28, la phase 1 du canal 1 est réalisée en connectant en série l'une des bobines portée par le plot 1 et l'une des bobines portée par le plot 3 ; les deux autres bobines de ces plots forment la phase 3 du canal 1. La seule différence entre les phases

1 et 3 (ou les phases 2 et 4) du même canal est le sens du courant qui est entrant dans une phase et sortant dans l'autre ; de sorte que les AT créés soient de signes différents. Les phases 1 et 3 (ou 2 et 4) sont alors en opposition.

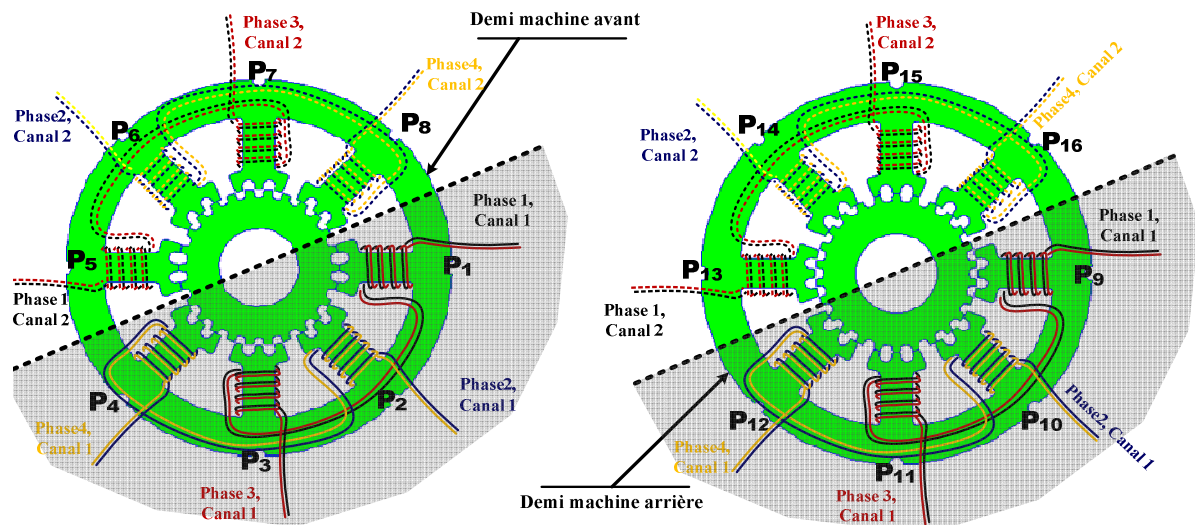


Figure III-28 Bobinage double canal de la MRVH à flux additifs.

- Bobinage double canal à flux opposés :

Dans le bobinage double canal à flux opposés, les différents canaux sont constitués de bobines portées par deux plots rapprochés et les deux autres qui leur sont diamétralement opposés (voir figure III-29). Sur chaque canal, les phases sont réalisées par la mise en série (en flux opposés) de deux bobines portées des plots diamétralement opposés. Tout comme pour le bobinage double canal à flux additifs, sur chaque canal les phases 1 et 3 d'une part, 2 et 4 d'autre part sont en opposition.

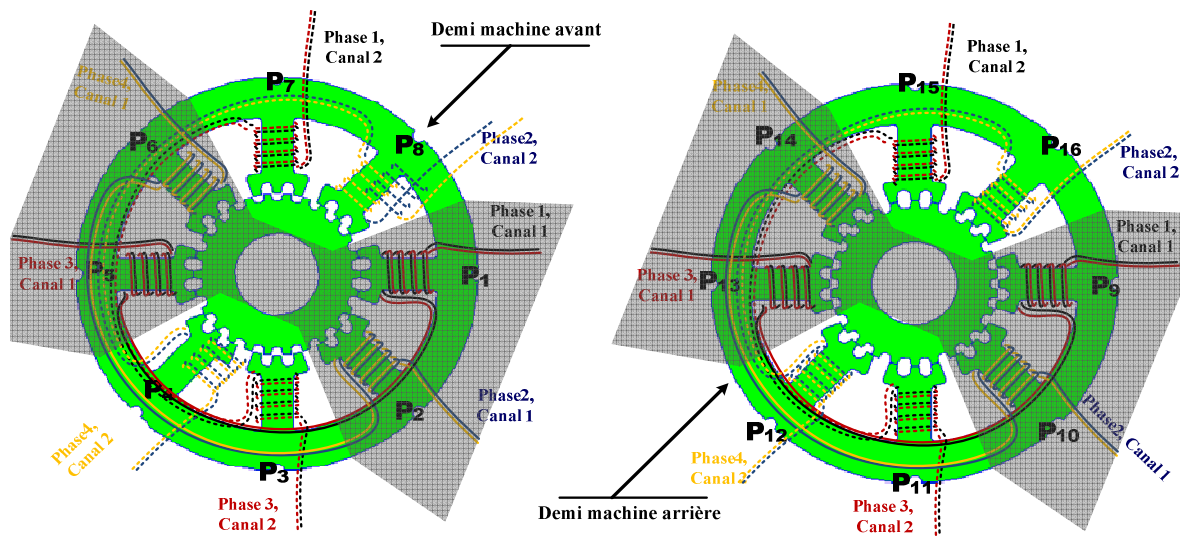


Figure III-29 Bobinage double canal de la MRVH à flux opposés.

III.3.2. Etude du couplage entre les étoiles :

Puisque un seul canal est alimenté lorsque que la machine fonctionne, il est important de quantifier l'éventuel couplage entre les canaux car en cas de court-circuit sur un canal, celui-ci peut perturber le fonctionnement du dispositif. Nous analysons ici le couplage entre les phases de la machine en observant les flux dans celles-ci.

A l'aide de l'algorithme de calcul de l'état magnétique de la machine, les flux de phases des deux étoiles sont calculés sur une période électrique, d'abord à vide et ensuite en alimentant uniquement la première phase de l'étoile (ou canal) 1.

La nature du bobinage implique des couplages forts entre les phases 1 et 3 d'une part et entre les phases 2 et 4 d'autre part de la même étoile.

Le bobinage de la figure III-28 donne pour une MRVH double étoile et ayant quatre phases, les flux des figures ci-dessous. Conformément au schéma du circuit magnétique du modèle de la machine (figure II-29) et au type de bobinage choisi (figure III-28), les équations des flux totaux dans les phases de la première étoile sont :

$$\Psi_{1,1} = N_{sb}(\varphi_1 - \varphi_3 + \varphi_9 - \varphi_{11}) \quad (\text{III.1})$$

$$\Psi_{2,1} = N_{sb}(\varphi_2 - \varphi_4 + \varphi_{10} - \varphi_{12}) \quad (\text{III.2})$$

$$\Psi_{3,1} = -\Psi_{1,1} \quad (\text{III.3})$$

$$\Psi_{4,1} = -\Psi_{2,1} \quad (\text{III.4})$$

$\Psi_{i,j}$ est le flux total à travers la phase i appartenant au canal j .

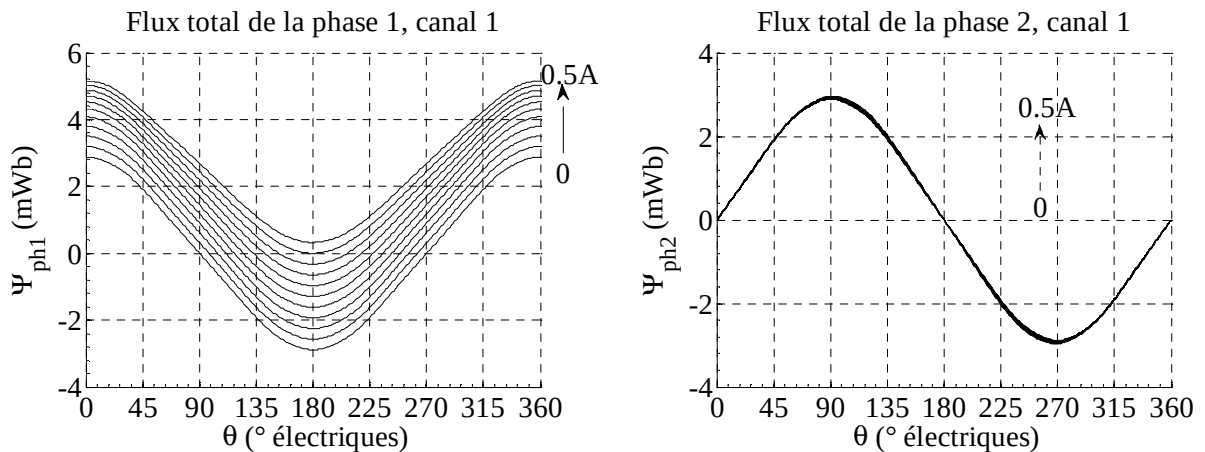


Figure III-30 Flux dans la phase1 canal1 (a) et dans la phase 2 canal1 (b) lorsque celle-ci est alimentée à la phase1 canal1, par des courants de 0 à 0.5 A.

Les courbes de flux à travers les différentes phases de la machine lorsque une seule phase d'une étoile (celle indiquée 1 par exemple) est alimentée montrent que le couplage entre

celles-ci est faible. En effet, le flux de la phase 2 n'est pas sensible aux variations du courant dans la phase 1 (figure III-2).

Le couplage est aussi faible au canal 2 car les flux des phases restent insensibles aux variations de courant dans la phase alimentée (la phase 1 du canal 1).

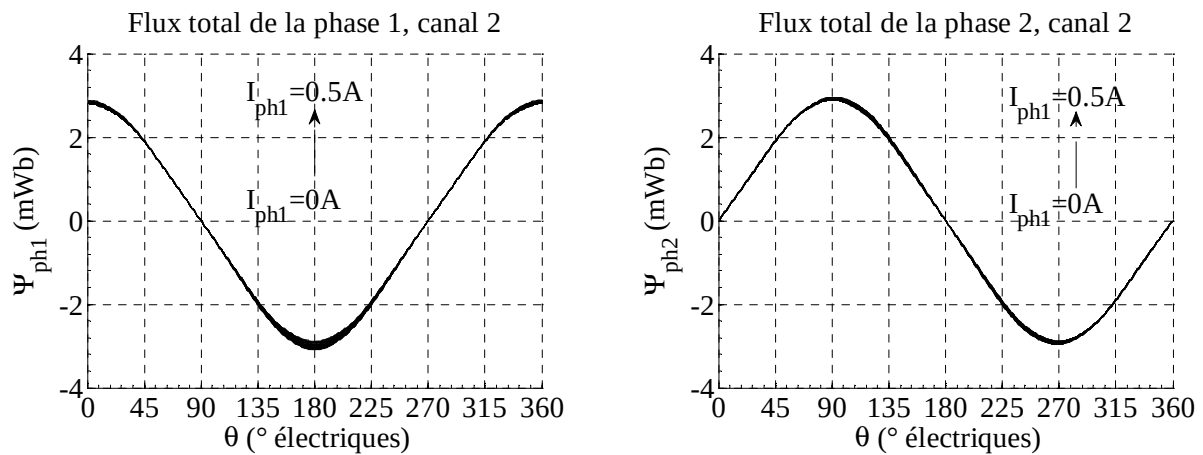


Figure III-31 Flux dans la phase1 canal2 (a) et dans la phase 2 canal2 (b) lorsque celle-ci est alimentée à la phase1 canal1, par des courants de 0 à 0.5 A.

Les fém à vide aux bornes des phases d'une quelconque des deux étoiles, évaluées à la vitesse de rotation maximale envisagée, sont représentées ci-dessous :

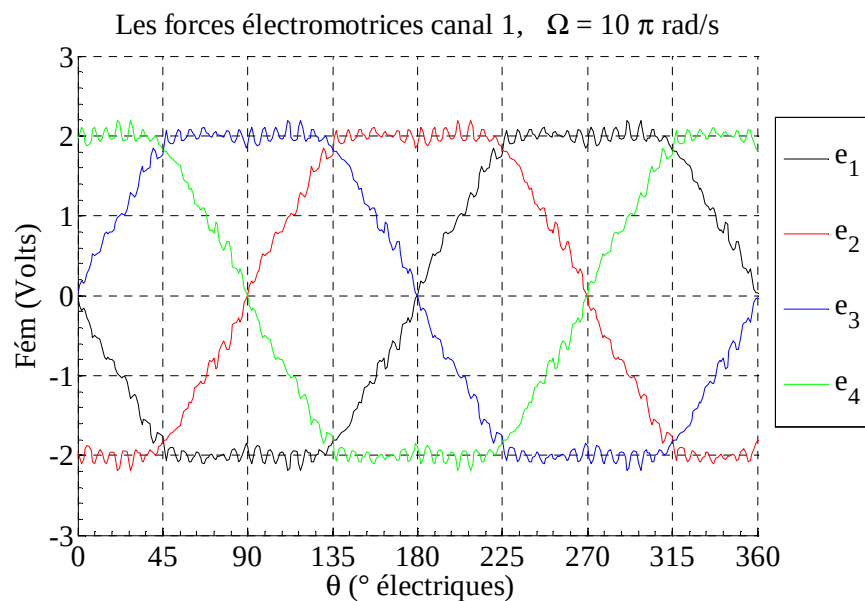


Figure III 9 Les forces électromotrices aux bornes des phases de l'étoile 1.

Si le bobinage est celui à flux opposés de la figure III-29, les équations des flux totaux dans les phases sont :

$$\Psi_{1,1} = N_{sb}(\varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_9 + \varphi_{11}) \quad (\text{III.5})$$

$$\Psi_{2,1} = N_{sb}(\varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_{10} + \varphi_{12}) \quad (\text{III.6})$$

$$\Psi_{3,1} = -\Psi_{1,1} \quad (\text{III.7})$$

$$\Psi_{4,1} = -\Psi_{2,1} \quad (\text{III.8})$$

Des courbes des flux par phase lorsque seule la phase 1 de la première étoile est alimentée (pour une plage de courant allant de 0 à 0,5 A par exemple), nous pouvons voir (figures III-32 et III-33) que le couplage entre les phases la machine est beaucoup plus important que dans le cas du bobinage dit à "flux additifs" car les variations de flux avec le courant de la phase alimentée, sont plus importantes dans les phases non alimentées, comparativement au cas du bobinage à flux additifs.

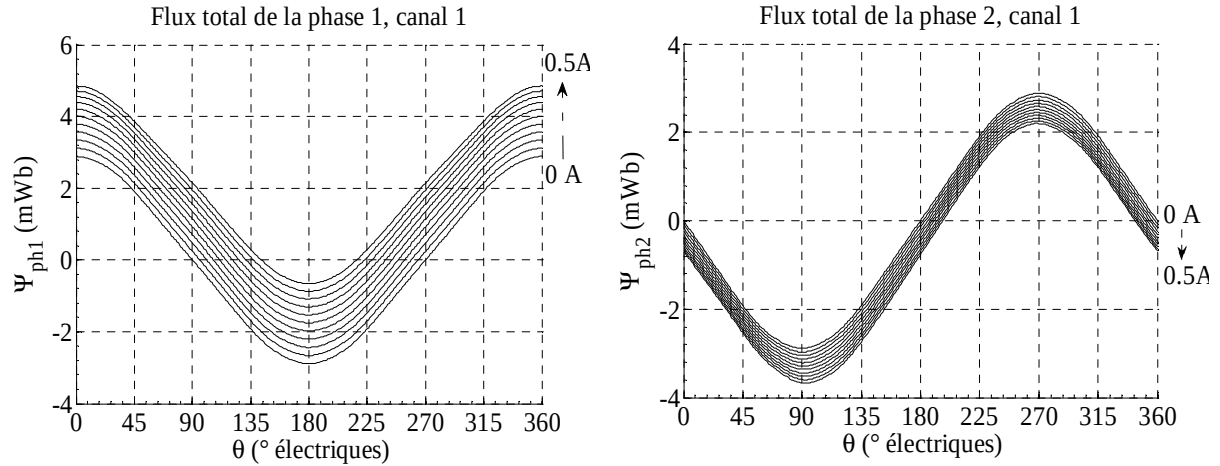


Figure III-32 Les flux totaux dans les phases de l'étoile 1.

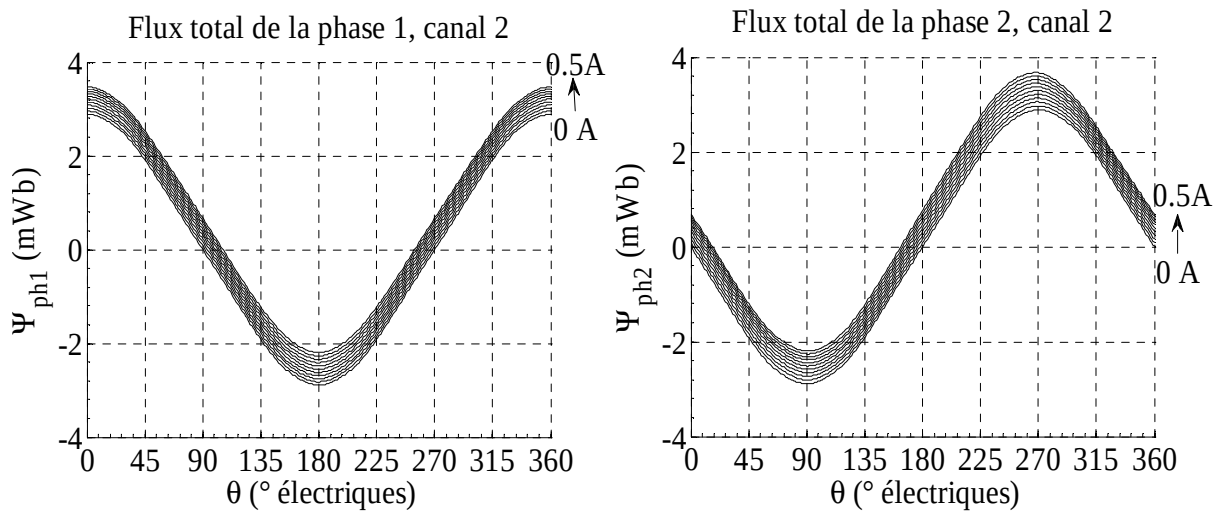


Figure III-33 Les flux totaux dans les phases de l'étoile 2.

Les fém à vide aux bornes des phases des deux étoiles sont représentées ci-dessous à la vitesse maximale; elles sont sensiblement trapézoïdales et décalées de $\frac{2\pi}{4}$ et présentent une amplitude de l'ordre de 2 V. Les fém des deux canaux sont identiques.

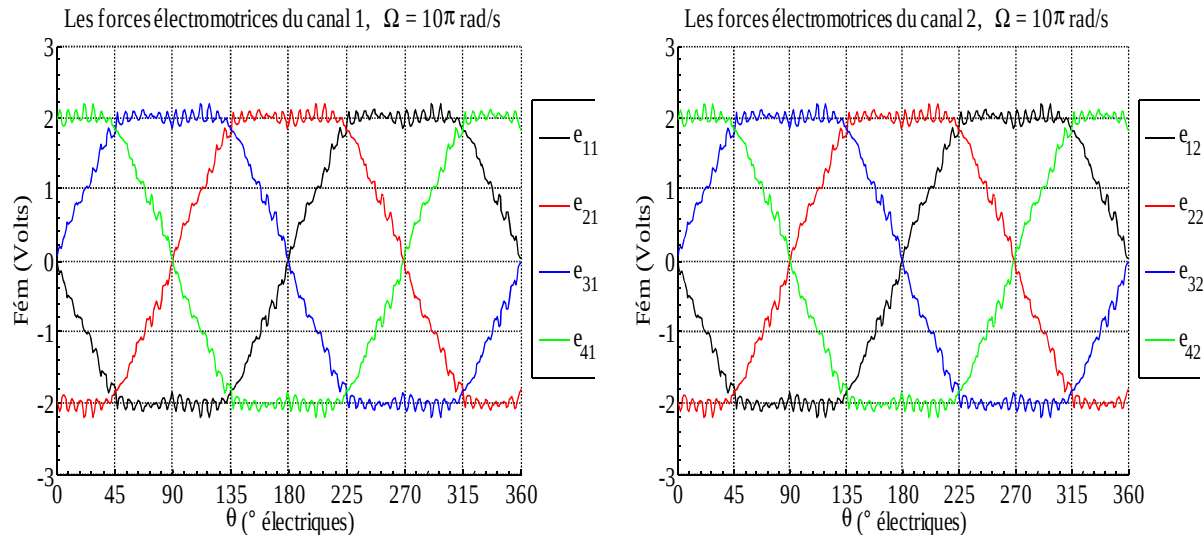


Figure III-34 Les forces électromotrices aux bornes des phases des deux étoiles.

Le bobinage des phases à flux additifs est préféré à celui à flux opposés car le couplage entre les étoiles est moins fort, ce qui rend la machine moins sensible aux effets de certains défauts pendant le fonctionnement en mode dégradé. Son point négatif est qu'il paraît déséquilibré du point de vue de la répartition de l'induction dans l'entrefer et l'on pourrait s'attendre à une résultante des forces radiales non nulle.

Les convertisseurs alimentant chacune des deux étoiles de la machine sont similaires à celui présenté à la figure I-16-b. La tension inverse que les diodes Zener devront bloquer est choisie égale à 3 volts.

III.3.3. Calcul des performances statiques

La structure de la MRVH-2C étant connue, notamment son bobinage, les caractéristiques du couple en régime statique permettent d'ajuster l'alimentation pour une charge donnée, et de prévoir ou d'estimer le comportement dynamique de la machine. Nous calculons et analysons ici le couple statique sur l'arbre de la machine pour différents modes d'alimentation. Ces couples sont calculés à courants nuls ou pour le courant régulé nominal.

En régime statique, les courants dans les phases sont connus. L'état magnétique de la machine peut être déterminé en calculant les flux dans les branches et les ddpm aux bornes

des perméances de son schéma magnétique équivalent (figure II-32). Ce calcul est fait au moyen des équations (II.31) à (II.36) et de l'algorithme itératif de la figure II-15.

Les différences de potentiels magnétiques (ddpm) aux bornes des perméances (du réseau de perméances de la figure II-32 étant connues, le couple électromagnétique est calculé à partir de son expression analytique (II.39).

III.3.3.1. Couple de détente

Le couple de détente est calculé lorsque tous les courants de phases sont nuls. La hauteur de l'aimant étant fixée ($L_a = 2.51mm$), son volume est ajusté de sorte que la machine puisse produire un couple de détente pouvant maintenir la charge à l'arrêt. Ce volume est aussi calculé pour qu'au moins la moitié de la puissance produite par la machine provienne du dit aimant.

La figure III-35 montre l'allure du couple de détente de la MRVH-2C. L'amplitude de cette courbe nous permet de définir le couple de charge maximal que cette machine peut tenir sans alimentation ; dans le cas présent il est environ égal à 0.012Nm. La raideur des zones d'équilibre stable (parties décroissantes de la courbe) est suffisante pour un maintien franc de la charge. Rappelons que cette raideur peut être aussi ajustée, en jouant par exemple sur le volume de l'aimant dont dépendent les valeurs de ddpm aux bornes des perméances du schéma du circuit magnétique équivalent de la machine.

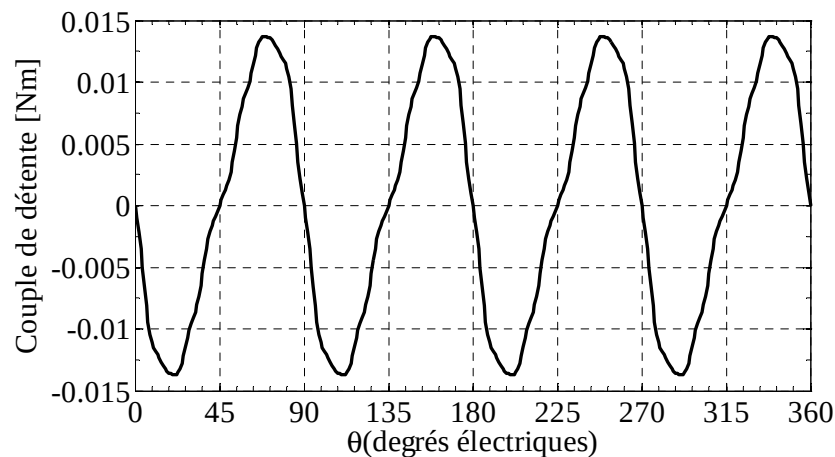


Figure III-35 Couple de détente produit par la MRVH-2C.

III.3.3.2. Couple statique

Le nombre de spires par bobine de la machine est adapté pour que lorsqu'une seule de ses phases est alimentée par son courant nominal (0.5A), le couple dynamique maximal moyen (évalué sur un quart de la période) soit égal à 0.03 Nm. La courbe de la figure III-36-b

nous donne le couple moyen souhaité (évalué entre 225 et 315°) pour un nombre de spires égal 65 par bobine qui est celui que nous adoptons pour la MRVH-2C.

Alimentation en mode 1

Les figures III-36-a et b montrent les allures du couple statique lorsqu'une seule phase est alimentée pour deux valeurs de courant (0,25A et 0,5A). Ces couples statiques incluant le couple de détente, leurs allures sont évidemment d'autant plus influencées par celle du couple de détente que les AT de la phase alimentée sont faibles.

Ces courbes permettent d'entrevoir plusieurs positions d'équilibre stable (les points de couleur identique) pour certaine valeur du couple de charge.

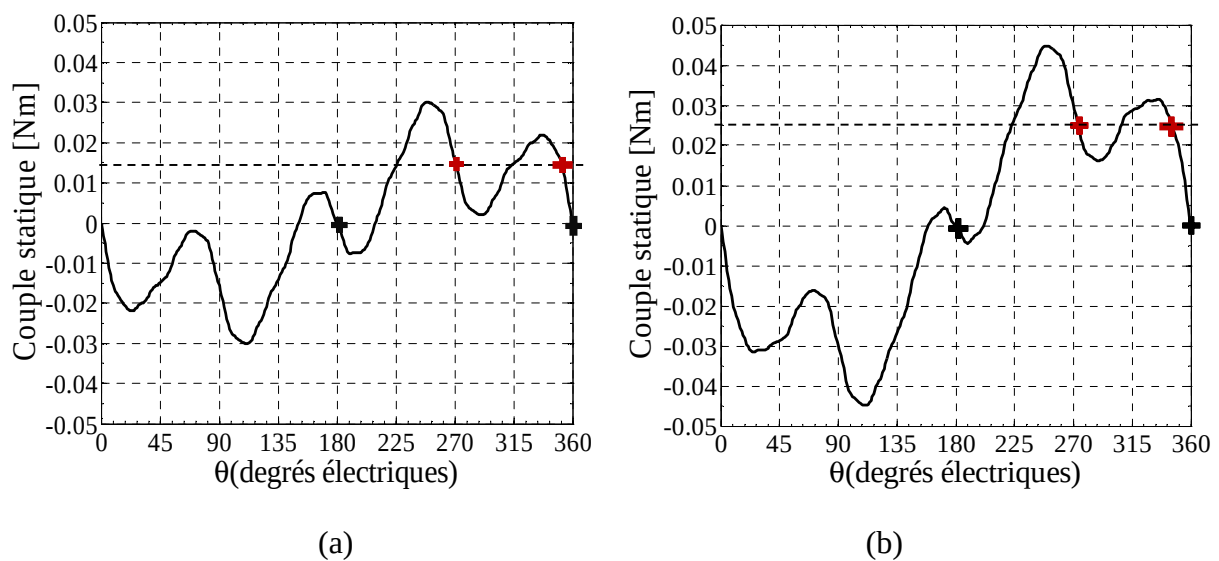


Figure III-36 Couple statique : (a) $i_1 = 250mA$, (b) $i_1 = 500mA$.

Lorsqu'une seule phase est alimentée avec un courant de 0.5A, si le couple de charge est nul la machine se positionne à $\theta = 0^\circ$ quand c'est la phase 1 qui conduit (voir figure III-36-b); à $\theta = 270^\circ$ quand c'est la phase 2 qui conduit (voir figure III-37-a); à $\theta = 180^\circ$ quand c'est la phase 3 qui conduit et à $\theta = 90^\circ$ quand c'est la phase 4 qui conduit (voir figure III-37-b). Ces différentes positions d'équilibre (où la raideur des courbes de couple est la plus importante) sont donc déphasées de proche en proche de $\theta=90^\circ$ électriques.

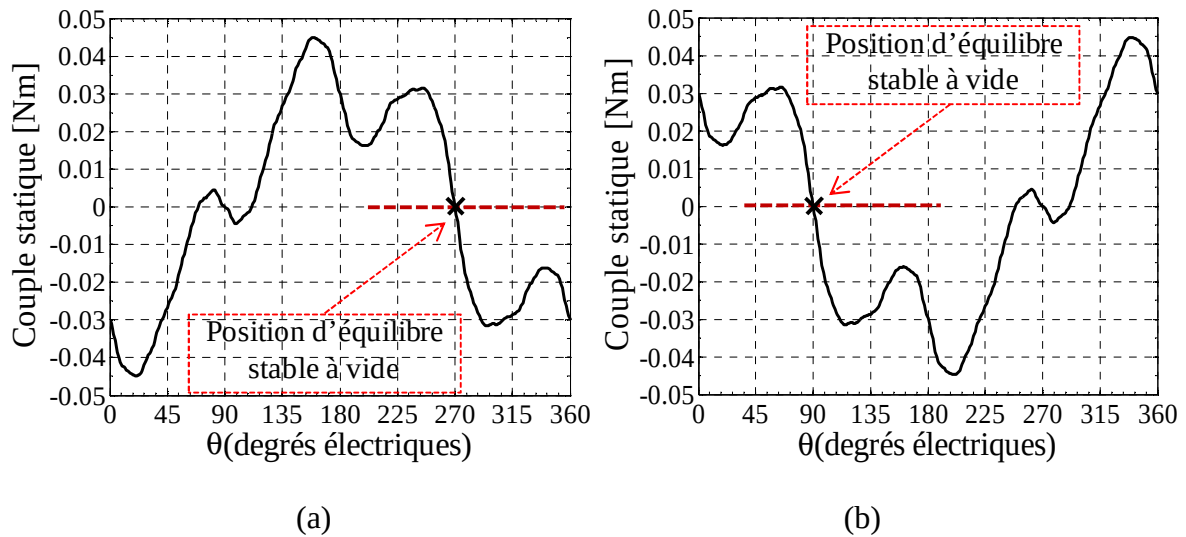


Figure III-37 Couple statique : (a) $i_2 = 500mA$, (b) $i_4 = 500mA$.

Alimentation en mode 2

En mode 2 d'alimentation lorsque deux phases sont alimentées et la somme des courant régulée, les courants se répartissent équitablement dans les deux phases à la moitié de la référence de courant.

La figure III-38 ci-dessous nous donne l'allure du couple statique lorsque deux phases sont alimentées et que le courant de référence est $i_n = 0.5A$.

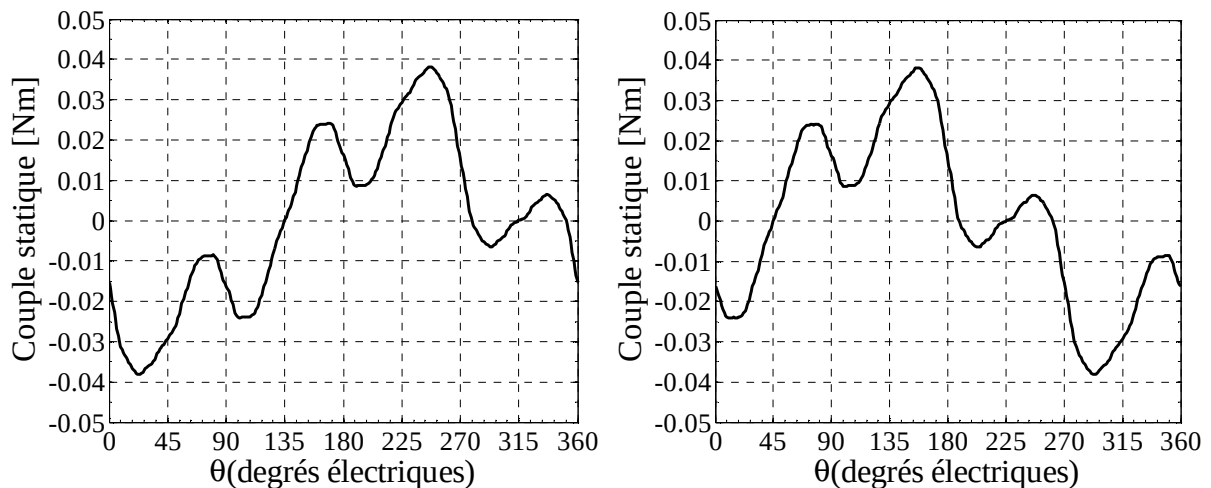


Figure III-38 Couple statique : (a) $i_1 = i_2 = 250mA$, (b) $i_2 = i_3 = 250mA$.

Lorsque deux phases consécutives sont alimentées on pourrait s'attendre à ce que le rotor se stabilise entre les positions d'équilibre obtenues avec l'une ou l'autre des phases alimentée toute seule. Les courbes ci-dessous nous montrent que cette situation (demi-pas) n'est pas réalisable. En effet, lorsque le couple de charge est nul par exemple, le rotor se

positionne (comme nous pouvons le voir à la figure ci-dessous) sur l'une ou l'autre des positions marquées par des croix quand une phase est conductrice, ou sur l'une ou l'autre des positions marquées par des points quand deux phases conduisent simultanément (ces positions marquées sont des positions d'équilibre stable pour une valeur donnée du couple de charge).

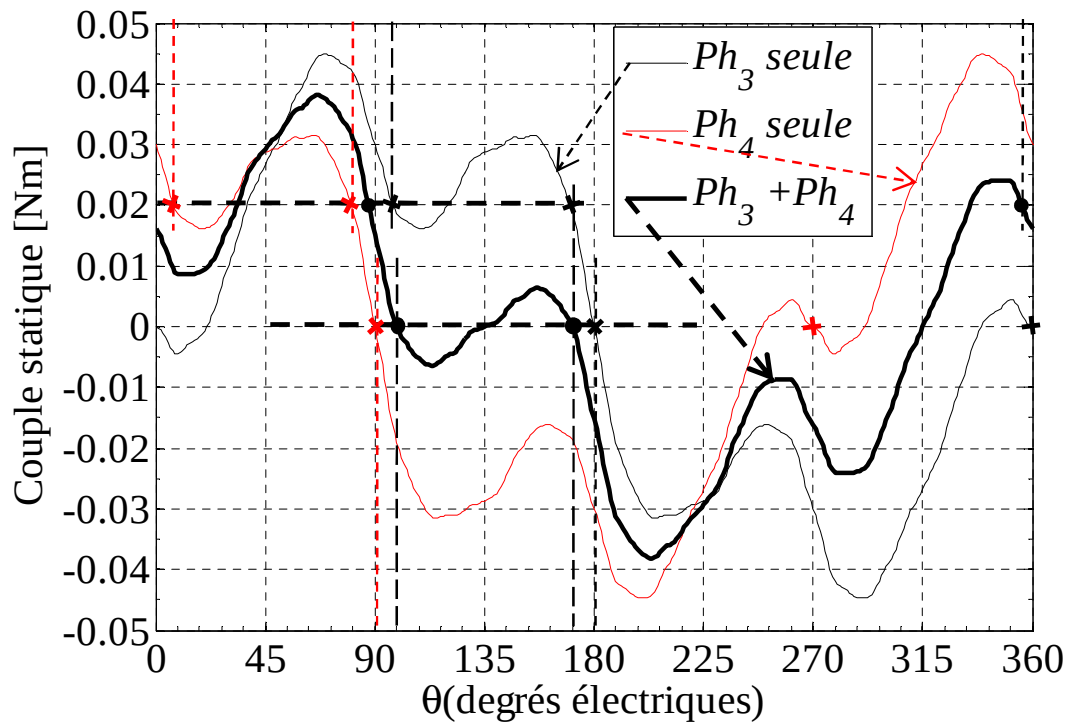


Figure III-39 Couples statiques une ou deux phases alimentées.

Notons que sur les deux positions stables possibles pour chacune des configurations de l'alimentation, le rotor se positionne principalement où la raideur de la courbe est la plus grande. Ainsi à couple de charge nul, le rotor se positionnera à $\theta = 90^\circ$ quand seule la phase 4 est alimentée ou en $\theta = 180^\circ$ quand la seule phase alimentée est la phase 3. Quand les phases 3 et 4 conduisent, le positionnement du rotor n'est pas précis ; celui-ci peut se positionner sur l'une ou l'autre ($\theta = 99^\circ$ ou $\theta = 171^\circ$) des positions d'équilibre stable en fonction de son accélération.

Si le courant réglé est égal au courant nominal, pour une charge dont le couple est de 0.02 Nm, nous pouvons voir à la figure III-39 que pour toutes les configurations de l'alimentation en mode 2, il y a deux positions d'équilibre stable ce qui n'est évidemment pas souhaitable surtout pour des applications de positionnement.

Ce désagrément peut être réglé soit en diminuant le couple de charge soit en augmentant la valeur du courant (de 0.5 à 0.7A par exemple) comme c'est le cas pour les courbes de la figure III-40.

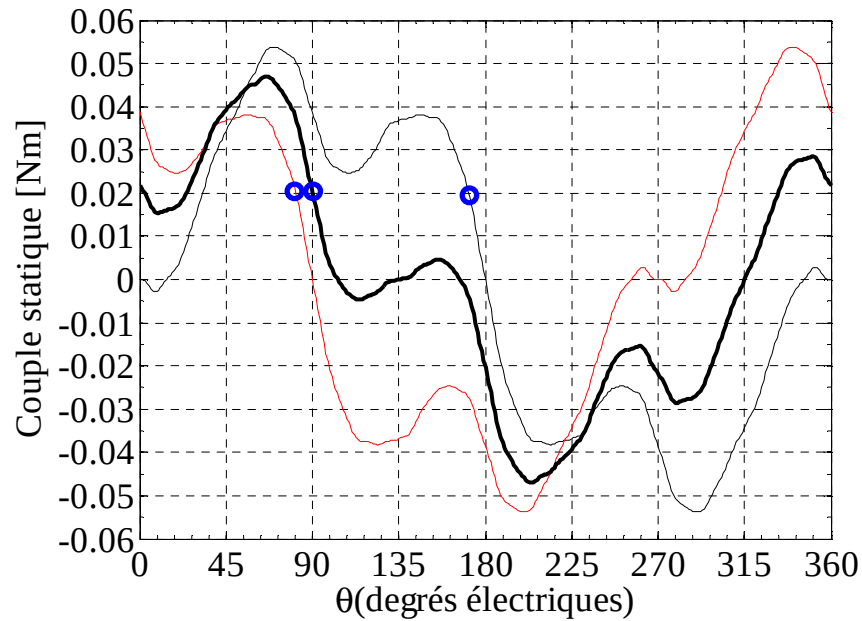


Figure III-40 Couples statiques une ou deux phases alimentées : courant réglé égal à 0.7A.

Les courbes de couples statiques présentent alors un intérêt puisqu'elles permettent de prédire pour un mode d'alimentation donné et pour des valeurs de courants données, à partir de quel couple de charge la machine peut décrocher ou même à partir de quel couple de charge la précision sur le positionnement n'est plus assurée.

III.3.4. Etude dynamique

Nous utilisons dans un premier temps le modèle dynamique des MRVH multi-enroulements développé au paragraphe II.2.6.2 du chapitre II, pour simuler et analyser le comportement dynamique de la MRVH-2C pour différents modes de son alimentation et pour plusieurs valeurs de son couple de charge. Nous proposons ensuite deux approches pour valider le modèle dynamique que nous avons développé : d'une part la comparaison de quelques résultats expérimentaux à ceux obtenus par simulation dans des conditions pratiquement identiques ; et d'autre part celle de quelques résultats issus de la simulation par un modèle classique simplifié dans des conditions où la machine a un comportement magnétique linéaire.

Le modèle dynamique de la MRVH-2C étant connu, il ne reste plus qu'à déterminer ses paramètres mécaniques et électriques qui sont pratiquement les mêmes que ceux des structures étudiées au paragraphe III.2.

Ainsi l'inertie de la machine plus celle de sa charge ramenée sur l'arbre de la machine est évaluée à environ $J = 5 \times 10^{-7} \text{ kgm}^2$. Nous admettons aussi un couple de frottements visqueux dont le coefficient est fixé à $f_v = 7 \times 10^{-5} \text{ Nm/rad/s}$; nous appliquons également

un faible couple de frottement sec exprimé par $\Gamma_{fsec} = C_{fsec} \text{sign}(\Omega)$ avec un faible coefficient de frottement sec $C_{fsec} = 0.002 Nm$. La tension du bus continu est $U = 60 V$. La tension inverse des diodes Zener est $V_z = 3 V$. La résistance par phase est environ égale à 30Ω . La somme des courants est toujours régulée par un régulateur de type proportionnel intégral (PI).

III.3.4.1. Performances dynamiques de la MRVH à deux canaux d'alimentation (MRVH-2C)

a) Alimentation en mode 1

La période de signaux de commande est fixée à 120ms ; chaque phase conduit alors pendant 30ms sur une période. La référence de courant est fixée 500mA.

Essai à vide :

Le couple de charge est nul et la séquence d'alimentation est 4321.

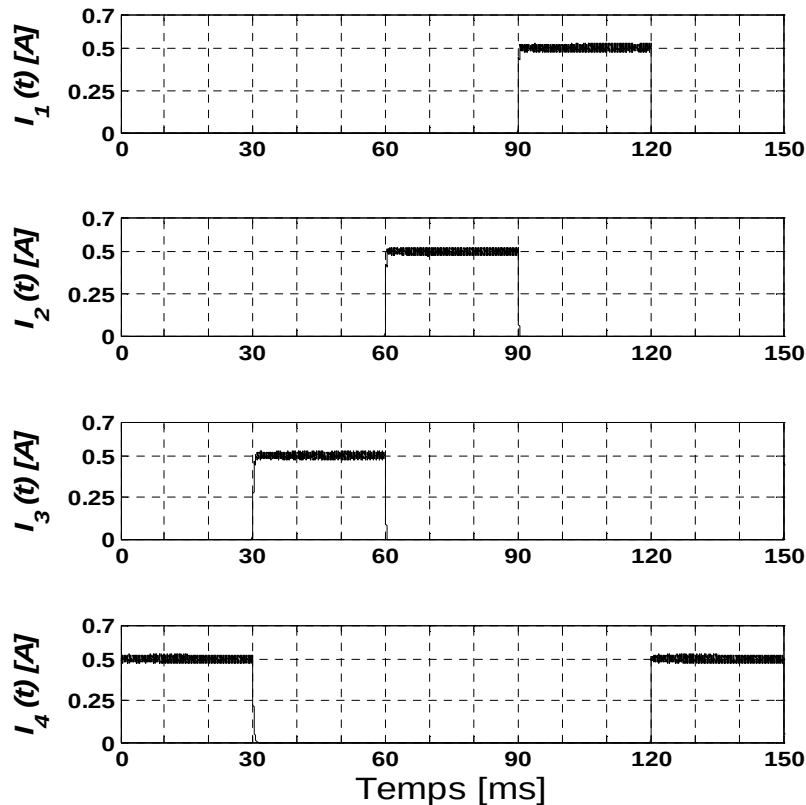


Figure III-41 Les courants dans les phases.

La figure III-41 ci-dessus montre que les courants sont bien imposés suivant la séquence programmée. La somme des courants est bien régulée, ce qui se voit aussi à la figure III-42 où du fait de cette régulation, les durées d'établissement du courant dans une phase et

de son extinction dans l'autre sont égales. La dynamique lors de leur établissement est alors imposée par celle du courant de la phase où le courant s'annule (extinction). La rapidité d'établissement ou d'extinction des courants dépend alors de la tension inverse des diodes Zener et de la valeur de la résistance de phase.

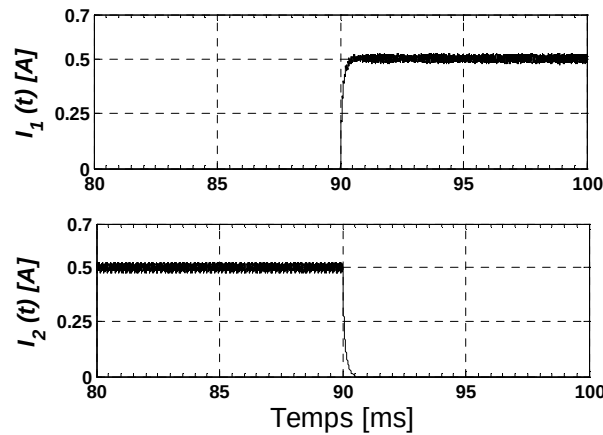


Figure III-42 Etablissement et extinction de courants dans les phases.

Chaque phase conduit pendant un quart de la période électrique et le déplacement du rotor est celui représenté à la figure III-43 ci-dessous. Cette figure montre que les pas sont tous réalisés et que le temps entre deux pas successifs est bien égale à un quart de la période électrique.

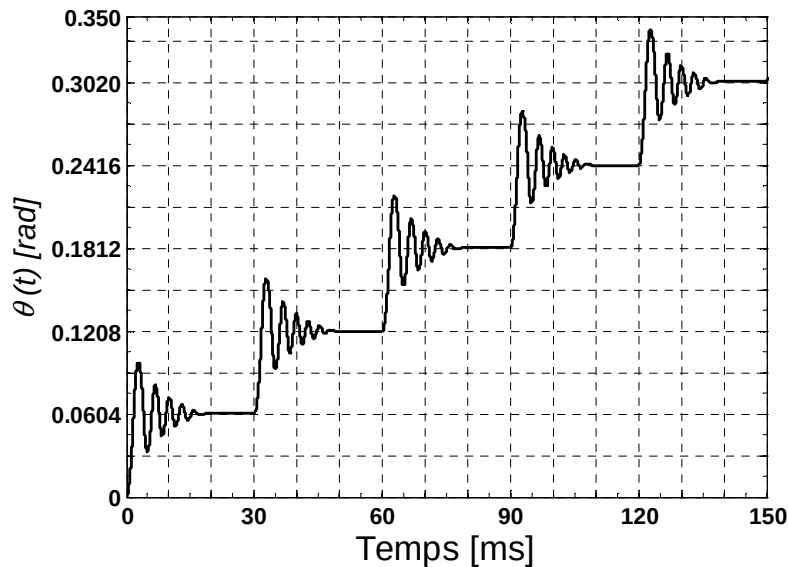


Figure III-43 Déplacements pas à pas du rotor.

Essai en charge :

Dans cette simulation, le couple de charge est fixé 0.012Nm et la séquence d'alimentation 2-3-4-1. La figure III-44 ci-dessous montre que les courants sont imposés conformément à la séquence programmée et à la référence fixée. Ils s'établissent ou s'éteignent rapidement par rapport à leurs durées de conduction.

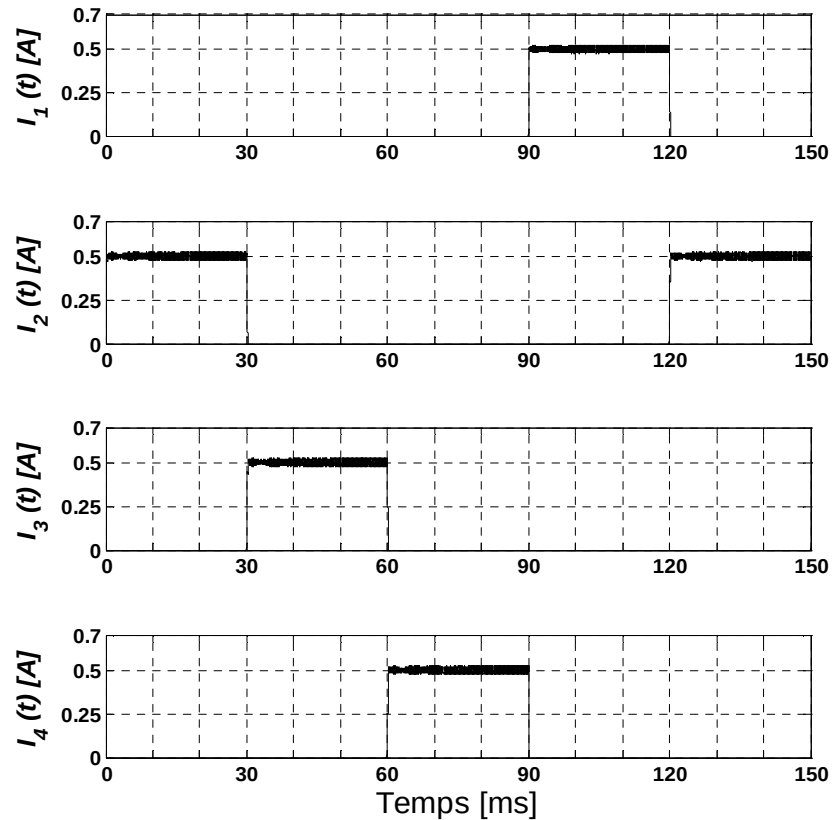


Figure III-44 Courants dans les phases (séquence de commande 2-3-4-1)

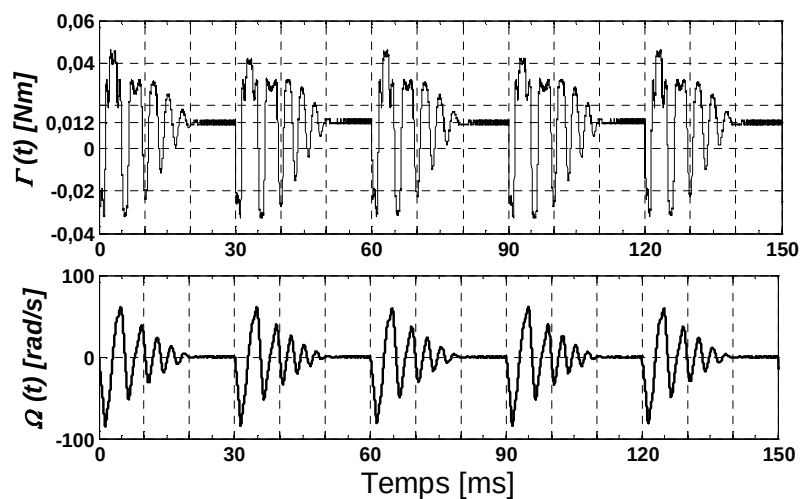


Figure III-45 Allures du couple électromécanique et de la vitesse du rotor.

La valeur moyenne du couple électromécanique produit par la MRVH-2C est bien égale au couple de charge (0.012Nm) imposé (voir figure III-45), car la vitesse moyenne du rotor est nulle et les pertes mécaniques aussi.

Les déplacements du rotor (figure III-46) s'effectuent dans le sens attendu (θ décroissant) au regard de la séquence de commande programmée. Le couple de charge pouvant déplacer le rotor dans le même sens que l'action des courants pour la séquence programmée, les accélérations dans ce sens sont importantes ainsi que les différents dépassements de position (voir l'évolution de la position et le plan de phase de la figure III-47).

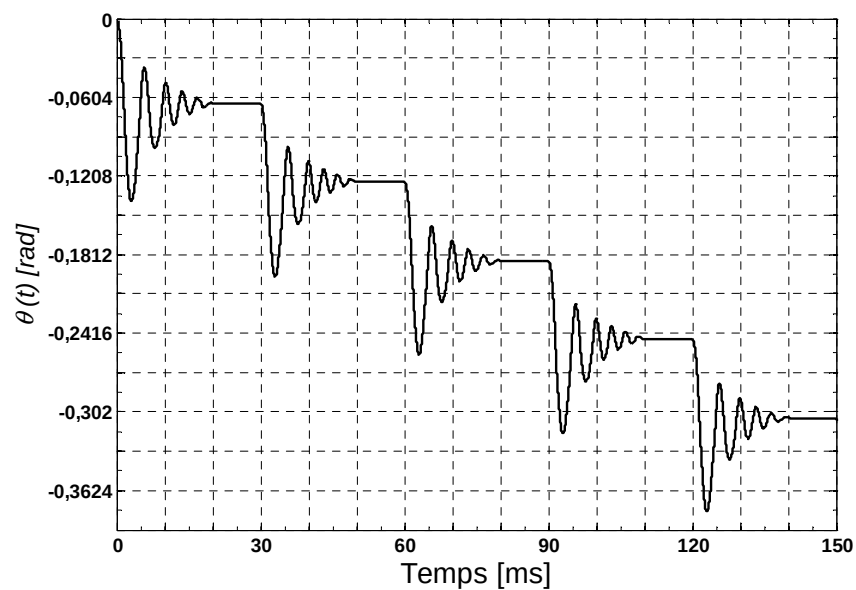


Figure III-46 Evolution de la position du rotor en fonction du temps.

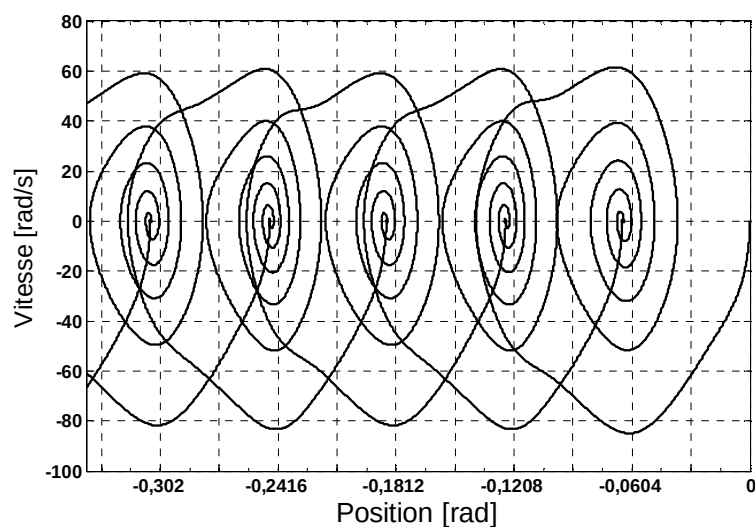


Figure III-47 Plan de phase Vitesse –position du rotor.

b) Alimentation mode 3

La séquence d'alimentation générée par la commande du convertisseur est 4-43-3-32-2-21-1-14. Une ou deux phases peuvent donc conduire simultanément. La somme des courants est régulée.

Essai à vide :

La période des signaux de commande est fixée à 80ms. Les courants sont imposés et lorsqu'une seule phase conduit, son courant est égal à celui de référence ; quand deux phases conduisent, le courant de référence se répartit équitablement dans celles-ci comme nous pouvons le voir à la figure III-48 ci-dessous.

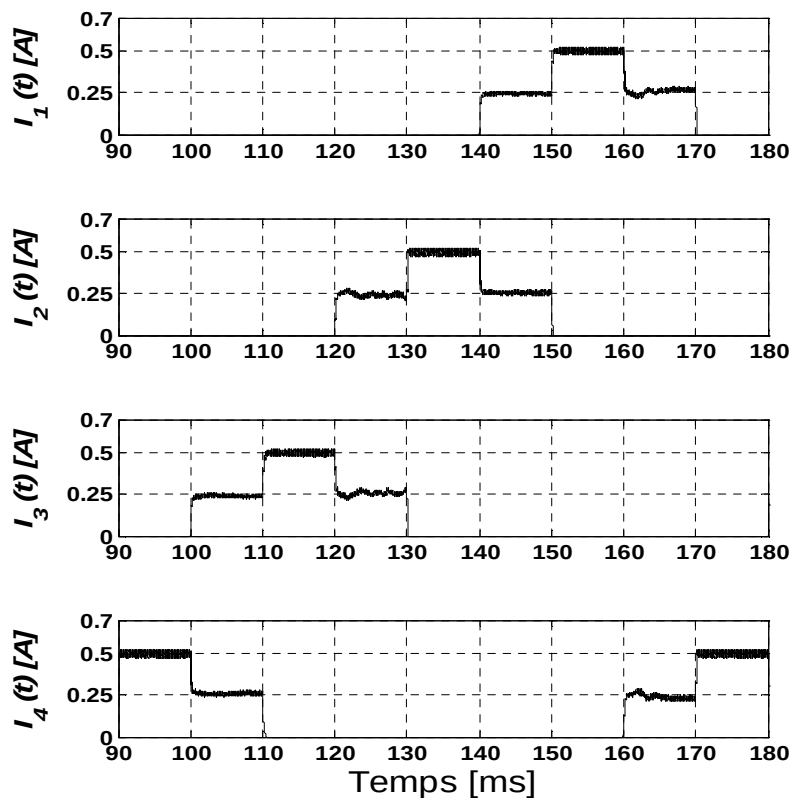


Figure III-48 Allures des courants dans les différentes phases de la machine.

La période des signaux de commande est choisie de sorte que les commutations aient lieu à des instants où l'accélération de la machine n'est pas nulle, le positionnement du rotor n'est plus régulier notamment quand deux phases conduisent. En effet, comme le montrent la courbe en régime statique de la figure III-39 et celle en régime dynamique de la figure III-49, lorsque le couple de charge est nul le rotor peut alors se stabiliser sur l'une ou l'autre des deux positions d'équilibre stable.

Dans la figure III-49 ci-dessous, les positions d'équilibre stable du rotor lorsqu'une seule phase conduit sont celles marquées par la grille (par exemple en $\theta = 0.302$ ou 0.3624 ou 0.4228 ou 0.4832 rad ...).

Quand deux phases conduisent, le rotor tend à se stabiliser au dessus ou en dessous de l'une des positions (par exemple en $\theta = 0.3322$ ou 0.3926 ou 0.4530 ou 0.5134 rad ...) repérées par les traits interrompus forts de la figure III-49. La position du rotor n'est plus précise car elle dépend alors de l'accélération au début de la séquence d'alimentation correspondante.

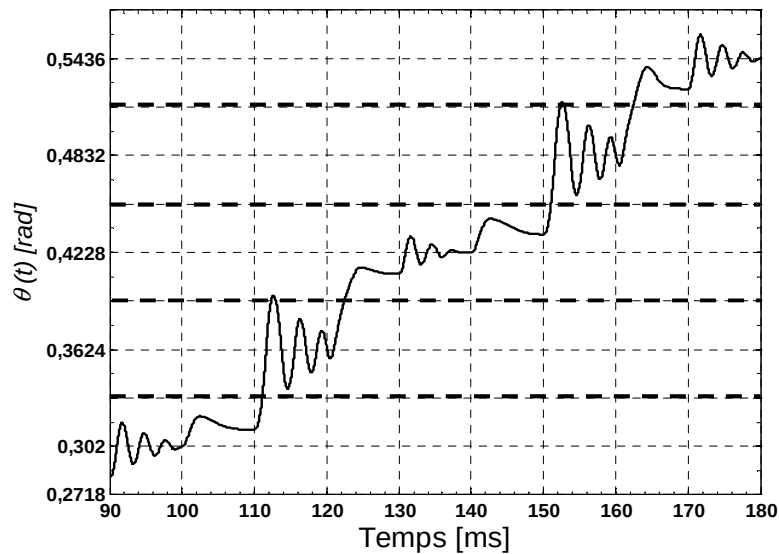


Figure III-49 Evolution de la position du rotor.

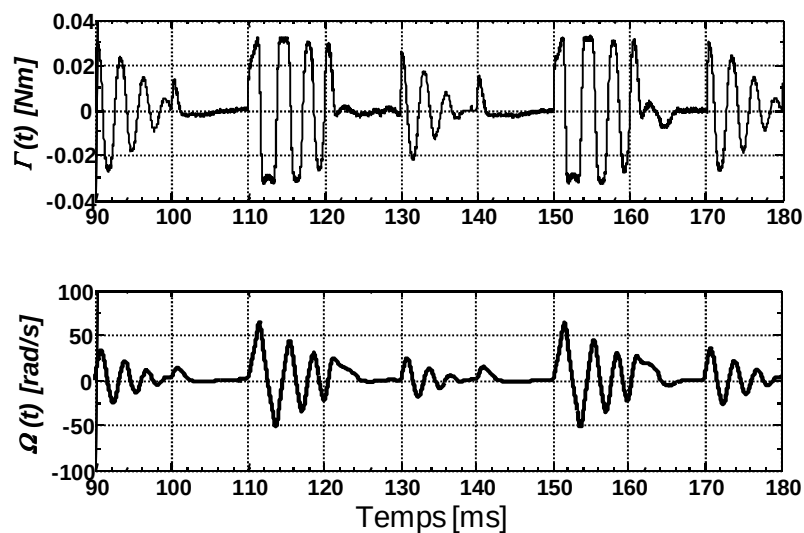


Figure III-50 Couple moteur et vitesse instantanée.

Les accélérations (pentes de l'allure de la vitesse de la figure III-50) aux instants $t = 120s$ et $t = 160s$ sont telles que le rotor se stabilise au dessus de la position marquée alors qu'aux instant $t = 100s$ ou $t = 140s$ les accélérations sont moins importantes et le rotor se stabilise en dessous de la position marquée, durant la séquence correspondante.

Essai en charge à vitesse élevée :

Une charge équivalente à un couple de 0.012 Nm est appliquée à la MRVH-2C). Celle-ci est alimentée en mode 3 et la période des signaux de commande de son convertisseur est $T=8ms$. La somme des courants dans les phases est régulée et la référence de courant est fixée à 0.5A.

La figure III-51 donne les allures des courants dans les différentes phases du canal alimenté. Durant une période électrique chaque phase conduit pendant 3 ms et toutes les séquences d'alimentation ont une durée d'une milliseconde. Les courants sont donc imposés conformément à la commande en mode 3.

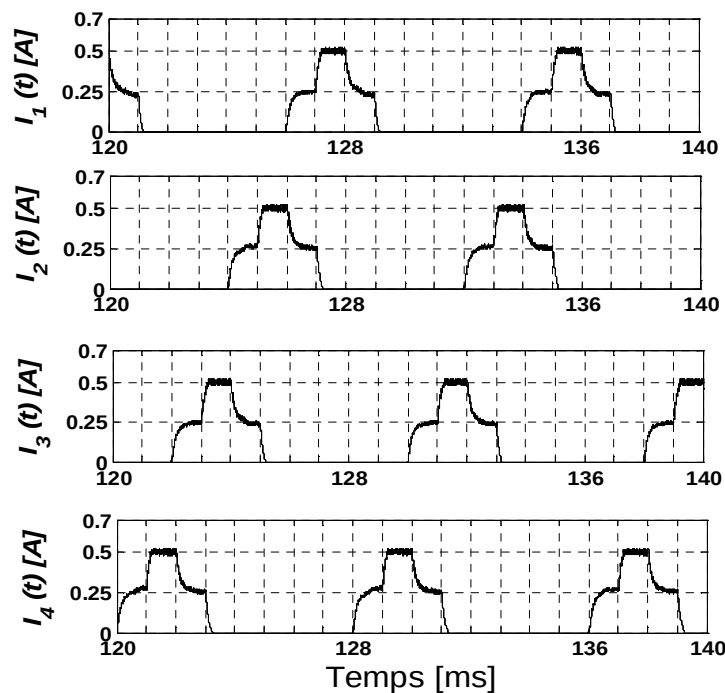


Figure III-51 Le courants dans les phases alimentées en mode 3.

La figure III-52 montre sur deux périodes électriques l'évolution de la position du rotor qui se déplace dans le sens imposé par l'enchaînement des séquences d'alimentation.

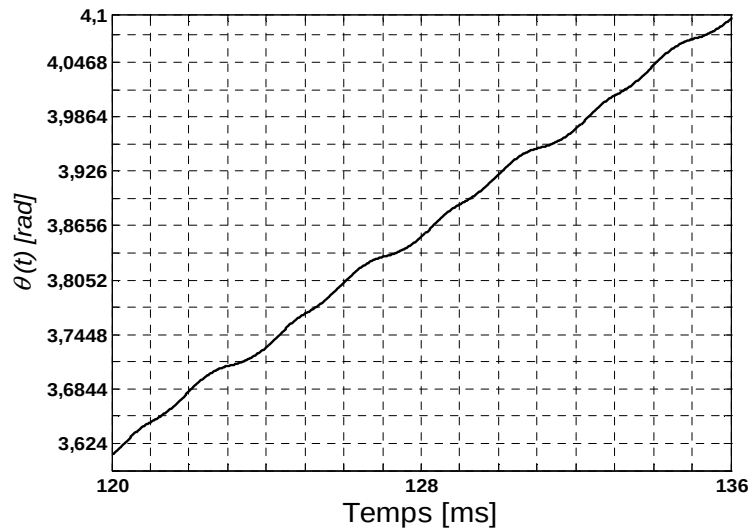


Figure III-52 Evolution de la position du rotor.

Le couple électromécanique produit ainsi que la vitesse de rotation de la machine sont représentés à la figure III-53. Le couple produit ondule fortement et sa valeur moyenne est de 0.0161Nm. Ce couple moyen compense le couple de charge (0.012Nm), le couple de frottements sec (0.002Nm) et le couple de frottements visqueux moyen (0.0021Nm); ce dernier est calculé à partir de la relation $\Gamma_v = f_v \Omega_{\text{moy}}$ où la vitesse moyenne Ω_{moy} est environ égale à 30.15rad/s.

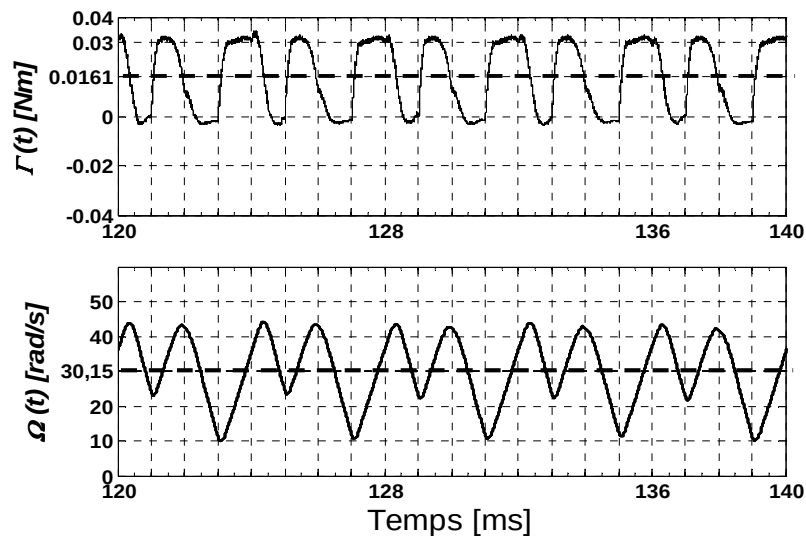


Figure III-53 Couple et vitesse.

III.3.4.2. Validation du modèle dynamique de la MRVH à deux canaux d'alimentation

a) Comparaison avec des résultats expérimentaux :

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine sont ajustés afin de pouvoir réaliser une simulation dans des conditions identiques (ou quasi identiques) à celles de l'essai expérimental dont certains résultats sont représentés à la figure III-54. La machine est alimentée en mode 3 par un convertisseur identique à celui utilisé dans toutes les simulations précédentes. La période des signaux de commandes est de 160ms et la somme des courants est régulée et sa référence est fixée à 476mA.

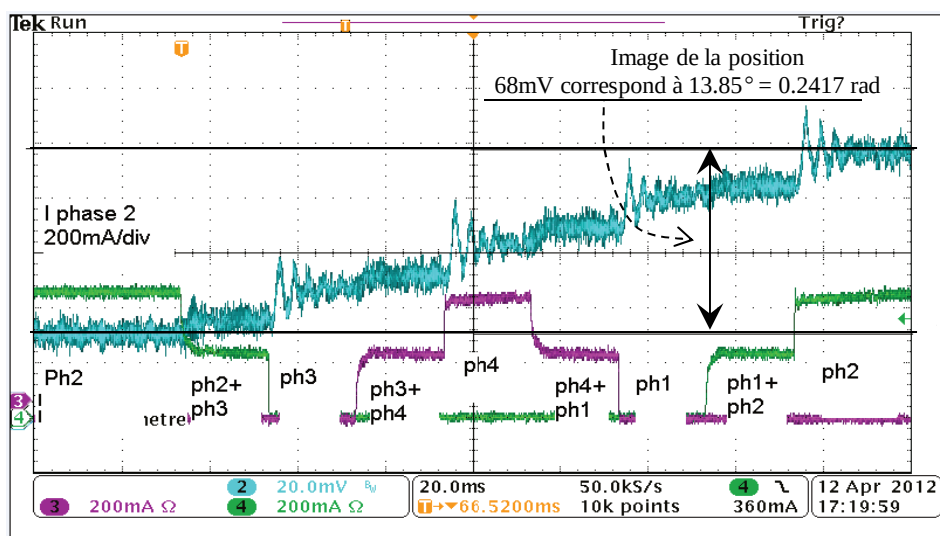


Figure III-54 Résultats expérimentaux : courants et position du rotor.

Quelques résultats de simulation sont représentés à la figure III-55 ci-dessous.

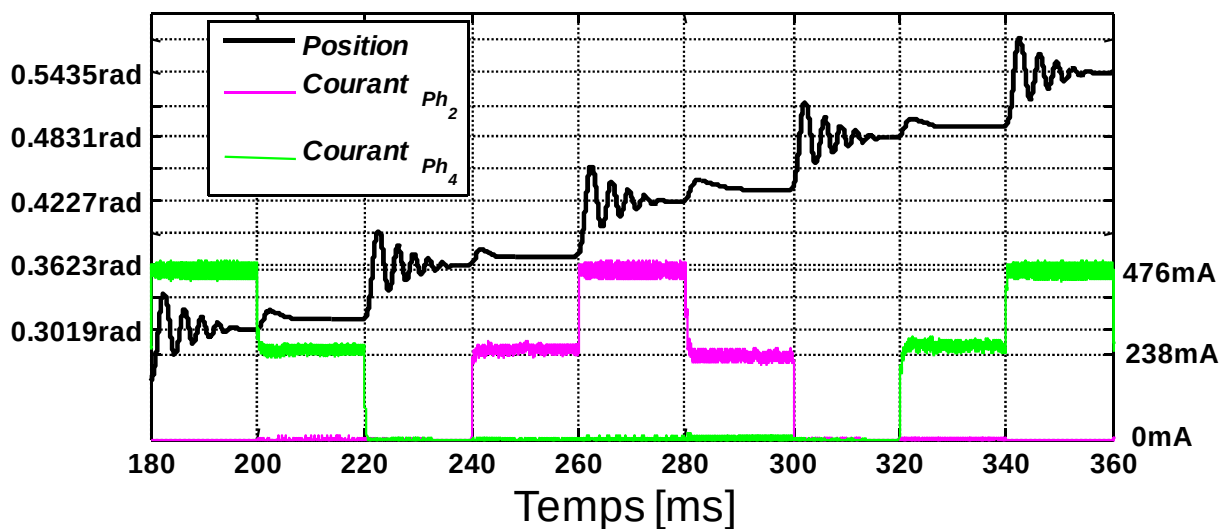


Figure III-55 Résultats de simulation : courants et position du rotor.

Les résultats expérimentaux et de simulation montrent que chaque phase conduit pendant 3 huitièmes de la période électrique ; le courant de référence est également réparti quand deux phases sont conductrices. Quand une seule phase conduit, la valeur de son courant est égale à la référence de courant.

Tout comme la courbe de position du rotor obtenue par simulation, lorsque la machine est alimentée en mode 3, les résultats expérimentaux montrent que les "demi-pas" sont réalisés à des positions identiques à celles que prévoyaient les courbes de couple en régime statique (voir figure III-39). Sur une période électrique le rotor fait un déplacement de quatre pas complets tant expérimentalement (0.2417 rad sur la figure III-54) que par simulation (0.2416 rad figure III-55).

La cohérence et la concordance des résultats expérimentaux et de simulation nous permettent ainsi de valider le modèle dynamique de la MRVH-2C et par la même occasion les modèles dynamiques des MRVH et MRV qui sont conçus suivant les mêmes principes.

b) Modèle dynamique simplifié : "modèle externe"

Description et établissement du modèle externe :

Pour le modèle externe que nous allons développer, nous faisons l'hypothèse que les forces électromotrices dans les différentes phases ne varient pas ou très peu en fonction de la saturation (le bobinage est celui de la figure III-28). La figure III-56 donne les allures (les alternances positives uniquement) des fém à vide et en présence de courants dans la phase 1 de la première étoile, à la vitesse maximale. Lorsqu'une seule phase est alimentée avec un courant inférieur ou égal à 0,3A, on constate que les fém dans les phases de la machine varient donc très peu ce qui valide ainsi l'hypothèse énoncée pour le modèle externe.

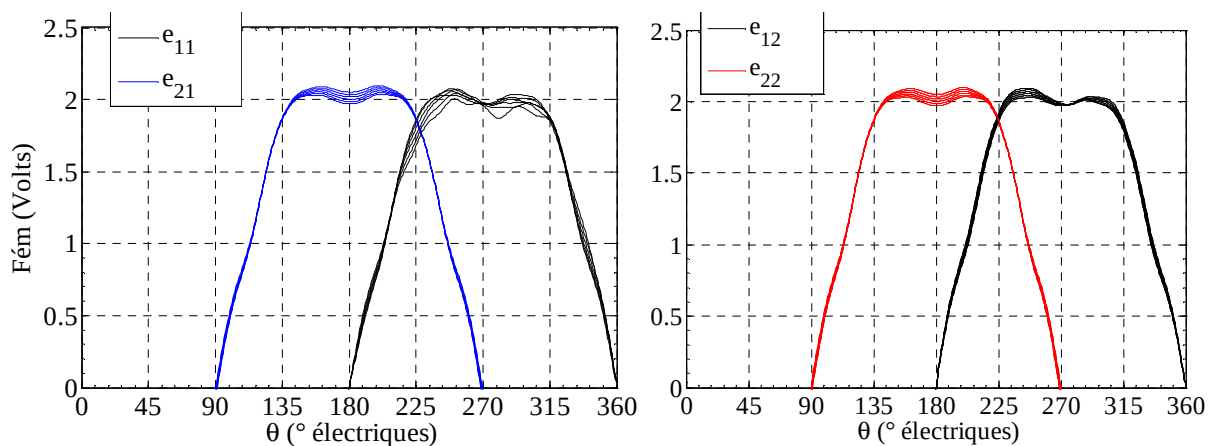


Figure III-56 Les forces électromotrices pour plusieurs valeurs du courant dans la phase 1 (de 0 à 0.3A) et à la vitesse maximale.

La machine est décrite par ses équations électriques et mécaniques.

Les équations des tensions aux bornes des différentes phases de la machine s'écrivent :

$$v_j = r i_j + \frac{d}{dt} \psi_j, \quad j = 1 \text{ à } 4 \quad (\text{III.9})$$

Dans ces équations, les flux totaux dans les phases sont fonctions des courants dans toutes les phases et de la position.

Dans les équations électriques (III.9) la dérivée du flux total dans la phase i , est de façon explicite :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \psi_i &= \frac{\partial \psi_i}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \sum_{j=1}^4 \frac{\partial \psi_i}{\partial i_j} \frac{di_j}{dt} \\ &= \Omega K_i(\theta) + \left[\frac{\partial \psi_i}{\partial i_1} \quad \frac{\partial \psi_i}{\partial i_2} \quad \frac{\partial \psi_i}{\partial i_3} \quad \frac{\partial \psi_i}{\partial i_4} \right] \frac{d}{dt} [I] \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Dans les équations ci-dessus, Ω est la vitesse de rotation de la machine (en rd/s), K_i est une fonction de θ telle que son produit par la vitesse nous donne la fém de la phase i . Les dérivées partielles, par rapport aux courants, du flux total de la phase i sont par définition les inductances propres et mutuelles.

En écrivant ces équations pour toutes les phases, nous obtenons l'équation électrique matricielle :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \Omega [K(\theta)] \quad (\text{III.11})$$

Dans cette équation, les vecteurs tensions, courants, coefficients des fém et les matrices de résistances et inductances sont définis ci-dessous.

$$[V] = \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \\ v_3(t) \\ v_4(t) \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \\ i_4(t) \end{bmatrix} \text{ et } [K(\theta)] = \begin{bmatrix} k_1(\theta) \\ k_2(\theta) \\ k_3(\theta) \\ k_4(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \text{ et } [L] = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Les termes de la matrice d'inductances sont tels que :

$$\begin{aligned} L_{jj}(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta) &= \frac{\partial \psi_j}{\partial i_j} = \frac{\partial}{\partial i_j} \psi_j(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta); \text{ avec } j = 1 \text{ à } 4 \\ M_{jk}(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta) &= \frac{\partial \psi_j}{\partial i_k} = \frac{\partial}{\partial i_k} \psi_j(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta); \text{ avec } \begin{cases} j = 1 \text{ à } 4 \\ k = 1 \text{ à } 4 \\ j \neq k \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Parce que le couplage entre les phases bobinées autour des plots différents est faible et que l'alimentation est telle que les phases dont les bobines sont portées par des plots identiques ne conduisent pas simultanément, les éléments non diagonaux de la matrice des inductances peuvent être négligés. Ceci contribue à alléger les équations électriques de la machine et donc le modèle de la machine, tout en n'étant pas trop éloigné de la réalité lorsque la machine n'est pas saturée.

Les figures III-57 et III-58, montrent les évolutions des inductances propres des phases en fonction de la position du rotor par rapport au stator et du courant dans cette phase (les autres étant nuls).

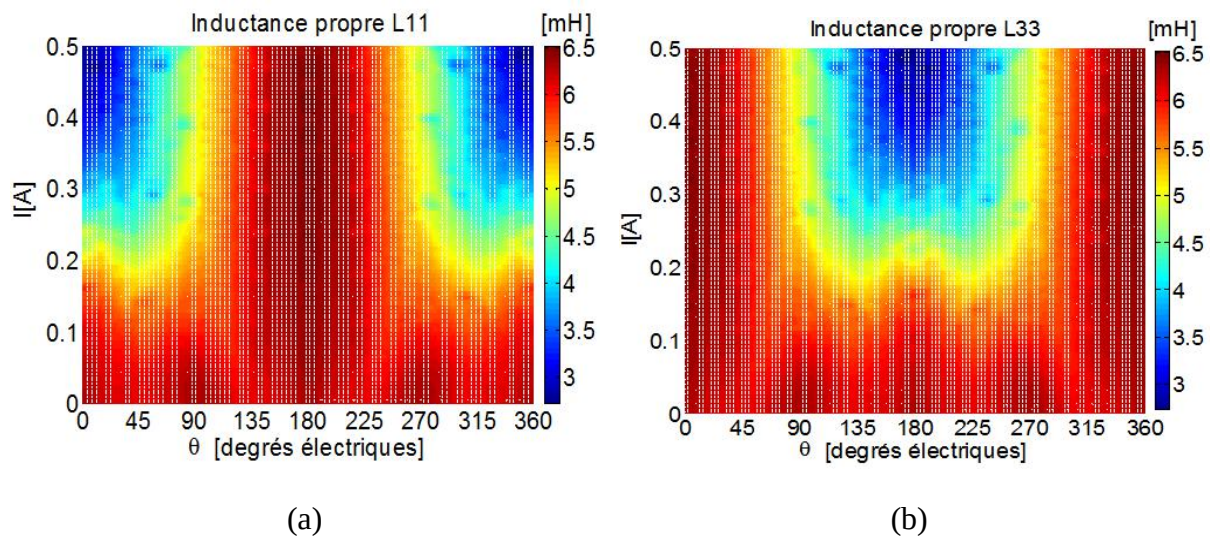


Figure III-57 Les inductances propres des phases 1(a) et 3 (b).

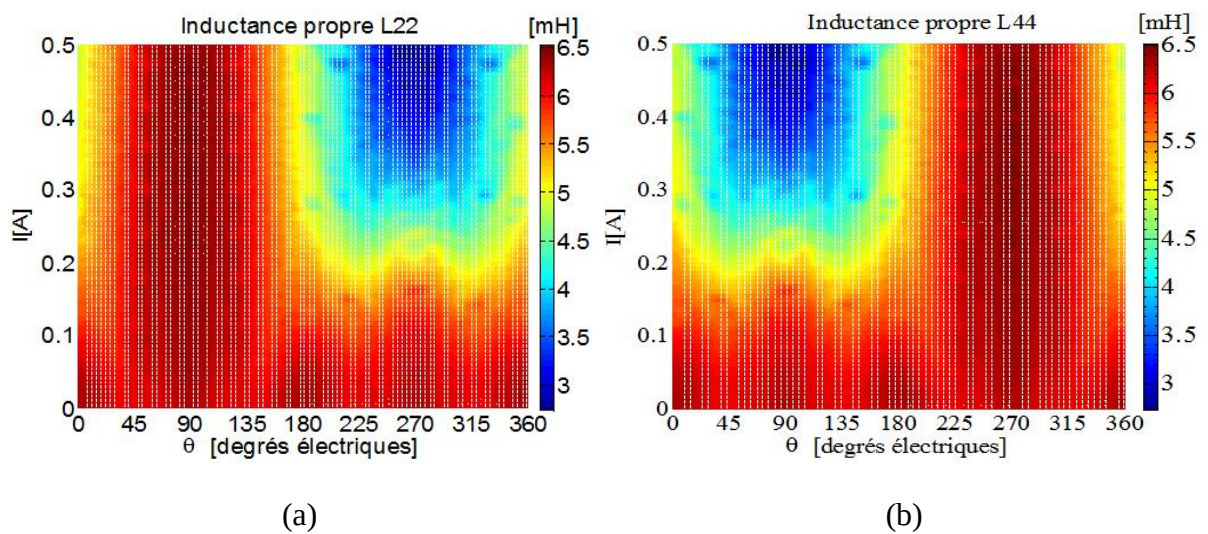


Figure III-58 Les inductances propres des phases 2(a) et 4 (b).

Les équations mécaniques de la machine complètent les équations électriques ci-dessus décrites, pour former son modèle externe pour le fonctionnement dynamique.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma - \Gamma_{ch} - f_v \Omega \quad (\text{III.15})$$

$$N_r \Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{III.16})$$

avec Γ , le couple électromagnétique calculé à partir de celui d'une machine lisse et auquel nous ajoutons le couple de détente de la machine (calculé par éléments finis), qui est une fonction de la position. Son expression est alors :

$$\Gamma = \Gamma([I], \theta) = [K(\theta)][I]^t + \Gamma_{det}(\theta) \quad (\text{III.17})$$

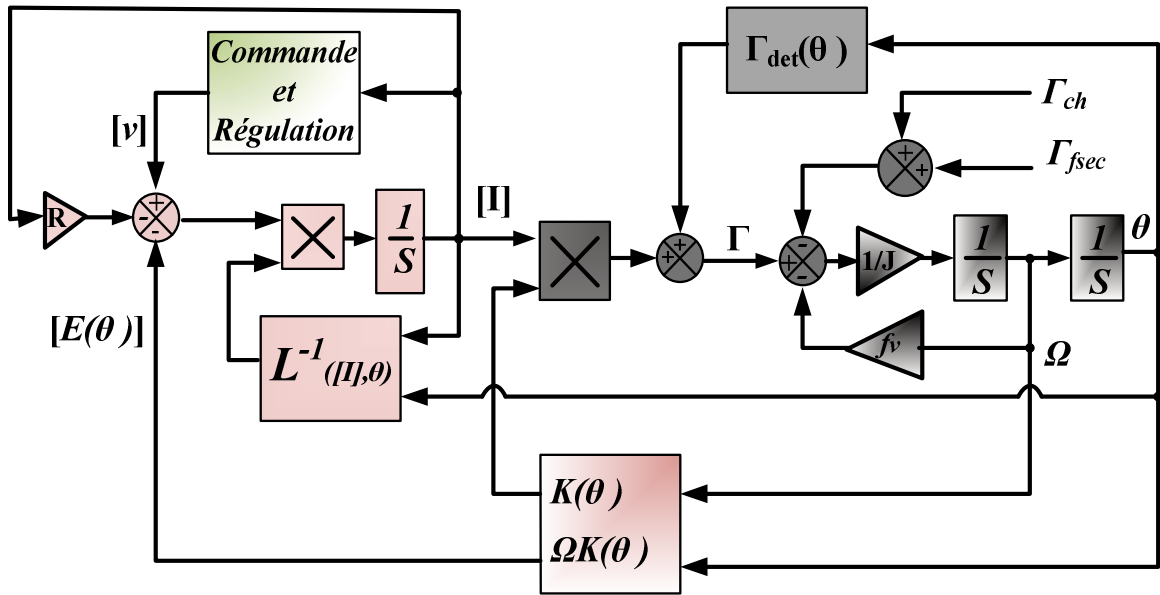


Figure III-59 Schéma général pour la simulation du modèle externe.

Résultats et comparaisons :

Pour les deux modèles (le modèle dynamique couplé et le modèle externe) la machine est alimentée en mode 1, le courant de référence est régulé à 0.3A (pour respecter l'une de hypothèses admises, pour le modèle externe) et le couple de charge est nul. La période des signaux de commande est fixée à 80ms.

Pour les deux modèles, les courants sont imposés conformément à la programmation des signaux de commande des transistors du convertisseur qui alimente la machine (voir figure III-60).

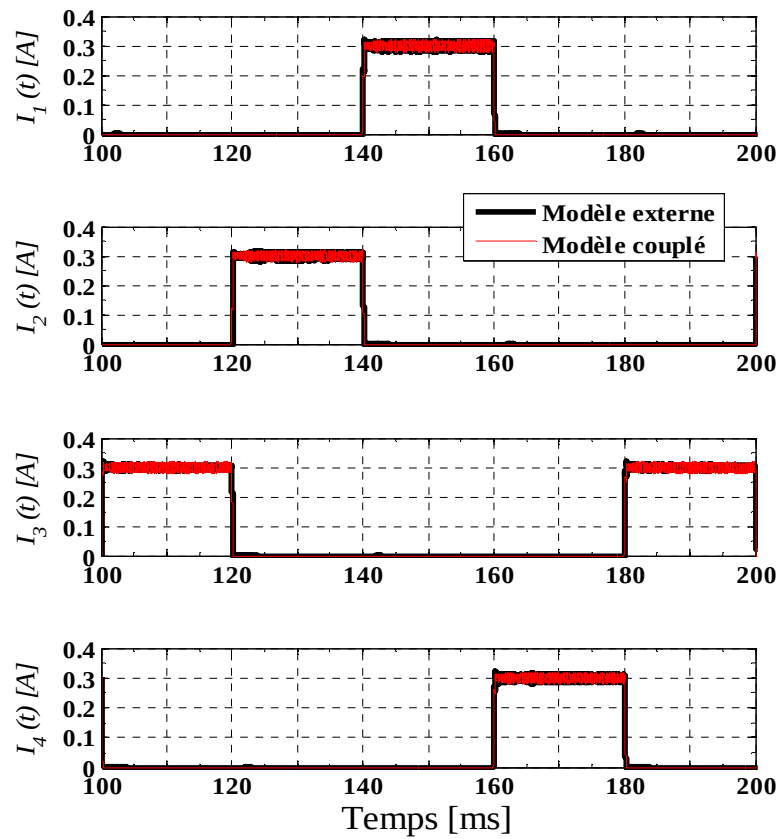


Figure III-60 Les courants dans les phases par les deux modèles.

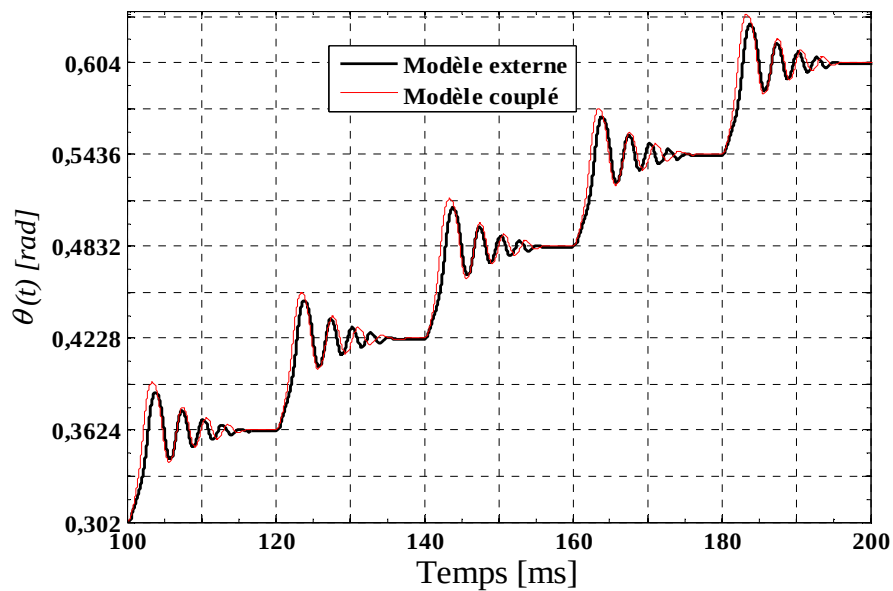


Figure III-61 Les évolutions de la position du rotor.

La figure III-61 montre les évolutions de la position du rotor pour les deux modèles ; nous observons les déplacements du rotor obtenus par les deux méthodes sont quasi identiques. Il en est de même pour les allures du couple et de la vitesse (voir figure III-62).

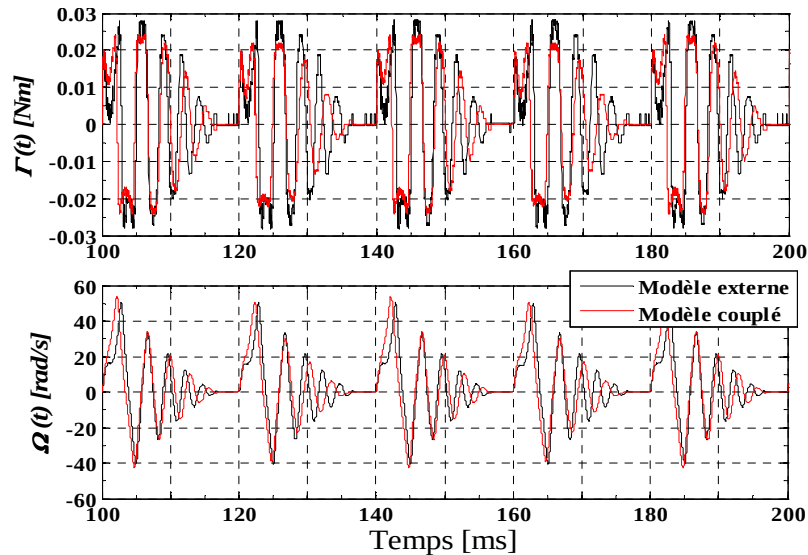


Figure III-62 Couples et vitesses.

III.4. CONCLUSION

Après avoir développé des modèles statiques et dynamiques de la machine à réluctance variable hybride à deux canaux d'alimentation (MRVH-2C), basés sur un réseau de perméances prenant en compte la saturation magnétique, nous avons pu étudier ses comportements statique et dynamique. Comme ces modèles ont été validés à l'aide des résultats expérimentaux présentés dans la section précédente, nous pouvons nous appuyer sur les analyses effectuées sur les comportements aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique de la MRVH-2C, pour en faire ressortir les avantages et les inconvénients structurels ou fonctionnels.

La MRVH à deux canaux d'alimentation présente les avantages suivants:

- Comparée à la structure redondante à deux MRVH montées sur un même arbre, la MRVH-2C à deux canaux d'alimentation est plus compacte : à parties actives égales, le volume et la masse des têtes de bobines sont plus faibles et les parties inactives du rotor sont moins longues. De ce fait l'inertie de la MRVH-2C est moins importante ; ce qui améliore son comportement dynamique (temps de réponse mécanique écourté, amplitude des oscillations réduites, et vitesse maximale de fonctionnement accrue).

- Les bobinages des deux canaux sont magnétiquement découplés. En effet, la modification des courants de phases d'un canal d'alimentation ne modifie presque pas les flux totaux à travers les phases de l'autre canal. Le défaut dans un canal non alimenté n'affecte donc pas la génération du couple par le bobinage du second canal.

- Puisque le bobinage de chaque canal est réalisé sur une moitié du stator, les bobinages des deux canaux peuvent être considérés thermiquement isolés.

- Dans chaque canal, les bobinages des phases impaires et ceux des phases paires sont découplés magnétiquement (car les bobines des différentes phases de la MRVH-2C étudiée sont connectées en flux additifs). Ainsi lors des commutations des courants dans deux phases successives (l'une paire et l'autre impaire), l'extinction du courant dans l'une des phases ne perturbe pas l'établissement du courant dans l'autre. Cet avantage structurel entraîne donc un avantage fonctionnel quel que soit le mode d'alimentation (mode 1, 2 ou 3).

- Bien que la structure du bobinage de la MRVH à deux canaux d'alimentation soit différente de celles des MRV et MRVH classiques, elle peut être alimentée à l'aide du même convertisseur à courants unidirectionnels contrôlés par une seule boucle de régulation n'utilisant qu'un seul capteur de courant.

- La structure magnétique de la MRVH-2C étant identique à celle des MRVH classiques, comme elles, elle peut être dimensionnée pour développer un couple (de détente) permettant de maintenir sa charge mécanique sans alimentation.

Malgré ses avantages, la MRVH-2C étudiée comporte des inconvénients qui sont détaillés ci-après :

- L'inconvénient majeur de la MRVH-2C étudiée est son couple statique fortement perturbé par la présence d'un taux d'harmonique 4 élevé lié à l'interaction de l'aimant et des dentures statorique et rotorique, et cela quelque soit le mode d'alimentation. Un taux d'harmonique de rang 4 du couple statique trop important dans la MRVH-2C étudiée conduit soit à des zones instables quelque soit le mode d'alimentation, soit à l'existence de plusieurs points d'équilibre stable possibles pour certaines valeurs du couple de charge ou même à un maintien moins net de la charge (pentes moins raide pour un couple moteur égal à celui de charge). Le fort taux d'harmonique du rang 4 du couple statique impacte également le comportement dynamique de la MRVH-2C entraînant la limitation de sa vitesse maximale et l'erreur de positionnement en mode 3 lorsque deux phases sont alimentées.

- Pour résoudre les problèmes précision de positionnement liés à l'existence de plusieurs positions d'équilibre stable pour certaines valeurs du couple de charge, le taux d'harmonique de rang 4 du couple statique doit être réduit et ceci peut se faire en augmentant le courant d'alimentation pour atténuer l'amplitude de cet harmonique du couple (voir figure II-33-b).

Chapitre IV

LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS A DOUBLE ETOILE (MSAP-DE)

IV.1.INTRODUCTION :

Comme alternative aux actionneurs de positionnement à base de MRV ou MRVH commandés en boucle ouverte où la continuité de service est une exigence, les actionneurs équipés des machines synchrones à aimants permanents à deux étoiles (MSAP-DE) se posent comme de sérieux concurrents tant les MSAP-DE ont une puissance volumique et massique plus élevée, comme les MSAP en général. Les éventuels points faibles de ces actionneurs à MSPA-DE sont d'une part que ceux-ci sont commandés en boucle fermée (ou même éventuellement sans capteur) ce qui accroît le nombre de composants électroniques nécessaires et en même temps augmente la probabilité de défaut et d'autre part, que contrairement aux structures à base de MRVH, les actionneurs à base de MSAP-DE ne possèdent pas de couple à l'arrêt sans courant.

Rappelons que les particularités des MSAP-DE que nous étudions ici sont des machines double étoiles de faible puissance et fonctionnent en basse vitesse. Et par rapport aux MSAP-DE de plus forte puissance et de vitesse de rotation plus élevée et où le courant de court-circuit est limité principalement par les inductances et le flux sous un pôle [SHA07] [VEL11], ce courant est principalement limité par la résistance de phase, pour la gamme de machines dont fait partie la machine étudiée.

Après un dimensionnement d'une MSAP-DE ayant pratiquement le même encombrement et la même densité de courant que la machine à réluctance variable à deux canaux d'alimentation (MRVH-2C) étudiée au chapitre précédent, nous évaluerons rapidement quelques performances telles que le couple moyen à vitesse maximale ($10\pi \text{ rad/s}$) et à densité de courant nominal (6.76 A/mm^2), la fém par phase et les courants de court-circuit lors du fonctionnement en défaut.

Certains paramètres de la machine sont ajustés pour être en accord avec le cahier de charge ; principalement le couple moyen dont la valeur à vitesse maximale est d'environ 0.03 Nm .

Les paramètres du modèle de la MSAP-DE (défini au paragraphe II.3.2.2 du deuxième chapitre) ajustée sont calculés et finalement, la machine est évaluée dans son fonctionnement en mode sain ou en présence d'un défaut, à partir des différents modèles définis au paragraphe II.3.3.1 du chapitre II.

IV.2.CHOIX DE LA STRUCTURE ET DIMENSIONS DE LA MSAP-DE :

IV.2.1. Géométrie et constitution:

La machine étant destinée à une application de positionnement, il est souhaitable que son inertie soit la plus faible possible ; ceci nous amène à choisir une machine à rotor interne plutôt qu'une structure à rotor externe. La vitesse maximale de la machine n'étant pas très élevée, sa polarité peut être élevée pour un plus grand facteur de couple.

Le rayon extérieur de la MSAP-DE est $R_{ext} = 15.3 \text{ mm}$ et sa longueur utile $L_u = 21.6 \text{ mm}$; les valeurs de ces grandeurs sont les mêmes que celles de la MRVH-2C.

Ces grandeurs étant connues, le rayon d'alésage de la machine est choisi le plus faible possible de façon à minimiser l'inertie du rotor tout en maintenant des dimensions géométriques raisonnables (notamment celles des aimants). Notons aussi qu'un faible rayon d'alésage permet aussi de minimiser le courant de court-circuit en réduisant le flux sous un pôle. Le rayon d'alésage choisi est $R_a = 7 \text{ mm}$ et le rotor à $N_a = 10$ aimants ($N_a = 2p$).

La structure de la machine retenue est donc une MSAP-DE 12-10 (figure II-43-B) à deux voies d'alimentation distinctes (figure I-27) et telles qu'une seule des deux étoiles soit alimentée dans le mode de fonctionnement sain. Les bobines homologues des deux étoiles, en choisissant la notation utilisée sur la figure II-43-B (voir le décalage entre les axes $\mathbf{a}_1$ et $\mathbf{a}_2$ des bobines des premières phases de chaque étoile) sont décalées de 90° mécaniques, autrement dit $5 \cdot 90^\circ$ électriques (le nombre de paires de pôles rotorique est $p = 5$), qui correspond à un déphasage électrique de 90° .

La caractéristique magnétique du matériau utilisé est représentée à la figure IV-1 avec un coude de saturation à environ 1.55T.

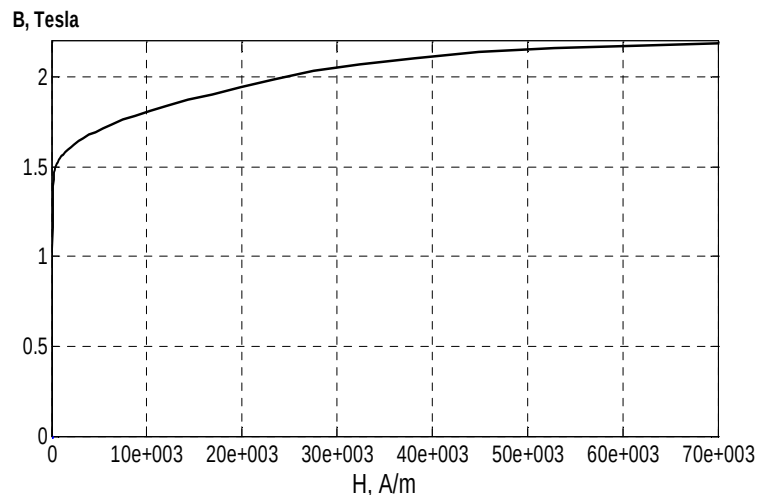


Figure IV-1 Caractéristique des matériaux magnétiques utilisés.

La coupe axiale de la machine est celle de la figure ci-dessous et ses dimensions sont regroupées dans le tableau IV.1.

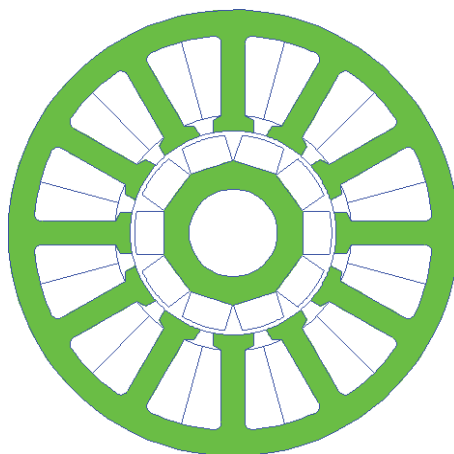


Figure IV-2 Coupe de la MSAP-DE 12 plots statoriques et 10 aimants rotoriques ($p=5$).

Grandeurs électriques	valeurs	Grandeurs mécaniques	valeurs
Nombre de phases	2x3	Rayon extérieur	15.3 mm
Nombre d'aimants	10 ($p=5$)	Rayon d'alésage	7 mm
Nombre de spires par phase	$2N_s=2 \times 300$	Entrefer (frette comprise)	0.3 mm
Résistance par phase à 100°C	50 Ω	Longueur utile	21.6 mm
Courant nominal (I_{neff})	100 mA	hauteur minimale des aimants	1.8 mm
Densité de courant	6.76 Amm^{-2}	Longueur externe	24.6 mm

Tableau IV.1 Dimensions et grandeurs électriques de la MSAP-DE numéro 1.

Notons qu'en fonction de la surface d'encoche disponible, du diamètre du fil et du coefficient de remplissage, le nombre de spires est choisi de sorte que la densité de courant soit identique à celle de la MRVH-2C lorsqu'elle fournit le couple dynamique nominal moyen (0.03Nm).

Les paramètres de la résistance de phase sont regroupés dans le tableau IV.2 ci-dessous.

Longueur des têtes de bobines en mm	Longueur de fil/phase en m	Diamètre fil en mm	Section fil en mm^2	Resistance par phase en Ohms à 20°C à 100°C et à 120°C
1.82	32.8	0.14	0,015	38 Ω 50 Ω et 53 Ω

Tableau IV. 2 Paramètres des bobines conductrices par phase.

IV.2.2. Quelques paramètres de la MSAP-DE équivalente :

IV.2.2.1. Forces électromotrices :

Un calcul par éléments finis permet d'obtenir l'allure de la force électromotrice (fém) par phase à la vitesse maximale (300 tr/min) en fonction de la position mécanique du rotor. La figure IV-3 donne l'allure de la fém de la phase 1 de la première étoile. L'analyse spectrale de cette fém montre que l'amplitude de son fondamental est de 5.05V (voir figure IV-4). Puisque les amplitudes des autres harmoniques sont négligeables par rapport celle du fondamental, la machine peut alors être considérée comme étant à *fém sinusoïdale*.

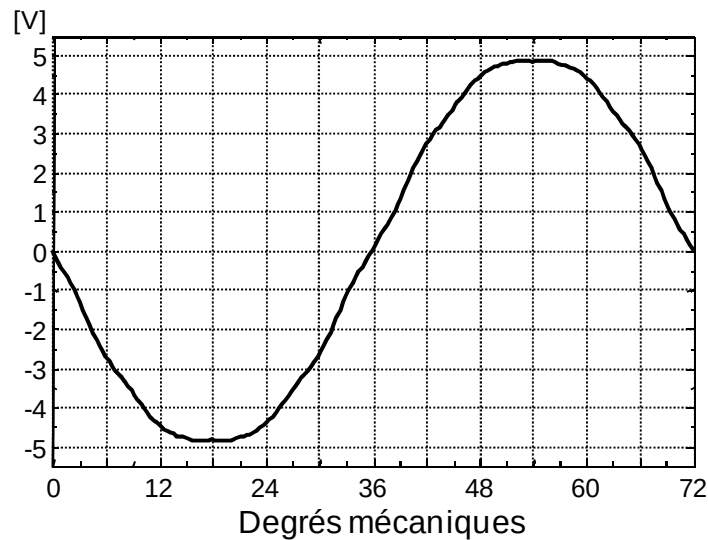


Figure IV-3 Force électromotrice par phase.

Rappelons aussi que 72° (égal à $360/p$) mécaniques, correspondent à une période électrique.

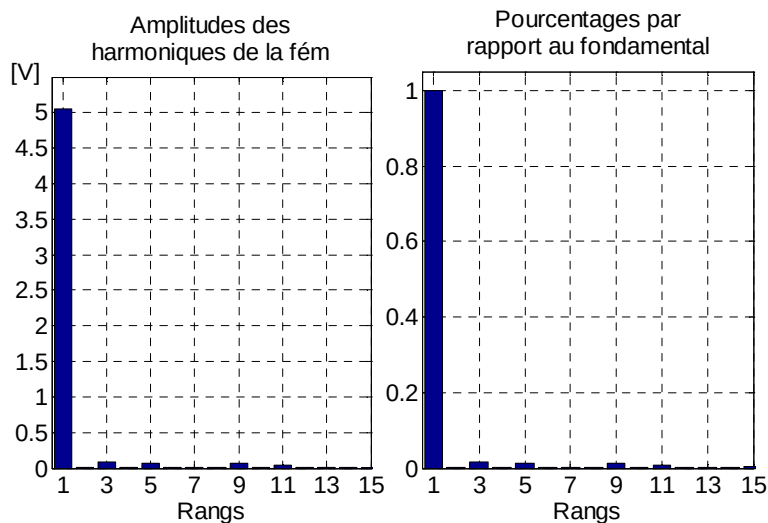


Figure IV-4 Analyse spectrale de la fém par phase.

IV.2.2.2. Couple électromagnétique :

La machine est alimentée uniquement sur l'une de ses étoiles. La valeur efficace du courant dans les phases est de 100 mA pour maintenir une densité de courant de 6.76 Amm^{-2} , identique à celle de la MRVH-2C lors de l'établissement du couple dynamique moyen de 0.03 Nm . Le couple électromagnétique calculé par éléments finis et par la méthode du tenseur de Maxwell est représenté à la figure IV-5. Sa fréquence est égale à six fois la fréquence électrique et son taux d'ondulation est d'environ 2.74%. La valeur moyenne du couple obtenu est de 0.0354 Nm qui représente 118% du couple de référence.

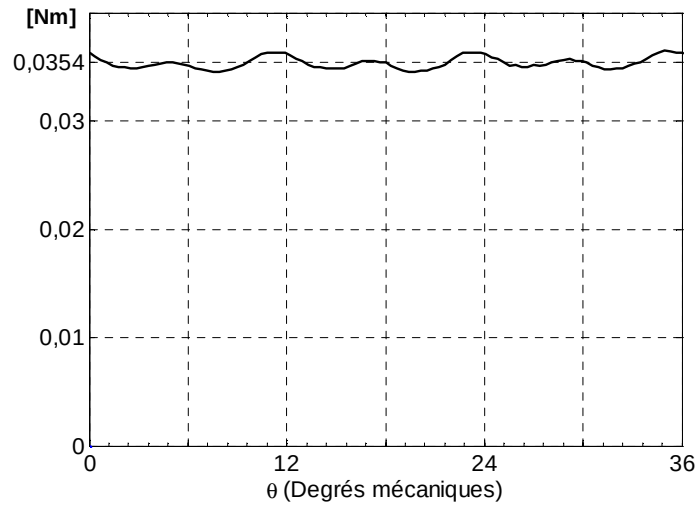


Figure IV-5 Le couple électromagnétique.

IV.2.2.3. Densités de courant :

Une analyse rapide du fonctionnement à vitesse maximale lorsque la machine est chargée ($\Gamma_{ch} \approx 0.012 \text{ Nm}$) permet d'estimer le courant dans l'étoile alimentée en mode sain puis en présence d'un court-circuit triphasé sur la deuxième étoile.

La machine étudiée étant à fém quasi sinusoïdale, la valeur efficace du courant en mode sain est estimé à condition que la tension de bus soit suffisante par la relation:

$$i_{sain_{eff}} \cong \frac{\Gamma_{ch} \Omega \sqrt{2}}{E_{max}^1 3} = \frac{0.012 \times 10 \pi \sqrt{2}}{5.05 3} = 0.0352 \text{ A} \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{La densité de courant en mode sain est alors } J_{sain} = \frac{i_{sain_{eff}}}{S_{fil}} \approx 2.4 \text{ Amm}^{-2}$$

En présence de défaut (court-circuit), le courant dans les phases de l'étoile en court-circuit est donné par :

$$i_{cc_{eff}} \cong \frac{E_{max}^1}{R \sqrt{2}} = \frac{5.05}{50 \sqrt{2}} = 0.0714 \text{ A} \quad (\text{IV.2})$$

La densité de courant dans l'étoile court-circuitée est $J_{cc} = \frac{i_{cc_{eff}}}{s_{fil}} \approx 4.83 \text{ Amm}^{-2}$. Le courant efficace absorbé par la machine alimentée est alors au moins égal à la somme du courant en mode sain et du courant de court-circuit. Soit $i_{def_{eff}} \approx 0.1066A$ et donc une densité de courant $J_{def} = \frac{i_{def_{eff}}}{s_{fil}} \approx 7.20 \text{ Amm}^{-2}$.

Dans le volume maximal disponible, la machine correspondante fournit des performances qui sont bien supérieures à celles du cahier de charge. Les performances attendues peuvent donc être obtenues avec un volume réduit ; l'actionneur équivalent sera alors plus compact.

IV.2.3. La machine synchrone double étoile ajustée :

IV.2.3.1. Géométrie et caractéristiques

Puisque le couple moyen de la figure IV-5 est supérieur de 18% au couple de référence la longueur utile de la machine peut être réduite de d'environ 20%. De plus la densité de courant en mode sain étant bien faible que la densité de courant nominale, la longueur utile de la machine peut être encore réduite et le nombre de spires ajusté en conséquence pour compenser ou rattraper le niveau de la force électromotrice. La longueur utile de la machine est réduite d'environ 26% et le nombre de spires est ajusté à 320.

L'inertie de la machine est alors elle aussi réduite, ce qui favorise ses accélérations.

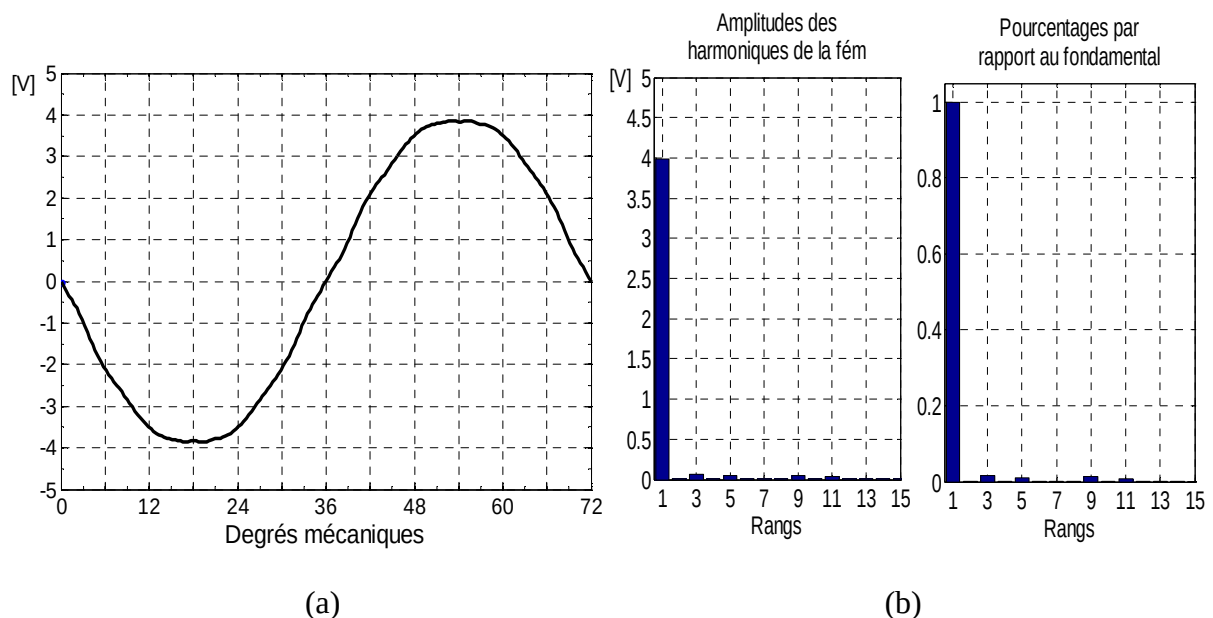


Figure IV-6 Fém de phase (a) et son analyse spectrale (b).

La longueur utile de la machine est maintenant $L_u = 16mm$ et la fém correspondante est représentée à la figure IV-6 ci-dessus. Son analyse spectrale nous permet de dire que cette machine est à fém quasi sinusoïdale comme la précédente.

Quelques données sur les bobines de cuivre constituant l'une des phases de la machine sont regroupées dans le tableau ci-dessous.

Longueur des têtes de bobines en mm	Longueur de fil/phase en m	Diamètre fil en mm	Section fil en mm ²	Resistance par phase en Ohms		
				à 20°C	à 100°C	et à 120°C
1.81	27.9	0.133	0,014	34 Ω	45 Ω	et 48 Ω

Tableau IV. 3 Paramètres des bobines conductrices par phase de la nouvelle machine.

En mode sain, la machine est alimentée sur l'une de ses étoiles pour fournir le couple de charge demandé à la vitesse voulue. A partir des relations (IV.1) et (IV.2) les courants en mode sain et de court-circuit sont estimés pour un couple de charge d'environ 0.012Nm et à la vitesse maximale ($10\pi \text{ rad/s}$). Ainsi en mode sain, la valeur efficace du courant de phase est estimée à 0.0444A et en présence de défaut, le courant efficace de court-circuit est environ égal à 0.0629A ; le courant dans l'étoile alimentée est alors égal à la somme des courants dans le cas sain et de celui de court-circuit ; soit 0.1073A pour un couple de charge de 0.012Nm. Notons aussi que la résistance de phase utilisée pour les calculs est celle à 100°C.

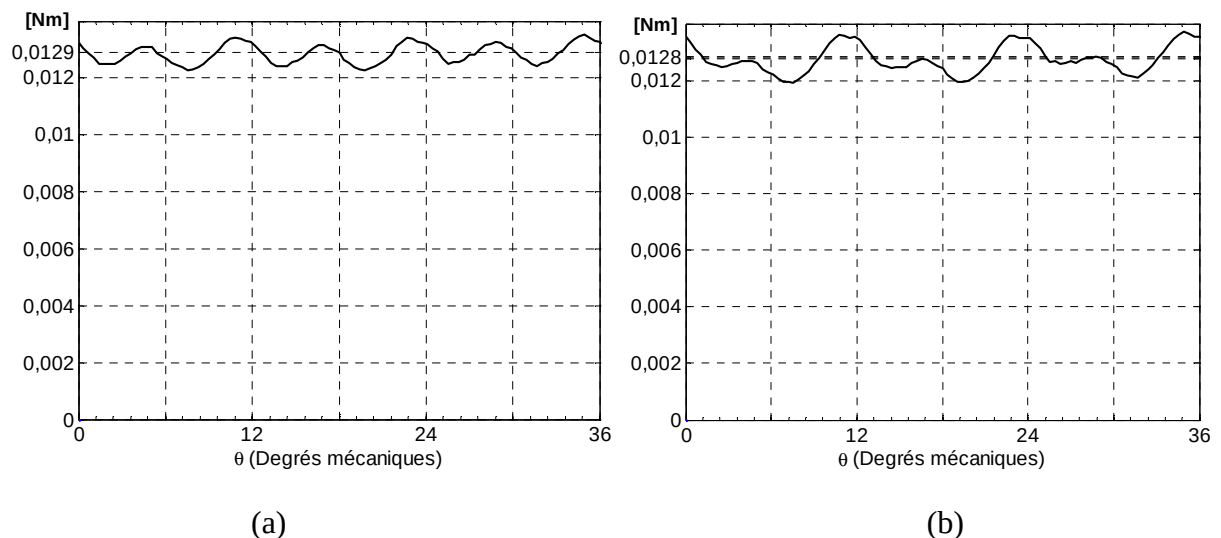


Figure IV-7 Couple électromagnétique en mode sain (a) et en présence de défaut(b).

Le couple électromagnétique est calculé par éléments finis en mode sain comme en présence de défaut et représenté à la figure IV-7 ci-dessus. Les valeurs du couple moyen dans

les deux cas sont légèrement supérieures au couple de charge et ceci témoigne du fait que dans les deux cas, la machine n'est pas saturée (voir figure IV-8) et que les harmoniques 5 et 7 de la fém contribuent aussi au couple (puisque la période du couple est six fois plus faible que la période électrique de la machine). En mode sain, le taux d'ondulation du couple est de 4.88%, il est plus important en présence de défaut (7%).

Les valeurs moyennes des couples obtenus en mode sain ou en présence de défaut (court-circuit triphasé sur l'une des étoiles) sont légèrement supérieures au couple de charge ; ce qui se justifie par le fait que dans l'estimation des courants pour chaque mode de fonctionnement, les harmoniques de la fém n'ont pas été pris en compte d'où une surévaluation de courants et donc des couples moyens plus grands que ceux attendus (voir figure IV-7).

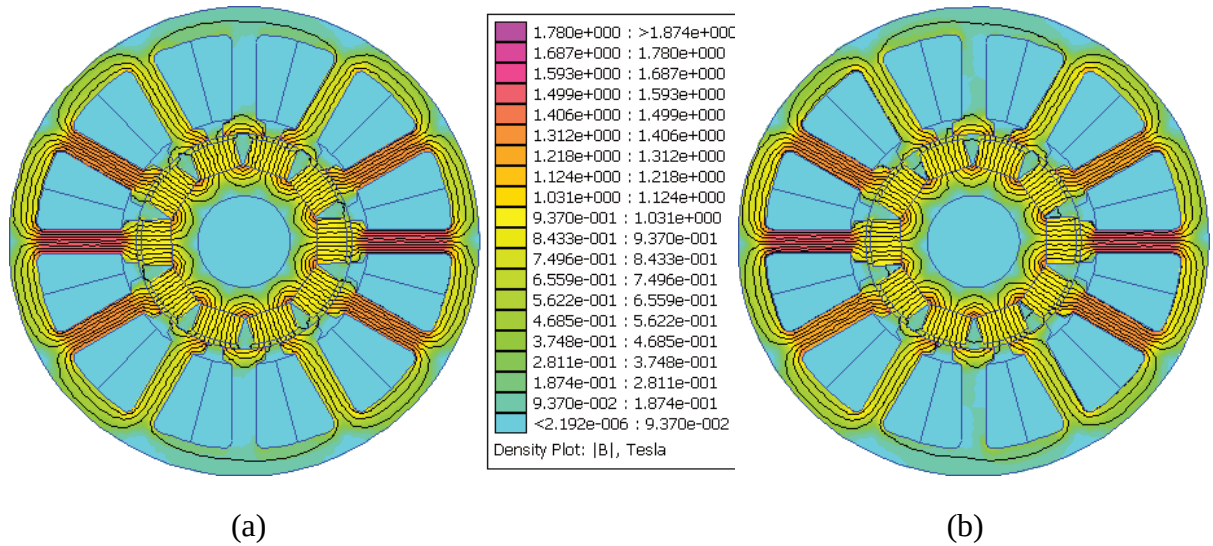


Figure IV-8 Carte de champ de la machine en charge: (a) mode sain, (b) en présence de défaut.

IV.2.3.2. Bilan de puissance

La machine synchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs triphasés comme illustré à la figure I-27 et la tension du bus continu est de 28V.

En mode sain et pour un couple de charge donné, la puissance absorbée sur le bus continu par la MSAP-DE est la somme de la puissance mécanique développée, des pertes Joule et des pertes mécaniques (en négligeant les pertes fer et les pertes de l'onduleur) :

$$P_{bus} = 3RI^2 + \Gamma_{ch}\Omega + f_v\Omega^2 \quad (IV.3)$$

R est la résistance par phase, I la valeur efficace du courant de phase, le couple de charge, Ω la vitesse de rotation de la machine et f_v son coefficient de frottements visqueux.

En mode sain, la puissance fournie par le bus continu à vitesse maximale et pour un couple de charge de 0.012Nm est alors $P_{bus_{max}} = 0.68 W$ répartie comme suit :

- $p_{Joule} = 0.26 W$
- $P_{utile} = 0.38 W$
- $p_{méca} = 0.04 W$

Avec une tension du bus de 28V, le courant du bus continu est d'environ 0,025A à la vitesse maximale et pour le couple de charge maximal. Pour les autres points de fonctionnement, la vitesse est plus faible et par conséquent les pertes et la puissance mécanique sont moindres.

En présence d'un court-circuit triphasé sur l'une des étoiles, en plus de la puissance utile et des différentes pertes, le bus continu doit fournir une puissance supplémentaire pour contrecarrer le couple frein produit par les courants dans l'étoile en court-circuit. Si on ne tient pas compte des pertes fer dans la machine et des pertes dans l'onduleur, l'expression de la puissance est donnée par l'équation (IV.4)

$$P_{bus} = 3RI^2 + \Gamma_{ch}\Omega + 3RI_{cc}^2 + f_v\Omega^2 \quad (IV.4)$$

A vitesse maximale ($10\pi rad/s$) et avec un couple de charge de 0.012 Nm, aux pertes fer et dans l'onduleur près, le bus continu doit fournir une puissance $P_{bus_{max}} = 2.5 W$ dont la répartition est la suivante:

- Pertes Joule $p_{Joule} = 1.55 W$
- Puissance disponible sur l'arbre $P_{utile} = 0.38 W$
- Pertes mécaniques $p_{méca} = 0.04 W$
- Puissance de freinage $P_{frein} = 0.53 W$

Les résultats ci-dessus nous montrent qu'à la vitesse maximale, les pertes joule dans l'étoile alimentée sont environ six fois plus importantes en présence de défaut (court-circuit triphasé sur l'autre étoile) qu'en mode sain de fonctionnement.

Si la vitesse est égale à la moitié de la vitesse maximale, le courant de phase en mode sain est très peu différent du courant à vitesse maximale (car les pertes mécaniques sont réduites de moitié). En présence de défaut (court-circuit triphasé) le courant de court-circuit est égal à la moitié ce celui à vitesse maximale. Et les pertes Joule en présences de défaut (0.7767W) valent un peu moins de trois fois les pertes Joule en mode sain lorsque la vitesse est à 150 tr/mn.

IV.3.LES PERFORMANCES EN REGIME DYNAMIQUE DE LA MSAP-DE

Puisque les forces électromotrices par phase de la machine synchrone à double étoile sont quasi sinusoïdales (voir figure IV-6), et que le niveau maximal de l'induction dans les plots statoriques lorsque la machine est alimentée est très peu différent de celui produit uniquement par les aimants (figure IV-8), l'étude dynamique de la MSAP-DE se fera en utilisant les modèles de Park de la MSAP-DE défini dans la section II.3 du chapitre II.

Après le calcul des paramètres électriques du modèle de Park de la MSAP-DE, nous utiliseront les modèles commandés de la MSAP-DE établis au paragraphe II.3.3 et dont les schémas de commande sont représentés par les figures II.45 et II.46 respectivement pour l'étude dynamique en mode sain et en présence de défaut.

IV.3.1. Calcul des paramètres du modèle de Park de la MSAP-DE

Les paramètres du modèle de Park de la machine double étoile sont calculés par la méthode d'éléments finis en s'appuyant sur les expressions des composantes **d-q** des flux totaux (relations (II.63) et (II.64), exprimées plus explicitement par les relations (IV.5) à (IV.8) données ci-après :

$$\psi_{d_1} = L_d i_{d_1} + M_{dq} i_{q_1} + M_{d_1 d_2} i_{d_2} + M_{d_1 q_2} i_{q_2} + \psi_f \quad (IV.5)$$

$$\psi_{q_1} = M_{qd} i_{d_1} + L_q i_{q_1} + M_{q_1 d_2} i_{d_2} + M_{q_1 q_2} i_{q_2} \quad (IV.6)$$

$$\psi_{d_2} = M_{d_1 d_2} i_{d_1} + M_{d_1 q_2} i_{q_1} + L_d i_{d_2} + M_{dq} i_{q_2} + \psi_f \quad (IV.7)$$

$$\psi_{q_2} = M_{q_1 d_2} i_{d_1} + M_{q_1 q_2} i_{q_1} + M_{dq} i_{d_2} + L_q i_{q_2} \quad (IV.8)$$

Différents calculs par éléments finis des flux dans les phases de la machines sont effectués pour des jeux de courants permettant de simplifier les équations ci-dessus et déterminer leurs paramètres.

IV.3.1.1. Identification de : ψ_f , L_q , $M_{q_1 q_2}$, M_{dq} et $M_{d_1 q_2}$

Dans cette section les jeux de courants sont tels que i_{d_1} , i_{d_2} et i_{q_2} sont nuls et i_{q_1} varie de 0 à $i_{q_1 max}$. Pour cela, on annule les courants dans la deuxième étoile ($i_{d_2} = i_{q_2} = 0A$, ce qui implique $i_{a_2} = i_{b_2} = i_{c_2} = 0A$) et on impose les courants suivants dans les phases de la 1^{ère} étoile :

$$\begin{bmatrix} i_{a_1} \\ i_{b_1} \\ i_{c_1} \end{bmatrix} = T_{32} P(\theta) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{q_1} \end{bmatrix} \quad ; \text{ avec : } \begin{cases} T_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \\ P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Pour chaque valeur de i_{q_1} (entre 0 et $i_{q_{1max}}$) et chaque position θ du rotor on calcule les courants des phases de l'étoile 1 (i_{a_1} , i_{b_1} et i_{c_1}) et par un calcul par éléments finis on détermine les valeurs des flux totaux dans les différentes phases des deux étoiles. On détermine ainsi (ψ_{a_1} , ψ_{b_1} et ψ_{c_1}) ainsi que (ψ_{a_2} , ψ_{b_2} et ψ_{c_2}), et on en déduit leurs composantes **d-q** (voir relations (II.61) et (II.62)) :

$$\begin{bmatrix} \psi_{d_1} \\ \psi_{q_1} \end{bmatrix} = P(-\theta) T_{32}^t \begin{bmatrix} \psi_{a_1} \\ \psi_{b_1} \\ \psi_{c_1} \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{d_2} \\ \psi_{q_2} \end{bmatrix} = P(-\theta + \gamma) T_{32}^t \begin{bmatrix} \psi_{a_2} \\ \psi_{b_2} \\ \psi_{c_2} \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

où $\gamma = 90^\circ$ électriques est le décalage angulaire des deux étoiles.

Ainsi, on détermine pour chaque valeur de i_{q_1} (entre 0 à $i_{q_{1max}}$), les variations des composantes **d-q** des flux totaux des deux étoiles en fonction de la position θ du rotor. Lorsque les harmoniques d'espaces des bobinages et l'impact de la saturation sont négligeables, les composantes **d-q** des flux totaux sont des grandeurs constantes; en pratique, ces composantes ont une légère dépendance périodique par rapport à la position du rotor. Pour chaque valeur de i_{q_1} , nous considérons les valeurs moyennes des composantes **d-q** des flux totaux des deux étoiles sur une période électrique ; ces valeurs moyennes dépendent donc uniquement de la valeur de i_{q_1} . Lorsque seul i_{q_1} est non nul, les expressions des valeurs moyennes des composantes **d-q** des flux totaux se déduisent des relations (IV.5) à (IV.8); nous avons alors :

$$\psi_{d_1} = M_{dq} i_{q_1} + \psi_f \quad (IV.12)$$

$$\psi_{q_1} = L_q i_{q_1} \quad (IV.13)$$

$$\psi_{d_2} = M_{d_1 q_2} i_{q_1} + \psi_f \quad (IV.14)$$

$$\psi_{q_2} = M_{q_1 q_2} i_{q_1} \quad (IV.15)$$

Ainsi, sur une période électrique, toutes les composantes **d-q** des flux sont calculées lorsque seule la composante i_{q_1} des courants de l'étoile 1 est non nulle. Dans ces conditions, en moyennant l'équation (IV.12) par rapport à la position θ du rotor et en dérivant cette moyenne par rapport au i_{q_1} nous obtenons M_{dq} :

$$M_{dq} \cong \frac{\Delta \langle \psi_{d_1} \rangle}{\Delta i_{q_1}} \quad (IV.16)$$

Rappelons que $\langle f \rangle$ est la valeur moyenne de la grandeur f , qui dans notre cas est un flux. Cette notation ($\langle f \rangle$) sera utilisée tout au long de ce chapitre.

Les calculs éléments finis nous donnent les courbes de la figure IV-9 où en (a) nous avons un réseau resserré de courbes $\psi_{d1}(\theta)$ pour plusieurs valeurs de i_{q1} et en (b), la courbe $\langle \psi_{d1} \rangle_\theta(i_{q1})$ qui est la moyenne sur une période électrique des ψ_{d1} en fonction de i_{q1} . Il est à noter que le premier harmonique de $\psi_{d1}(\theta)$ est de rang 6, sa période électrique est de 60° électriques, équivalent de 12° mécaniques ($p=5$).

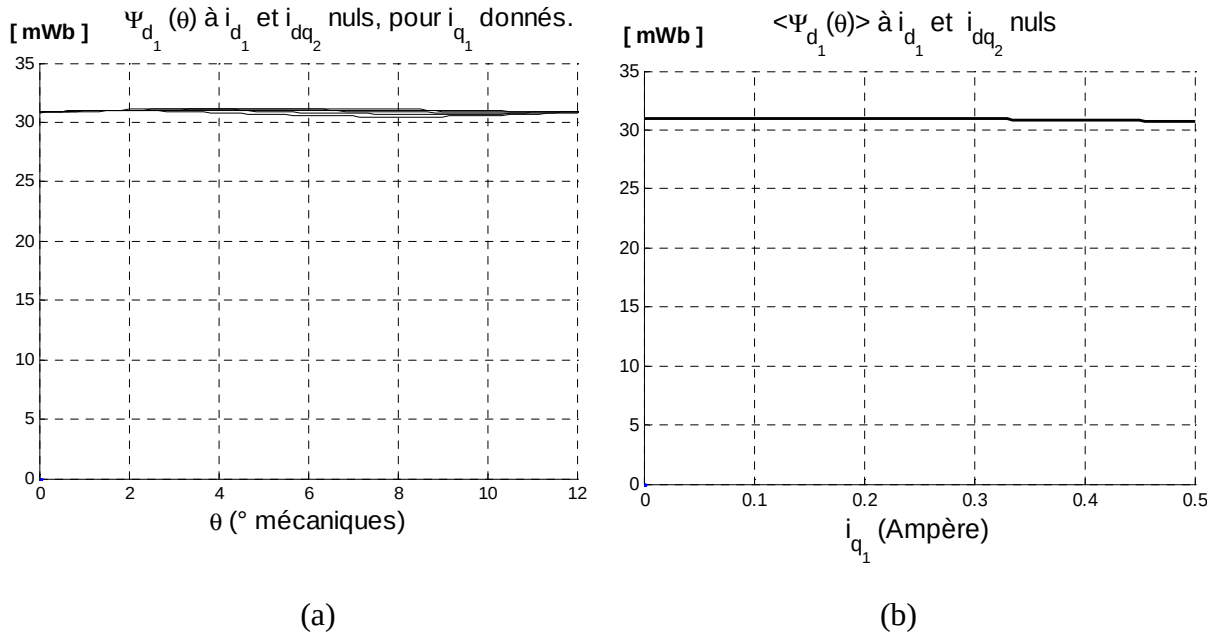


Figure IV-9

- (a) Composante directe du flux de l'étoile 1 $\psi_{d1}(\theta)$ pour différentes valeurs de i_{q1}
(b) Variation de la valeur moyenne de ψ_{d1} par rapport à θ ($\langle \psi_{d1}(\theta) \rangle$) en fonction de i_{q1} .

De l'équation (IV.12) et la figure IV-9-b ($i_{d1} = i_{d2} = i_{q2} = 0$), nous déduisons :

$$M_{dq} \cong \frac{\Delta \langle \psi_{d1} \rangle}{\Delta i_{q1}} ; \quad \text{soit} \quad M_{dq} \cong 0mH \quad \text{et} \quad \psi_f = 31mWb.$$

En suivant la même démarche pour la composante ψ_{q1} et en considérant l'équation (IV.13), nous obtenons la variation de ψ_{q1} (moyennée par rapport à θ et noté $\langle \psi_{q1} \rangle_\theta$ pour chaque i_{q1} , à $i_{d1} = i_{d2} = i_{q2} = 0$) en fonction de i_{q1} (voir la figure IV-10-b). Nous avons :

$$L_q \cong \frac{\Delta \langle \psi_{q1} \rangle}{\Delta i_{q1}} \quad (IV.17)$$

Etant donné que $\langle \psi_{q1} \rangle$ varie linéairement avec i_{q1} , l'inductance dynamique L_q est constante et correspond à la pente de la droite représentée sur la figure IV-10-b. Soit :

$$L_q = 22,36mH.$$

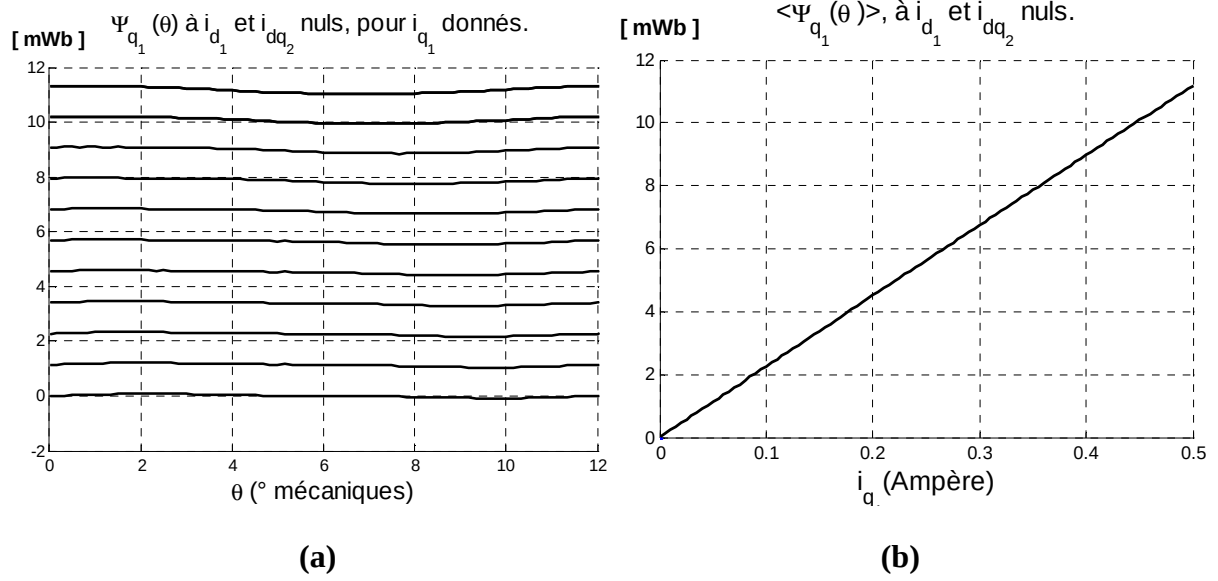


Figure IV-10

- (a) Composante q du flux de l'étoile 1 $\psi_{q_1}(\theta)$ pour différentes valeurs de i_{q_1} (b)
 Variation de la valeur moyenne de ψ_{q_1} par rapport à θ ($\langle \psi_{q_1}(\theta) \rangle$) en fonction de i_{q_1} .

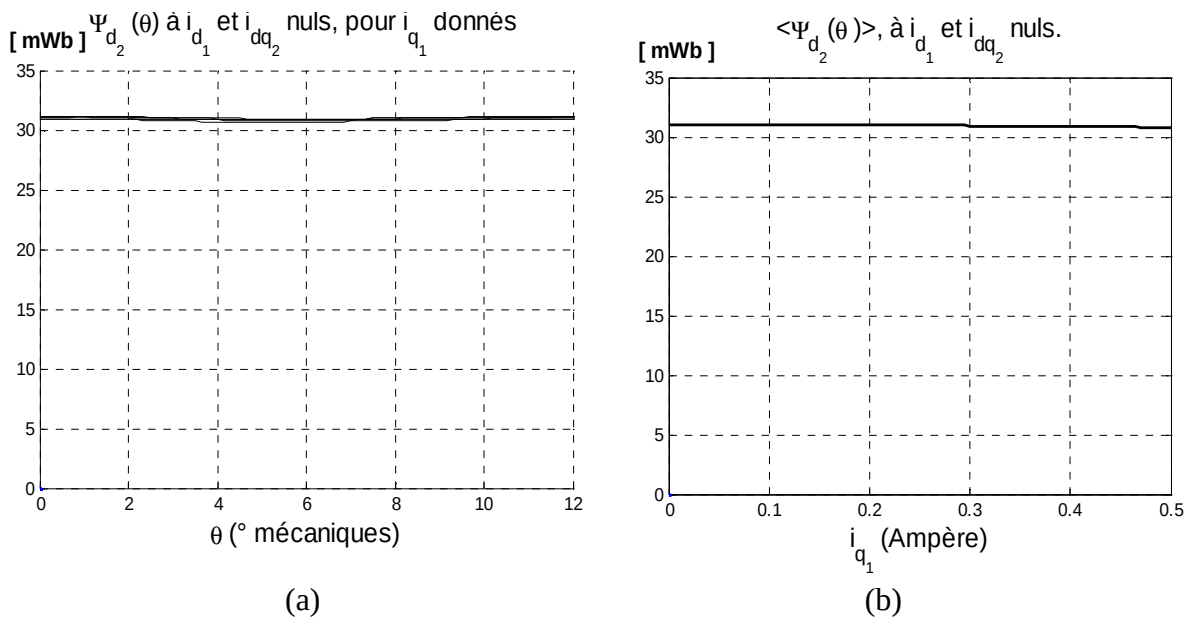


Figure IV-11 :

- (a) Composante directe du flux de l'étoile 2 $\psi_{d_2}(\theta)$ pour différentes valeurs de i_{q_1}
 (b) Variation de la valeur moyenne de ψ_{d_2} par rapport à θ ($\langle \psi_{d_2}(\theta) \rangle$) en fonction de i_{q_1} .

Comme précédemment, pour la composante ψ_{d_2} lorsque seule i_{q_1} est non nulle (relation (IV.14), $i_{d_1} = i_{d_2} = i_{q_2} = 0$), nous obtenons la variation ψ_{d_2} en fonction de θ pour différentes valeurs de i_{q_1} (voir la figure IV-11-a) et nous en déduisons la variation de sa valeur moyenne par rapport à θ en fonction de i_{q_1} (voir la figure IV-11-b).

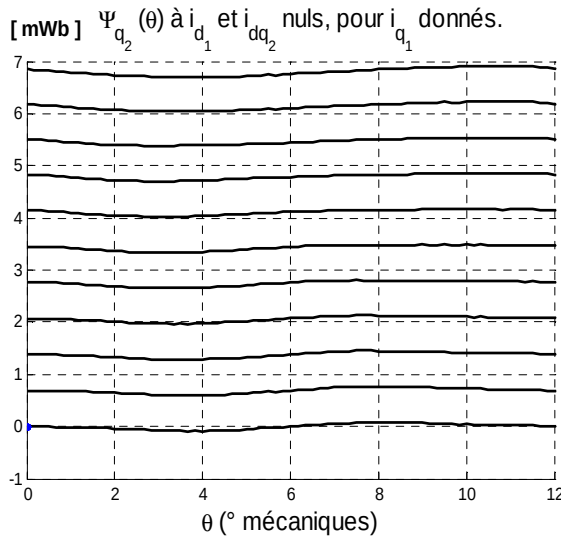
Compte tenu de la relation (IV.14) et en considérant la figure IV-11-b, nous déduisons

$$M_{d_1 q_2} = \frac{\Delta \langle \psi_{d_2} \rangle}{\Delta i_{q_1}}; \text{ soit } M_{d_1 q_2} \cong 0mH. \text{ Et nous retrouvons la même valeur pour } \psi_f \text{ soit}$$

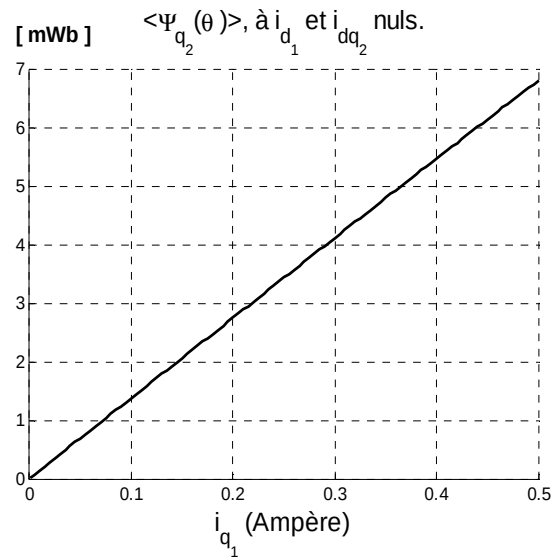
$$\psi_f = 31mWb.$$

En considérant la variation de ψ_{q_2} fonction de θ pour différentes valeurs de i_{q_1} (voir la figure IV-12-a), nous déduisons les variations de sa valeur moyenne en fonction de i_{q_1} (voir la figure IV-12-b). Comme dans les autres cas, l'équation (IV.15) et la courbe de la figure IV-12-b conduisent à :

$$M_{q_1 q_2} = \frac{\Delta \langle \psi_{q_2} \rangle}{\Delta i_{q_1}}; \text{ soit } M_{q_1 q_2} = 13,60mH \text{ avec } (i_{d_1} = i_{d_2} = i_{q_2} = 0).$$



(a)



(b)

Figure IV-12:

- (a) Composante q du flux de l'étoile 2 $\psi_{q_2}(\theta)$ pour différentes valeurs de i_{q_1}
(b) Variation de la valeur moyenne de ψ_{q_2} par rapport à θ ($\langle \psi_{q_2} \rangle$) en fonction de i_{q_1} .

IV.3.1.2. Identification de : L_d , M_{qd} , $M_{d_1 d_2}$ et $M_{q_1 d_2}$

Les courants i_{q_1} , i_{d_2} et i_{q_2} sont maintenant tous nuls et i_{d_1} varie de $-i_{d_1max}$ à $+i_{d_1max}$. Les courants de la deuxième étoile sont nuls ($i_{d_2} = i_{q_2} = 0$, ce qui correspond à $i_{a_2} = i_{b_2} = i_{c_2} = 0$) et on impose les courants suivants dans les phases de la 1^{ère} étoile :

$$\begin{bmatrix} i_{a_1} \\ i_{b_1} \\ i_{c_1} \end{bmatrix} = T_{32} P(\theta) \begin{bmatrix} i_{d_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

Pour chaque valeur de i_{d_1} (entre $-i_{d_{1max}}$ et $i_{d_{1max}}$) et chaque position θ du rotor on calcule les courants des phases de l'étoile 1 (i_{a_1} , i_{b_1} et i_{c_1}) et en utilisant la méthode d'éléments finis on détermine les valeurs des flux totaux dans les différentes phases. On détermine ainsi (ψ_{a_1} , ψ_{b_1} et ψ_{c_1}) ainsi que (ψ_{a_2} , ψ_{b_2} et ψ_{c_2}), et on en déduit leurs composantes **d-q**. Pour chaque valeur de i_{d_1} , nous considérons les valeurs moyennes des composantes **d-q** des flux totaux des deux étoiles sur un sixième de la période électrique ; ces valeurs moyennes dépendent uniquement de la valeur de i_{d_1} . En effet, lorsque seule la composante i_{d_1} est non nulle, les expressions des composantes **d-q** des flux totaux des deux étoiles se déduisent des relations (IV.5) à (IV.8), nous avons alors :

$$\psi_{d_1} = L_d i_{d_1} + \psi_f \quad (\text{IV.19})$$

$$\psi_{q_1} = M_{qd} i_{d_1} \quad (\text{IV.20})$$

$$\psi_{d_2} = M_{d_1 d_2} i_{d_1} + \psi_f \quad (\text{IV.21})$$

$$\psi_{q_2} = M_{q_1 d_2} i_{d_1} \quad (\text{IV.22})$$

En suivant la même démarche que dans le paragraphe IV.3.1.1., nous déduisons les variations des composantes ψ_{d_1} , ψ_{q_1} , ψ_{d_2} et ψ_{q_2} en fonction de i_{d_1} lorsque i_{q_1} , i_{d_2} et i_{q_2} sont nuls (les figures IV-13 à IV-16). Nous déduisons de ces courbes les paramètres L_d , M_{qd} , $M_{d_1 d_2}$ et $M_{q_1 d_2}$:

L'équation (IV.19) et la figure IV-13 donnent $L_d = \frac{\Delta\langle\psi_{d_1}\rangle}{\Delta i_{d_1}}$ d'où **$L_d = 19.25mH$** .

L'équation (IV.20) et la figure IV-14 nous conduisent à :

$$M_{qd} = \frac{\Delta\langle\psi_{q_1}\rangle}{\Delta i_{d_1}}; \text{ soit } \mathbf{M_{qd} \cong 0mH}.$$

De l'équation (IV.21) et la figure IV-15 nous avons :

$$M_{d_1 d_2} = \frac{\Delta\langle\psi_{d_2}\rangle}{\Delta i_{d_1}}; \text{ soit } \mathbf{M_{d_1 d_2} = 10.92mH}.$$

De l'équation (IV.22) et la figure IV-16 nous avons :

$$M_{q_1 d_2} = \frac{\Delta\langle\psi_{q_2}\rangle}{\Delta i_{d_1}}; \text{ soit } \mathbf{M_{q_1 d_2} \cong 0mH}.$$

Il est à noter qu'à partir de la figure IV-13 ou de la figure IV-15 nous pouvons également déterminer à nouveau la valeur de ψ_f (le flux des aimants à travers les bobines statoriques) lorsque la composante directe du courant est nulle ($i_{d1} = 0$). Cette valeur correspond parfaitement à la valeur de ψ_f déjà identifiée dans le paragraphe IV.3.1.1. ($\psi_f = 31\text{mWb}$). Etant donné que les variations de ψ_{d1} et ψ_{d2} en fonction de i_{d1} sont pratiquement linéaires (voir figures IV-13 et IV-15), la valeur de ψ_f ne varie pas (avec i_{d1}) au moins pour les valeurs négatives de i_{d1} , ce qui autorise l'étude du fonctionnement de la MSAP-DE par simulation sans modification de ses paramètres lorsqu'à vitesse élevée on applique une valeur négative de i_{d1} ("défluxage" par $i_{d1} < 0$).

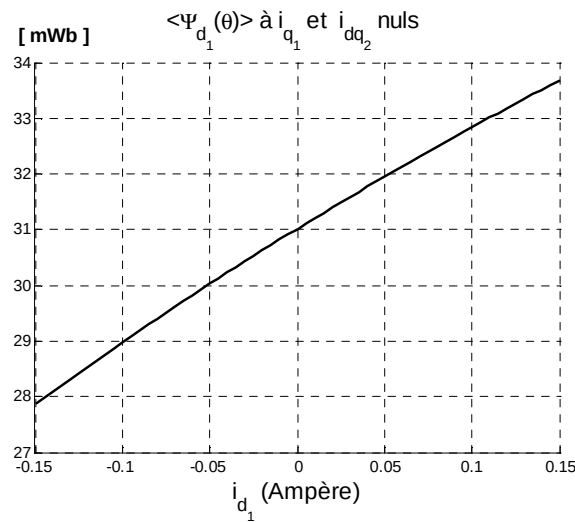


Figure IV-13 Variation de la valeur moyenne de ψ_{d1} par rapport à θ fonction de i_{d1} .

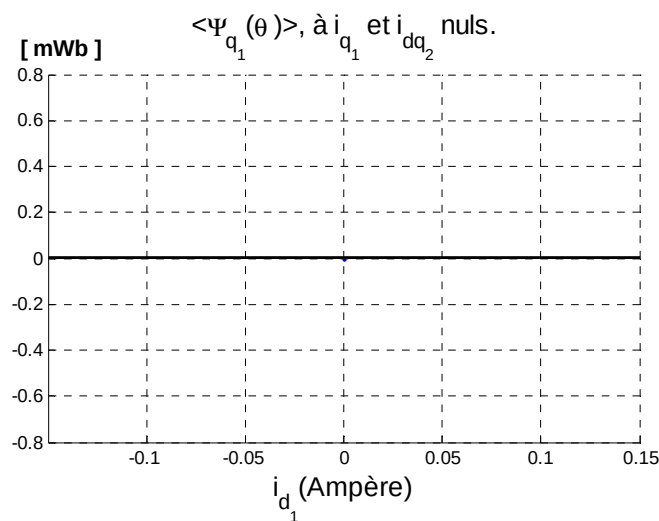


Figure IV-14 Variation de la valeur moyenne de ψ_{q1} par rapport à θ ($\langle \psi_{q1}(\theta) \rangle$) fonction de i_{d1} .

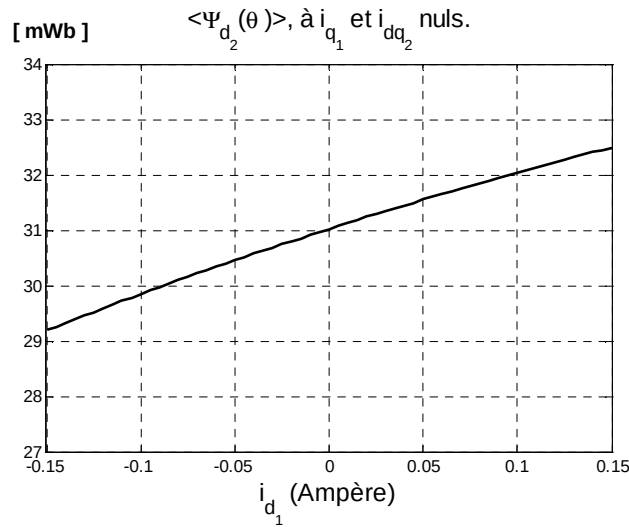


Figure IV-15 Variation de la valeur moyenne de ψ_{d_2} par rapport à θ fonction de i_{d_1} .

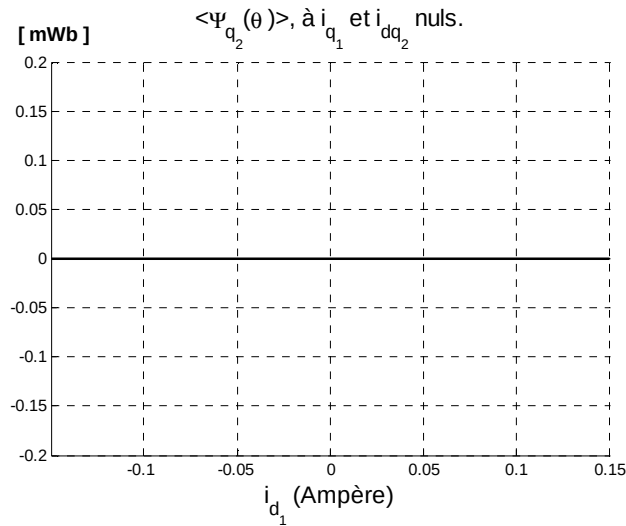


Figure IV-16 Variation de la valeur moyenne de ψ_{q_2} par rapport à θ fonction de i_{d_1} .

IV.3.2. Simulation des modèles commandés :

Les paramètres électriques du modèle de Park de la MSAP-DE que nous étudions sont regroupés dans le tableau IV.4 ci-dessous :

Résistance de phase	Flux d'aimants (en mWb)	Termes de la matrice [L] en mH	Termes de la matrice [M] en mH
$R = 34 \Omega$ à 20°C $= 45 \Omega$ à 100°C $= 48 \Omega$ à 120°C	$\psi_f = 31$	$L_d = 19.25$ $L_q = 22.36$ $M_{qd} = M_{dq} = 0$	$M_{d1d2} = 10.92$ $M_{q1q2} = 13.60$ $M_{d1q2} = M_{q1d2} = 0$

Tableau IV.4 Paramètres électriques du modèle de Park de la MSAP-DE.

Les valeurs des inductances montrent que la MSAP-DE dimensionnée est pratiquement à fém sinusoïdale ; lorsque la composante directe du courant est fixée, ce qui est en général le cas, les inductances et les mutuelles inductances entre les différentes bobines fictives d et q peuvent être considérées pratiquement constantes. En effet, les amplitudes des variations de ces inductances par rapport à la position du rotor sont négligeables. Cependant, nous avons supposé que le rotor est lisse et malgré cette hypothèse, nous constatons que l'inductance directe est environ 14% plus faible que l'inductance en quadrature ($L_d < L_q$, voir le tableau IV.4). Cela se justifie par le fait que les niveaux d'induction magnétique des dents statoriques faisant face aux aimants rotoriques (autour de l'axe d) sont plus élevés que les niveaux d'induction des dents faisant face à l'axe en quadrature. Comme les calculs effectués par la méthode d'éléments finis tiennent compte de la saturation et de la caractéristique des matériaux magnétiques utilisés, les inductances dynamiques directs des bobines fictives suivant sont inférieures à celles des bobines en quadrature ($L_d < L_q$ et $M_{d1d2} < M_{q1q2}$, voir le tableau IV.4). Le fait que les écarts entre ces inductances dynamiques soient faibles (n'excédant pas 14%) met en évidence que les matériaux magnétiques au stator ne sont pratiquement pas saturés ou très peu saturés. Ce point est aussi confirmé par le fait que les mutuelles inductances entre les bobines d'axe d et les bobines d'axe q sont nulles ($M_{qd} = M_{dq} = M_{d1q2} = M_{q1d2} = 0$ mH, voir le tableau IV.4). La MSAP-DE considérée peut alors être considérée non saturée ou à niveau de saturation constant tant que la composante directe du courant (i_d) est maintenue fixe par la commande, ce qui est le cas lorsqu'on utilise la stratégie de contrôle habituellement utilisée pour les MSAP. Les modèles en mode sain (une seule étoile de la MSAP-DE alimentée) et en mode dégradé dans le pire des cas (une étoile court-circuitée et la seconde alimentée pour générer le couple demandé à différentes vitesses) sont alors valides et les hypothèses nécessaires à l'établissement de ces modèles sont justifiées. L'autre point important est que les deux étoiles sont faiblement couplées puisque $L_d \gg M_{d1d2}$ et $L_q \gg M_{q1q2}$. Dans ces conditions on peut même envisager d'alimenter les deux étoiles simultanément et ainsi diviser par deux les courants des phases en mode sain. Dans ce cas les pertes Joule à tous points de fonctionnement en mode sain seront divisées par deux et le rendement de l'actionneur sera fortement amélioré. C'est le principe de redondance tiède. Notons ce cas de figure n'est pas étudié compte tenu du cahier des charges de l'étude qui exige l'alimentation d'une seule étoile en mode sain.

Le moment d'inertie total calculé (inertie charge ramené sur l'axe de la machine plus celle du rotor) est $J = 3.9 \times 10^{-7} \text{ kgm}^2$. La tension du bus continu est $U_{dc} = 28\text{V}$. Le couple de

charge statique (à vitesse constante ou nulle) est imposé à $\Gamma_{ch} = 0,012 \text{ Nm}$. Dans les différents modèles que nous développerons dans la suite nous admettons un coefficient de frottement visqueux $f_v = 4 \times 10^{-5} \text{ Nm/ras/s}$.

IV.3.2.1. Résultats de simulation de la MSAP-DE en mode sain :

Ayant déterminé les paramètres du modèle de la MSAP-DE, nous procédons d'abord à l'étude de son comportement dynamique en mode sain lorsqu'une seule de ses deux étoiles est alimentée par un onduleur de tension commandé en MLI. Le schéma de contrôle en vitesse est celui présenté sur la figure II-45. La résistance de phase est prise égale à sa valeur à 100°C ($R = 45 \Omega$).

Nous présentons dans la suite les résultats de simulation de la réponse à un échelon de vitesse en partant de l'arrêt. La consigne de vitesse est fixée à $\Omega_{ref} = 300 \text{ tr/min}$, qui est la vitesse maximale de l'actionneur. L_d et L_q n'étant pas trop différents, la référence de la composante directe du courant est fixée à $i_{d_ref} = 0 \text{ A}$, pour que les courants et les fém des phases soient en phase de sorte qu'à couple donné les pertes Joule de la MSAP-DE soient minimisées. La figure IV-17 montre les allures sinusoïdales des ondes courant dans les phases de l'étoile alimentée (figure IV-17-a) ainsi que celles de leurs composantes d-q (figure IV-17-b). De même les allures des réponses de la vitesse et du couple sont représentées respectivement sur les figures IV-18-a et IV-18-b.

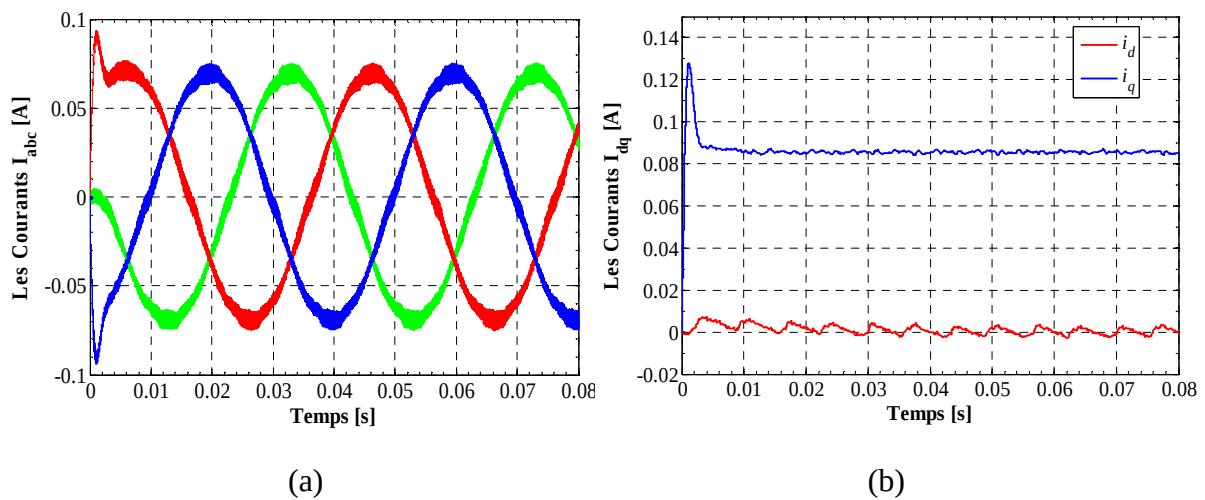


Figure IV-17 Les courants dans l'unique étoile alimentée dans le référentiel a-b-c (a) et dans le référentiel d-q (b).

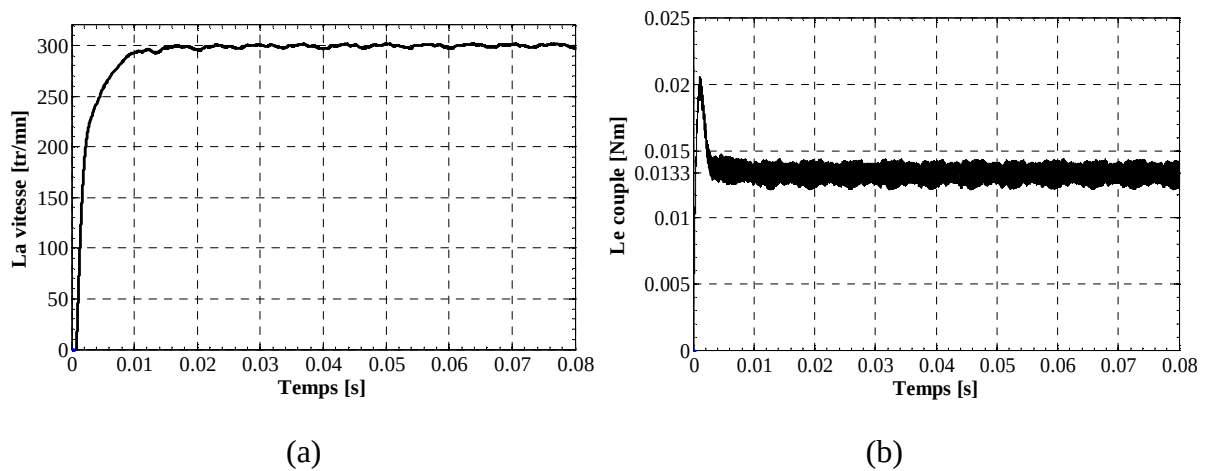


Figure IV-18 (a) Evolution de la vitesse. (b) Couple produit sur l'arbre de la machine.

Comme on peut le constater, la vitesse maximale est atteinte (figure IV-18-a) après environ 16 ms. Pour cela le couple maximum nécessaire durant l'accélération ne dépasse pas 0.022N.m. L'amplitude des courants de phase durant cette même phase ne dépasse pas **0.10A**. Les courants en régime établi ont une valeur efficace de **0.050 A**. L'impact thermique de l'augmentation du courant pendant la phase transitoire est négligeable car le courant ne dépasse pas sa valeur en régime établi que durant un intervalle court d'environ 5 ms (figures IV-17-a et b). Il est à noter qu'à vitesse plus faible ou l'arrêt, même s'il faut maintenir le couple de charge (0,012 N.m), le module du vecteur courant ne change pratiquement pas. Ces résultats montrent que lorsqu'elle est autopilotée ($i_{d1} = 0$) et en mode sain (une étoile alimentée), la machine ne subit pas de contraintes thermiques fortes pour développer le couple de charge imposé (0.012Nm) à la vitesse maximale imposée (300 tr/mn). Les courants mis en jeu étant très faibles, les pertes sont minimisées.

Pour cet essai (mode sain), le bilan de puissance maximal (car la vitesse est maximale : 300tr/mn) est donné dans le tableau (IV.5). On constate que même à puissance maximale, en régime établi à vitesse maximale, en négligeant les pertes dans l'onduleur ainsi que les pertes mécaniques et les pertes fer, la puissance absorbée sur le bus continu ne dépasse pas le watt. Avec une tension de bus continu de 28V, le courant absorbé dans ces conditions est environ 50 mA à vitesse maximale. Il est à noter que la machine reste très peu de temps à sa vitesse maximale sur un cycle de fonctionnement et fonctionne majoritairement à l'arrêt ou à basse vitesse. Dans le pire des cas (à vitesse maximale), même si l'on intègre les autres pertes dans l'onduleur et dans la machine, les pertes peuvent être majorées à 1.5W et la

puissance absorbée sur le bus continu est au maximum 3,1 W. Dans ce cas, le courant absorbé ne dépasse pas 52mA, ce qui est relativement faible.

I (A eff)	j (Amm ⁻² eff)	$P_{bus} = 3RI^2 + \Gamma_{ch}\Omega + f_v\Omega^2$ (W)	$P_j = 3RI^2$ (W)	$P_{utile} = \Gamma_{ch}\Omega$ (W)
0,050	3.62	0.75	0.34	0.38

Tableau IV.5 Bilan de puissances en mode sain.

IV.3.2.2. Résultats de simulation de la MSAP-DE en mode dégradé : une étoile en court-circuit triphasé

Avec une étoile court-circuitée, nous utilisons le modèle complet de la MSAP-DE, présenté dans la section II.3.2.2 (les équations (II.63) à (II.67) ou (II.68)), en imposant $v_{d2} = v_{q2} = 0$. Le schéma de contrôle en vitesse est celui présenté sur la figure II-46. La résistance de phase est prise égale à sa valeur à 100°C ($R = 45 \Omega$). Ici nous présentons les résultats concernant la réponse à un échelon de vitesse maximale partant de l'arrêt. La consigne de vitesse est fixée à $\Omega_{ref} = 300 \text{ tr/min}$, qui est la vitesse maximale de l'actionneur. Comme en mode sain, la référence de la composante directe du courant de l'étoile alimentée (étoile 1) est fixée à $i_{d1ref} = 0A$. De ce fait, les courants et les fém des phases de l'étoile alimentée sont en phase afin qu'à couple donné les pertes Joule de la MSAP-DE soient minimisées même en mode dégradé avec une étoile court-circuitée.

Les figures IV-19, IV-20 et IV-21 présentent respectivement le comportement dynamique des courants de l'étoile saine (alimentée), des courants de l'étoile en court-circuit triphasé et des variables mécaniques (couple sur l'arbre de la machine et la vitesse du rotor) en réponse à l'échelon de vitesse d'amplitude la plus élevée (de l'arrêt à la vitesse maximale 300 tr/min), ce qui correspond à la condition de fonctionnement la plus critique avec une étoile court-circuitée. En effet, avec l'augmentation de la vitesse, la composante en quadrature i_{q2} du courant de l'étoile court-circuitée, qui est de signe négatif, croît en valeur absolue (i_{q2} atteint $-0,105 A$, voir figure IV-20), ce qui impose un couple de frein qui s'ajoute au couple de charge. De ce fait, le courant dans l'étoile saine (la seconde étoile est court-circuitée) prend des valeurs bien plus grandes qu'en mode sain pour entraîner la charge.

La figure IV-19, qui représente le comportement des courants des phases de l'étoile alimentée (figure IV-19-a) ainsi que ses composantes $d-q$ (figure IV-19-b), indique que dans

ce cas que les courants des phases de l'étoile alimentée prennent une amplitude de 0.15 A correspondant à une valeur efficace de 0.1061 A, ce qui est plus de deux fois plus grand que la valeur efficace des courant en mode sain. Cela s'explique par le fait que la composante i_{q1} de l'étoile alimentée doit compenser à la fois le couple de charge comme en mode sain ($i_{q1sain} = 0.085A$, voir figure IV-17-b) et le couple de frein imposé par l'étoile court-circuitée ($i_{q2cc} = -0.105A$, voir figure IV-20) ; i_{q1} dans ce cas prend alors la valeur de : $i_{q1} = i_{q1sain} + |i_{q2cc}| = 0.085 + 0.105 = 0.190A$ (comme le montre la figure IV-19-b).

On peut remarquer que l'allure de la vitesse dans ce cas (figure IV-21-b) reste pratiquement identique à son comportement en mode sain (voir figure IV-18-a) ; en effet les temps de réponse de la vitesse pour le même échelon de la vitesse sont presque identiques (22 ms), évidemment c'est la conséquence de l'augmentation du courant de l'étoile alimentée.

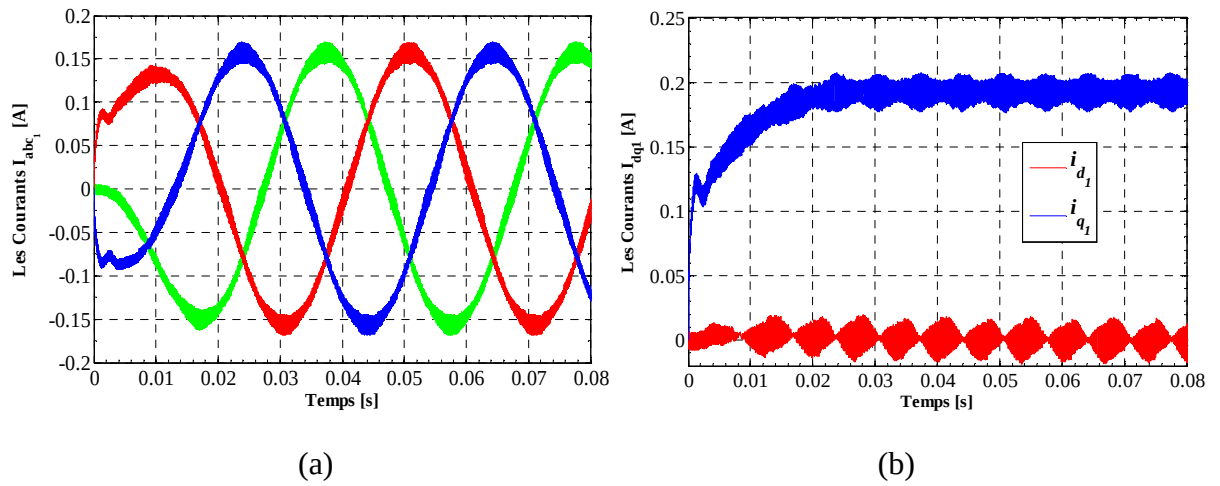


Figure IV-19 Courants dans l'étoile saine :
(a) dans le référentiel **a-b-c**, (b) dans le référentiel **d-q**.

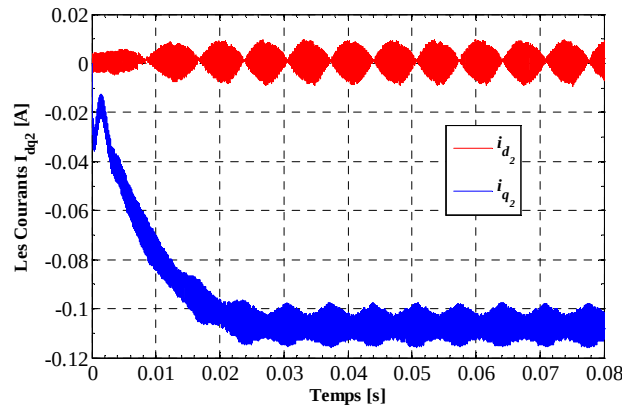


Figure IV-20 Composantes **d-q** du courant de l'étoile en court-circuit triphasé à vitesse maximale (300tr/min).

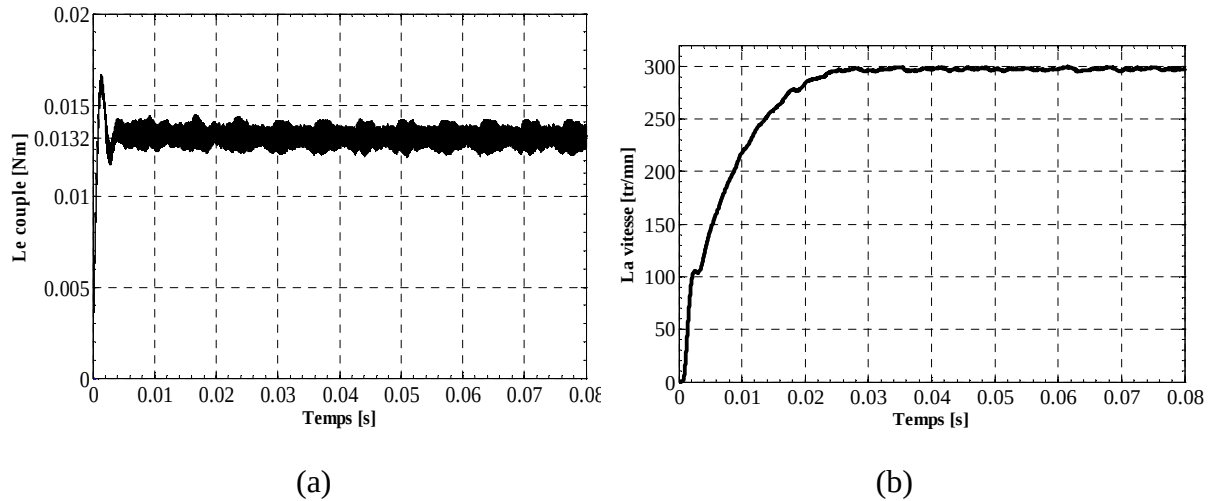


Figure IV-21 (a) Couple électromécanique, (b) Evolution de la vitesse.

Les résultats de simulation avec une étoile court-circuitée permettent de souligner les points critiques suivant lorsque la MSAP-DE fonctionne à vitesse maximale avec une étoile court-circuitée :

- Les courants dans les phases de l'étoile alimentée $i_{max} = 0.15 \text{ A}$ soit $I_{eff} = 0.1061 \text{ A}$.
- Le courant direct dans l'étoile en court-circuit est $i_{d2} \cong 0 \text{ A}$ (pas de défluxage); sa composante en quadrature étant $i_{q2} = -0.105 \text{ A}$. Donc un module $I = \sqrt{i_{d2}^2 + i_{q2}^2} \approx |i_{q2}|$. Sa valeur efficace est alors $I_{cc_{eff}} = 0.0606 \text{ A}$.

Ces relevés nous permettent de calculer les densités de courants dans l'étoile alimentée et l'étoile court-circuitée à vitesse maximale et de faire le bilan des puissances :

- La densité de courant dans l'étoile saine : $j = 7.69 \text{ A/mm}^2$.
- La densité de courant dans l'étoile en court-circuit : $j_{cc} = 4.4 \text{ A/mm}^2$.
- La puissance fournie par le bus continu (en ne tenant pas compte des pertes dans l'onduleur) $P_{bus} = 2.43 \text{ W}$, répartie comme suit :

- Pertes Joule dans l'étoile alimentée $P_{j\text{-étoile } 1} = 1.52 \text{ W}$.
- Puissance contre frein $P_{frein} = P_{j\text{-étoile } cc} = 0.5 \text{ W}$.
- Puissance utile $P_{utile} = 0.38 \text{ W}$.
- Pertes par frottements visqueux $p_{méca} = 0.04 \text{ W}$

La machine ne fonctionnant que très peu à vitesse maximale, les densités de courants et le bilan de puissance ci-dessus correspondent au cas le plus exigeant. Nous pouvons voir que lorsque la vitesse est moins importante, par exemple la moitié de la vitesse maximale, les

courants dans les deux étoiles sont moins importants (voir figures IV-22 et IV-23). Les densités de courants dans les conducteurs et le bilan de puissances sont les suivants :

- La densité de courant dans l'étoile saine : $j = 5.64 \text{ A/mm}^2$.
- La densité de courant dans l'étoile en court-circuit : $j_{cc} = 2.30 \text{ A/mm}^2$.
- La puissance fournie par le bus continu $P_{bus} = 1.15 \text{ W}$, répartie comme suit :
 - Pertes Joule dans l'étoile alimentée $P_{j\text{-étoile } 1} = 0.82 \text{ W}$.
 - Puissance contre frein $P_{frein} = P_{j\text{-étoile } cc} = 0.14 \text{ W}$.
 - Puissance utile $P_{utile} = 0.19 \text{ W}$.
 - Pertes par frottements visqueux $p_{méca} = 0.01 \text{ W}$

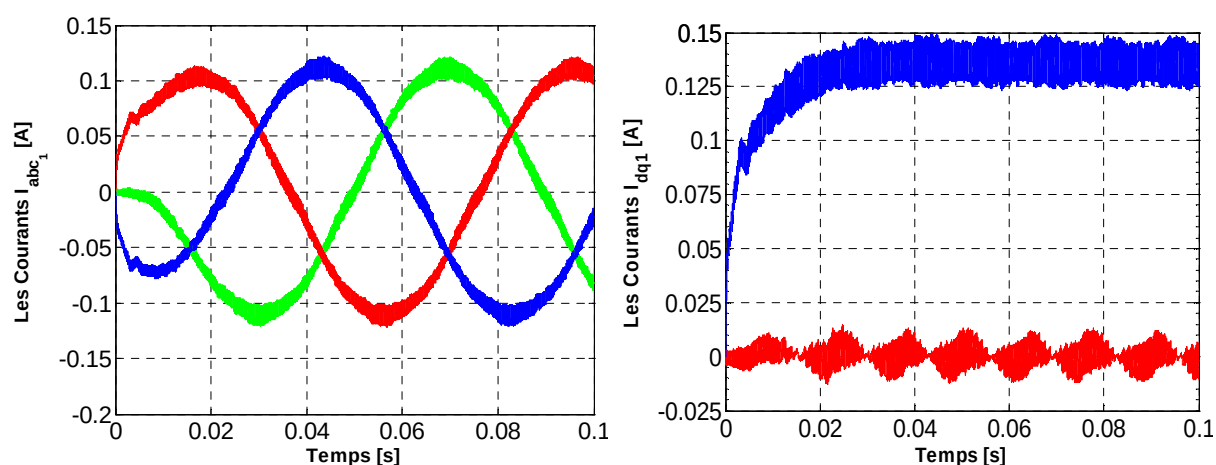


Figure IV-22 Allures des courants dans les référentiels **a-b-c** en (a) et **d-q** en (b) à la vitesse de 150 tr/mn.

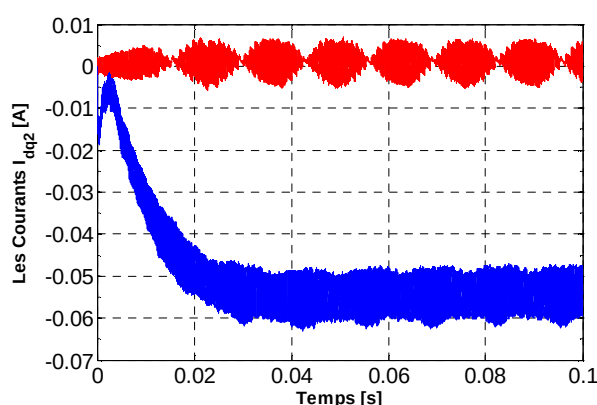


Figure IV-23 Courants **d-q** dans l'étoile en court-circuit triphasé.

La consigne de vitesse est atteinte (150 tr/mn ; voir la figure IV-24-a) et le couple électromagnétique moyen en régime établi (0.0126Nm) est égal au couple de charge (0.012Nm) au couple frottements visqueux ($f_v \Omega = 0.00062 \text{ Nm}$) près (voir figure IV-24-a).

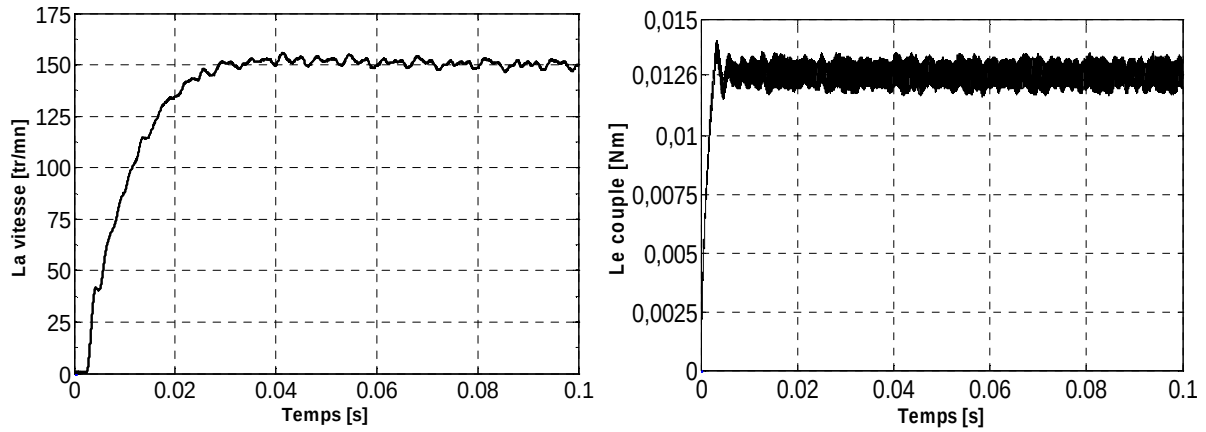


Figure IV-24 Vitesse et couple électromécanique.

IV.3.2.3. Remarque et validation a posteriori du modèle de la MSAP-DE avec une étoile court-circuitée :

Les paramètres du modèle de la MSAP-DE étaient identifiés en section IV.3.1 en utilisant la méthode d'éléments finis en alimentant uniquement l'une des deux étoiles (voir les paragraphes IV.3.1.1 et IV.3.1.2). Afin de vérifier qu'en cas d'un défaut de court-circuit sur une étoile à vitesse maximale (le défaut le plus sévère), le modèle de Park proposé représente correctement la MSAP-DE, nous effectuons un test supplémentaire. Il s'agit de calculer le couple de la machine en utilisant la méthode d'éléments finis lorsque les deux étoiles de la machine sont alimentées avec les courants issus du modèle de Park de la MSAP-DE avec une étoile court-circuitée. Ainsi, les deux étoiles sont alimentées, l'une par les courants de l'étoile saine et l'autre par les courants de l'étoile en court-circuit triphasé ($i_{d1} = 0A$, $i_{q1} = i_{q1sain} + |i_{q2cc}| = 0.085 + 0.105 = 0.190A$, $i_{d2} = 0A$ et $i_{q2} = i_{q2cc} = -0.105A$). Nous validons le modèle **d-q** de la MSAP-DE si la valeur moyenne du couple obtenu par éléments finis correspond à celui issu du modèle **d-q**.

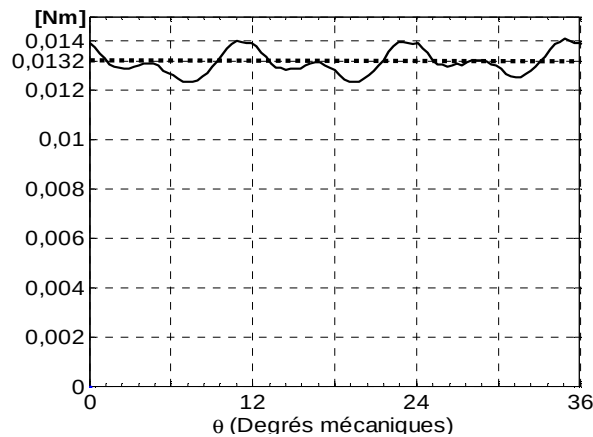


Figure IV-25 Allure du couple de la MSAP-DE calculé par la méthode d'éléments finis lorsque l'une des étoiles est en court-circuit triphasé à vitesse maximale.

La figure IV-25 représente l'allure du couple produit par la MSAP-DE avec une étoile court-circuitée à vitesse maximale. Nous pouvons remarquer que le couple moyen obtenu par simulation éléments finis (0,0132 Nm sur la figure IV-25) est égal au couple calculé par le modèle d-q de la MSAP-DE (voir la figure IV-21-a en régime établi). Ceci nous permet de dire que le surplus de courant dans l'étoile saine (dû au court-circuit dans la seconde étoile à vitesse maximale), ne sature pas la machine et de ce fait le modèle **d-q** de la MSAP-DE ainsi que la méthode utilisée pour identifier ses paramètres restent valables en tous points de fonctionnement, à la fois en mode sain et en présence de défaut.

IV.4.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons dimensionné une machine synchrone à aimants permanents double étoile pour équiper un actionneur de positionnement qui tolère les défauts notamment un défaut de court-circuit sur l'une des phases appartenant à l'une des étoiles. Pour que ce défaut ne perturbe pas le fonctionnement de l'étoile saine, les phases de l'étoile défectueuse sont mises en court-circuit triphasé et la préoccupation majeure est maintenant de réduire les courants dans cette étoile court-circuitée.

Il ressort de l'analyse de courants dans l'étoile en court-circuit triphasé lors d'un fonctionnement en défaut que contrairement au cas de MSAP-DE de vitesse ou puissance relativement élevée où ces courants sont limités par les réactances ($L\omega$) de phases[VEL11], les courants dans l'étoile en court-circuit sont limités par la résistance de phase. La résistance de phase de la MSAP-DE que nous avons étudiée (faible volume et faible puissance), étant élevée les courants dans l'étoile en court-circuit triphasé sont limités et d'autant plus car la vitesse de la machine est limitée à 300tr/mn ce qui limite la fém (limitant ainsi les courants dans les bobines en cas de court-circuit).

En mode de fonctionnement normale (sans défaut), le couple de charge nominal est fourni à vitesse maximale et les courants absorbés sont relativement faibles ainsi que la densité de courant dans les conducteurs. La position du rotor peut être tenue en alimentant la machine et la puissance consommée pour le faire est relativement faible (inférieure à 3 W)

En présence de défaut (un court-circuit triphasé sur l'une des étoiles), le couple de charge nominal est fourni à la vitesse maximale sans que l'échauffement dû au supplément de puissance nécessaire pour contrecarrer le couple de frein créé par les courants dans l'étoile court-circuitée, ne soit néfaste pour la machine.

CONCLUSION

Dans ce travail, nous avons traité de la problématique des actionneurs de positionnement, principalement pour l'aéronautique, dans un souci d'amélioration de leur disponibilité. Nous avons comparé différentes architectures et topologies de machines électriques de type réluctance variable, pas à pas ou synchrone à aimants permanents.

Les travaux de cette thèse comportent deux grands volets : le premier, académique, traite du développement de nouveaux modèles adaptés aux différentes structures de machines. Le second volet, plus technique, vise à comparer et mettre en avant les points forts et les points faibles de chaque structure.

Le modèle couplé éléments finis 2D - réseau de perméances que nous avons développé permet de prendre en compte les particularités géométriques d'une machine à réluctance variable hybride et l'état de saturation magnétique des ses différentes armatures. Les perméances dudit réseau sont identifiées par la méthode des éléments finis 2D et sont exprimées sous forme de séries de Fourier fonctions de la position du rotor et de la différence de potentiel magnétique (ddpm) entre leurs bornes. Ce type de modèle est très adapté aux modèles pour lesquels le champ a des trajectoires dans les trois dimensions. De plus la formulation spectrale donne une certaine flexibilité au modèle, en permettant de donner des expressions analytiques aux grandeurs complexes et généralement non linéaires que sont les flux dans les phases de la machine, la coénergie ou encore le couple électromécanique. Ainsi les contributions des différents harmoniques d'espace à la coénergie et au couple peuvent être clairement quantifiées, de même que l'influence des sources de puissance que sont l'aimant ou les courants dans les bobines.

En régime statique où les courants dans les différentes bobines de la machines sont connus, les ddpm aux bornes des différentes perméances sont calculées en résolvant un système d'équations magnétiques issues des lois de Kirchhoff écrites pour le réseau de perméances correspondant au circuit magnétique de la machine. Comme nous l'avons évoqué au chapitre II, la résolution de ce système d'équations, dont les paramètres varient de façon non linéaire, se fait en utilisant un algorithme itératif. Les ddpm aux bornes des perméances étant déterminées, la coénergie et le couple électromagnétique sont calculés à partir de leurs expressions analytiques qui sont des fonctions de ces ddpm et de la position du rotor.

En régime dynamique, les performances de la machine sont calculées pas à pas et à chaque pas de calcul la position du rotor est connue. Le réseau du circuit magnétique équivalent de la machine est couplé à son circuit électrique à travers les flux totaux de phases dont les

variations sont dues soit aux modifications des grandeurs électriques, soit à la modification de la position du rotor. Le système d'équations magnétiques écrit pour le régime statique est complété par les équations donnant les flux totaux de phase en fonction des flux dans les branches du réseau de perméances de la machine pour former un nouveau système d'équations non linéaires qui est résolu comme en régime statique par un algorithme.

Les équations mécaniques de la machines permettent de déterminer la vitesse et par suite, la position du rotor au pas de calcul suivant.

Notons que pour notre application les MRV ou MRVH sont commandées en boucle ouverte (ce qui minimise le nombre de capteurs de courant et par conséquent augmente la fiabilité de l'actionneur) ; les courants sont donc imposés dans les bobines des différentes phases suivant les séquences programmées.

Les modèles de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP-DE) sont établis en s'appuyant sur les modèles classiques de Park des machines synchrones à aimants permanents. La MSAP-DE étudiée étant destinée à une application où la continuité de service une priorité, son comportement à été étudié lorsque elle est soumise à un défauts, notamment le plus probable de ceux-ci qui est la mise en court-circuit d'une phase (suite à la casse d'un transistor du convertisseur qui l'alimente), qui est transformé par la commande en court-circuit triphasé.

Pour la gamme de vitesses et de couples correspondant à l'application traitée, l'analyse des courants dans les phases de l'une des étoiles lorsque celle-ci est en court-circuit triphasé nous montre que ceux-ci sont essentiellement limités par les résistances de phase.

Les MSAP-DE de faibles puissances et basses vitesses tolèrent donc naturellement le défaut de court-circuit de phase. Dans ces conditions, l'étoile saine assure le fonctionnement de la machine sans que celle-ci ne subisse de dommage significatif dû au supplément de puissance que doit fournir l'étoile saine pour contrecarrer le couple frein produit par les courants dans l'étoile court-circuitée.

Dans les chapitres III et IV, nous avons simulé le comportement de différentes architectures de machines tolérant les défauts pour une application de positionnement dans l'aéronautique. Deux types de machines ont été étudiés, à savoir les machines à réluctance variable (chapitre III) et le machines synchrones à aimants permanents (chapitre IV). Les structures tolérant les défauts que nous avons retenues sont celles ayant deux canaux d'alimentation (ou deux étoiles): les machines à réluctance variable à deux canaux d'alimentation (MRVH-2C), commandées en boucle ouverte, et les MSAP-DE dont la

commande se fait en boucle fermée. Ces deux structures de machines présentent à la fois des avantages et des inconvénients tant sur leur structure que sur leur mode de fonctionnement.

Sur le plan de l'architecture, du fait des faibles valeurs de ses dimensions, notamment celles des dents rotoriques ou des dents de plots statoriques, ou même de l'entrefer minimal ($35\mu\text{m}$), la confection de la MRVH-2C n'est pas aisée.

Pour le même couple nominal (0.012Nm) et un échauffement quasi identique, la MRVH-2C est plus volumineuse que la MSAP-DE. En effet la MSAP-DE est 25% moins longue que la MRVH-2C ; les rayons des rotors des machines sont très peu différents, le moment d'inertie de MASAP-DE est plus faible ce qui limite les pics de courants lors des accélérations et permet aussi obtenir une réponse mécanique rapide en mode sain (10ms pour les MSAP-DE contre 20ms pour la MRVH-2C).

La MRVH-2C est alimentée par deux convertisseurs ayant chacun cinq composants commandables alors que les deux convertisseurs alimentant la MSAP-DE en ont chacun six. Les actionneurs à MRVH-2C ayant le moins de composants commandables ont une plus faible probabilité de panne que les MSAP-DE. Ceci se justifie d'autant plus la MRVH-2C étant commandée en boucle ouverte avec comme seule régulation celle de la somme des courants dans les quatre phases d'un canal d'alimentation, elle ne nécessite qu'un seul capteur de courant là où la MSAP-DE, commandée en bouclée fermé à besoin de deux capteurs de courant par étoile d'alimentation et d'un capteur de position.

Les simulations ont montré que les actionneurs équipés de MRVH-2C ou de MSAP-DE tiennent bien la charge nominale pour l'application visée dont le couple est de 0.012Nm , et ceci pour des vitesses allant jusqu'à la vitesse maximale imposée (300 tr/mn). Au-delà de cette charge, la MRVH-2C perd des pas alors que la MSAP-DE perd de la vitesse.

La MRVH-2C choisie a 26 dents régulièrement réparties au rotor, 8 plots à trois dents au stator et elle fait 104 pas par tour et il est possible maintenir le rotor sur l'une quelconque de ses positions d'équilibre stable (les différents pas) en s'aidant uniquement de la commande qui génère le train d'impulsions imposant les courants dans les différentes. Alimentée en mode 1, la résolution de la machine est d'environ $3,46^\circ$. Cette résolution peut être adaptée ou améliorée (réduite) par l'utilisation d'un réducteur mécanique, ce qui n'est pas nécessaire pour les actionneurs équipés de MSAP-DE car leur rotor peut se stabiliser sur toutes les positions.

La commande en boucle fermée des MSAP-DE conduit à imposer les courants optimaux dans les phases, de façon à ce que les pertes Joule soient minimales ; ce n'est pas le cas pour la MRVH-2C dont la commande est effectuée en boucle ouverte. En effet pour une commande de ce type, les courants sont imposés à des instants ou positions où le couple produit est bien inférieur à l'optimum du couple atteignable pour ces valeurs de courants. Ainsi pour produire un couple donné, les courants sont surdimensionnés ce qui a pour conséquence des pertes Joule beaucoup plus importantes que dans le cas des actionneurs équipés de MSAP-DE. C'est ce qui justifie le fait que la tension de bus continu soit de 60 V pour la MRVH-2C et 28 V pour la MSAP-DE. Puisque pour les machines étudiées l'action prime sur le rendement, et que les puissances engagées sont très faibles (de quelques watts à 30 watts au maximum) ce désavantage qu'a la MRVH-2C par rapport à la MSAP-DE peut être compensé par le fait que sa commande est beaucoup moins complexe que celle de la MSAP-DE.

Pour que les actionneurs équipés avec une MSAP-DE puissent être comparables à ceux équipés de MRVH-2C qui sont capables de tenir une charge même quand elles ne sont pas alimentées (par leur couple de détente), cette MSAP-DE doit fournir un couple de détente d'amplitude et de fréquence comparables. Une esquisse de la géométrie d'une telle MSAP-DE peut être une machine synchrone à aimants permanents double étoile dont le stator à plots dentés porte les enroulements définissant les différentes étoiles ; le rotor de cette machine pourrait être à aimant enterrés ou à concentration de flux : ainsi, les pièces polaires rotoriques pourraient être dentées. La grande difficulté est de pouvoir ajuster la période et l'amplitude de ce couple de détente.

BIBLIOGRAPHIE

- [KAN89] M. KANT, «*Les actionneurs électriques pas à pas* ». Traité des nouvelles technologies, série automatique , Hermès, 1989.
- [MIL93] T. J. E. MILLER, *Switched Reluctance Motors and thier Control*. MAGNA PHYSICS PUBLISHING AND CLARENDON PRESS. OXFORD, 1993.
- [MAI04a] A. MAIFERT and F.-M. SARGOS. (2004,) Machines à réluctance variable (mrv). Principes des mrv. Machines à commutation.. [Online]. www.techniques-ingenieur.fr
- [LAP07] B. LAPORTE, *Machines électriques tournantes. Conception, dimensionnement, fonctionnement*, Ellipses ed. 2007.
- [NOG05] B. NOGAREDE, *ELECTRODYNAMIQUE APPIQUEE Fondements et principes physiques de l'électrotechnique*. Paris: Dunod, 2005.
- [SOA01] F. SOARES and P. J. COSTA BRANCO, "Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment," *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMES*, vol. 37, no. 3, pp. 989-1009, Jul. 2001.
- [ICH03] I. ICHINOKURA, T. KIKUCHI, K. anakamura, T. WATANABE, and H.-J. GUO, "Dynamic Simulation Model of Switched Reluctance Generator," *IEEE TRANSACTIONs ON MAGNETICS*, vol. 39, no. 5, pp. 3253-3254, Sep. 2003.
- [SAR81] F.-M. SARGOS, "Etude théorrique des performances des machines à réluctance variable," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de Doctorat, soutenue le 27 Mars 1981.
- [SAR87] F. M. SARGOS and B. LAPORTE, "Les machines à réluctance variable: structures et applications," *Revue générale d'électricité*, pp. 28-34, Mar. 1987.
- [HAM09] M. O. HAMITI, "Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable. Approches par la stracture et la commande," Université Henri Poincaré Nancy-I. Thèse de Doctorat, 2009.
- [RAB91] A. RABIH, "Cacul et optimisation des machines hybrides à double excitation axiale. Dimensionnement et choix des aimants," Institut National Polytechnique de Lorraine. Thèse de Doctorat, 1991.
- [GIF83] *Servocommandes Française (1945-1982) extrait d'un ouvrage du GIFAS*. 10 août 1983.

- [MOR05] L. MOREAU, "Modélisation, conception et commande de generatrices à réluctance variable basse vitesse," Université de Nante. Thèse de Doctorat, 2005.
- [MAI04b] A. Maifert and F.-M. Sargos. (2004,) Machine à réluctance variable (MRV). Machines polyphasées. Machines excitées.. [Online]. www.techniques-ingenieur.fr
- [KEN92] T. KENJO, *Stepping Motors and their Microprocessor Controls*. Oxford Science Publications, 1984-1992.
- [SEG94] G. SEGUIER and F. NOTELET, *Electrotechnique Industrielle*, 2nd ed., Lavoisier, Ed. Technique et documentation, 1994.
- [ACA07] P. ACARNLEY, *Stepping Motors : a guide to theory and practice*, 4th ed., I. C. E. S. 63, Ed. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 2007.
- [KRI01] R. KRISHNAN, *SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVES: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*, C. P. LLC, Ed. INDUSTRIAL ELECTRONICS SERIES, 2001.
- [MIL01] T. J. E. MILLER, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, T. J. E. MILLER, Ed. NEWNES POWER ENGINEERING SERIES, 2001.
- [Dah02] M. Dahmane, "Machine à réluctance variable en fonctionnement/générateur. Contribution à l'optimisation de la structure et de l'alimentation," Institut National Polytechnique de Lorraine. Thèse de Doctorat, 2002.
- [BOI10] T. BOILEAU, "Contribution à la Continuité de Service des Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents - Tolerance au Défaut de Capteur Mécanique - Détection de Défauts Electriques," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2010.
- [TAK07] N. TAKORABET, "Sur le traitement des harmoniques d'espace dans les convertisseurs électromécaniques," Institut National Polytechnique de Lorraine HDR, 2007.
- [MAM10] D. MAMI, "Définition, conception et expérimentation de structures d'actionneurs électromécaniques innovants incluant par conception des fonctionnalités de sûreté et de sécurité de fonctionnement," Institut National Polytechnique de Toulouse. Thèse de Doctorat, soutenue le 22 Janvier 2010.
- [SHA07] M. A. SHAMSI-NEJAD, "Architectures d'alimentation et de commande d'actionneurs tolérants aux défauts. Régulateur de courant non linéaire à large bande passante.," Institut National Polytechnique de Lorraine. Thèse de Doctorat, soutenue le 11 Juillet 2007.
- [CEN98] CENA/SDF. (1998) Glossaire de la Sûreté de Fonctionnement. [Online].

- [MAV07] J. MAVIER, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne. Applications pour le domaine aéronautique," INPT, Thèse de Doctorat, 2007.
- [MEI04] F. Meibody-Tabar, B. Davat, R. Meuret, and S. Vieillard, "Architectures segmentées d'alimentation à convertisseurs modulaires pour les actionneurs d'avion; fonctionnement en modes dégradés," in *Journées 2004 de la section électrotechnique du club EEA*, Cergy-Pontoise, 18-19 mars 2004.
- [SHA06] M. A. SHAMSI, S. PIERFEDERICI, and F. MEIBODY-TABAR, "The study of double star synchronous machine in normal mode and the control strategy in degraded mode," *IEEE, Industrial Electronics, IECON*, pp. 5057-5062, 2006.
- [NOE04] C. Noel, N. Takorabet, and Meibody-Tabar, "C. NoShort-Circuit CurrentReduction Technique for Surface Mounted PM Machines in High Torque-Low Speed Applications," in *IEEE -IAS Annual Meeting*, Seattle (USA), Oct 2004.
- [VAS10] B. VASEGHI, N. TAKORABET, and F. MEIBODY-TABAR, "Short-circuit current reduction of PM motors by magnet segmenation technique," *Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, no. 14th IEEE Conference, May 2010.
- [VEL11] N. VELLY, "Contribution à l'étude de machines multi enroulements pour l'aeronautique: Machine synchrone à aimants permanents pour la tolerance aux défauts; Machine asynchrone pour la traction," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de Doctorat, soutenue le 06 Avril 2011.
- [MAR00] J. P. Martin, F. Meibody Tabar, and B. Davat, "Multiple phase Permanent magnet Synchronous Machine supplied by VSI's, working during fault conditions," in *Conf. Record 2000 IEEE IAS Annual meeting*, Roma Italy, Oct. 2000, pp. 8-12.
- [MAT96] N. MATSUI, M. NAKAMURA, and T. KOSAKA, "Instantaneous Torque Analysis of Hybrid Stepping Motor," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 32, no. 5, pp. 1176-1182, Sep. 1996.
- [VAN03] D. VAN DEN BOSSCHE, " "More electric" control surface actuation ; a standard for the next generation of transport aircraft.," in *EPE*, Toulouse, 2003.
- [ZHU05] Z. Q. ZHU, et al., "Analysis of Electromagnetic Performances of Flux-Switching Permanent-Magnet Machines by Nonlinear Adaptive Lumped Parameter Magnetic Circuit Model," *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 41, no. 11, pp. 4277-4287, Nov. 2005.
- [RAM06] T. RAMINOSOA, "OPTIMISATION DES PERFORMANCES DES MACHINES SYNCHRO-RELUCTANTES PAR RESEAUX DE PERMEANCES," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2006.

- [HWA06] T.-S. HWANG, J.-K. SEOK, and D.-K. KIM, "Active Damping Control of Lineaire Hybrid Stepping Motor for Cogging Force Compensation," *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 42, no. 2, pp. 329-334, Feb. 2006.
- [BEL08] C. BELALAHY, "DIMENSIONNEMENT D'UNE MACHINE SYNCHRO-RELUCTANTE A EXCITATION HOMOPOLAIRE PAR RESEAUX DE PERMEANCES," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2008.
- [KEN09] E. D. KENMOE FANKEM, N. TAKORABET, F. MEIBODY-TABAR, and F. M. SARGOS, "Nonlineaire Couple FE-circuit model for the optimisation of 3D Saturated Hybrid Motors," in *17th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, Florianoplois, Brasil, 2009, pp. 225-226.
- [FMS95] S. F. M., G. E. J., and P. Zaskalicky, "Etude analytique de fonctionnement des moteurs à réluctance alimentés à fréquence variable," *JOURNAL DE PHYSIQUE III*, vol. 5, pp. 339-354, Mar. 1995.
- [VAS09] B. VASEGHI, "CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRES Modélisaation - Réduction du courant de défaut," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2009.
- [SAK95] M. SAKAMOTO and A. TOZUNE, "Hybrid type stepping motor," U.S. United States Patent N°. 5,410,200, 1995.
- [WHE03] P. W. WHEELER, L. EMPRINGHAM, M. APAP, and L. DE LILO, "A Matrix Converter Drive for an Aircraf Actuation System," in *EPE*, Toulouse, 2003.
- [JUF04] M. JUFER, *ELECTROMECHANIQUE Nouvelle édition, revue et augmentée*. CH-1015 Lausanne: Presses polytechniques et universitaires romandes, 2004.
- [FAN10] E. D. K. FANKEM, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, and F. M. Sargos, "Non linear finite element-circuit model of a hybrid stepping motor," *COMPEL*, vol. 29, no. 4, pp. 957-963, 2010.
- [MES01] L. MESSO, "Etude, modélisation et optimisation des moteurs synchrones à griffes pour l'instrumenttation des tableaux de bord des vehicules automobiles," Institut National Polytechnique de Lorraine. Thèse de Doctorat, soutenue le 19 Avril 2001.
- [MIL02] T. J. MILLER, "Optimal Design of Switched Reluctance Motors," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 49, no. 1, pp. 15-27, 2002.

**AUTORISATION DE SOUTENANCE
DU DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LORRAINE**

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur TOUNZI Abdelmounaim, Professeur, Université de Lille 1,
Monsieur CHARPENTIER Jean-Frédéric, Maître de Conférence HDR, Ecole Navale de Brest.

Le Président de l'Université de Lorraine, autorise :

Monsieur KENMOE FANKEM Eric Duckler

à soutenir devant un jury de l'UNIVERSITE DE LORRAINE, une thèse intitulée :

"Etude des différentes structures d'actionneurs de positionnement pour l'aéronautique"

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LORRAINE

Intitulé du doctorat : **"Génie Electrique"**

Fait à Vandoeuvre, le **8 Novembre 2012**

Le Président de l'Université de Lorraine,

Pierre MUTZENHARDT



ETUDE DE DIFFERENTES STRUCTURES D'ACTIONNEURS DE POSITIONNEMENT POUR L'AERONAUTIQUE

Résumé

Pour certaines applications de positionnement dans les systèmes embarqués la puissance ou les couples mis jeu en peuvent être faibles. Les actionneurs utilisés pour ces applications sont équipés de machines pas à pas telles que les machines réluctance variable excitées ou non, ou encore des machines synchrones à aimants permanents. En aéronautique, ces actionneurs doivent être les plus compacts possibles et la continuité de service est exigée. La redondance partielle ou totale de l'actionneur est solution permettant d'assurer la continuité de service. Nous avons étudiés plusieurs structures de machines notamment les machines à deux voies d'enroulement pour leurs compacité telles les machines à reluctance variable à excitation homopolaire (MRVH-2C) et les machines synchrones à aimants permanent (MSAP-DE). Dans le but faciliter ou motiver le choix de l'une ou l'autre des structures, nous avons développé des modèles de machines capables de fournir des informations sur les grandeurs mesurables ou non, et sur le comportement des actionneurs.

Ainsi à partir d'un calcul éléments finis 2D nous avons mis au point plusieurs modèles couplés EF 2D réseau de perméances de la MRVH-2C qui tiennent compte de l'état de saturation magnétique et du caractère tridimensionnel de cette machine. Ceux-ci ont été utilisés pour simuler le comportement de l'actionneur dans différentes situations.

Toujours pour une application de positionnement à faibles puissance et basse vitesse, nous avons dimensionné, modélisé et simulé une MSAP-DE commandée en boucle fermée et qui, de façon intrinsèque tolère le défaut de court-circuit triphasé grâce à sa résistance de phase qui est élevée.

Mots clé : Machines pas à pas, machines à reluctance hybride à deux canaux d'alimentation, machines synchrones à aimants permanents double étoiles, modélisation, positionnement, continuité de service.

STUDY OF VARIOUS STRUCTURES OF ACTUATORS FOR POSITIONING IN AERONAUTICS

Abstract

For certain applications of positioning in embedded systems power or torque needed can be low. Actuators used for these applications can be equipped with stepper machinery such as variable reluctance machines excited (or not) or permanent magnets synchronous machine. In aeronautic these actuators should be as compact as possible and continuity of service is required. Partial or total redundancy of the actuator can ensure the continuity of service. We have studied various structures of machines particularly double channel machines for their compactness such as two channels hybrid variable reluctance machines (2C-HVRM) and double channel permanent magnets synchronous machines (DC-PMSM). In the aim of facilitating or of justifying the choice of one or the other of these structures, we have developed models of able to provide information on measurable (or non measurable) features, and the behavior of the actuators.

So from a 2D finite element calculation we have developed several coupled 2D FE permeances network models of a 2C-HVRM taking account of the magnetic saturation state of this machine and its three-dimensional character. These models were used to simulate the behavior of the actuator in different situations.

Always for positioning application with low power and low speed, we sized, modeled and simulated a DC-PMSM close loop controlled. That machine is intrinsically tolerant to phase short-circuit fault, thanks to its high phase resistance

Key word: Step by Step Machines, Two-channel Hybrid Reluctance Machine, Double Channel Permanent Magnets Synchronous Machines, Modeling, Positioning, Continuity of Service.