

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU

FACULTE DE : GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT : ELECTROTECHNIQUE

THESE DE DOCTORAT
SPECIALITE : ELECTROTECHNIQUE

Présentée par :
Mr BOUKAIS Boussad

Sujet :

**CONTRIBUTION A LA MODELISATION DES SYSTEMES COUPLES
MACHINES CONVERTISSEURS : APPLICATION AUX MACHINES A AIMANTS
PERMANENTS (BDCM-PMSM)**

Devant le jury composé de :

Mr BENAMROUCHE Nacer Eddine ;	Professeur ;	U.M.M.T.O, Tizi-Ouzou ;	Président
Mr ZEROUG Houcine ;	Professeur ;	U.S.T.H.B, Alger ;	Rapporteur
Mr ZAIM Mohammed-El-Hadi ;	Professeur ;	Polytechnique, Nantes;	Examineur
Mr REKIOUA Toufik ;	Professeur ;	U.A.M.B, Béjaïa;	Examineur
Mr REFOUFI Larbi ;	Professeur ;	U.M.B.B, Boumerdes ;	Examineur
Mr HADDAD Salah ;	Professeur ;	U.M.M.T.O, Tizi-Ouzou;	Examineur

Soutenu publiquement le : 21 / 02 / 2012

Dédicaces

A la mémoire de mon frère Salem

A toute ma famille et tous mes Amis (es)

Remerciements

Remerciements

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur **Houcine Zeroug**, professeur à l'université des sciences et de la technologie Houari Boumédiène (U.S.T.H.B). Je tiens à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de diriger ce travail. Sa disponibilité, ses conseils et ses encouragements durant de longues années m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Je remercie Monsieur **Nacer Eddine Benamrouche**, professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (U.M.M.T.O) pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de présider ce jury.

Que Monsieur **Mohammed-El-Hadi Zaim**, professeur à l'école polytechnique de Nantes trouve ici l'expression de mes plus vifs remerciements pour avoir accepté de nous consacrer un peu de temps de son activité scientifique en participant à ce jury.

Je remercie également Monsieur **Toufik Rekioua**, professeur à l'université Abderrhamane Mira de Béjaïa (U.A.M.B) d'avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie du jury.

Que Monsieur **Larbi Refoufi**, professeur à l'université M'hamed Bougara de Boumerdes (U.M.B.B), qui a bien voulu faire partie du jury, trouve ici l'expression de mes vifs remerciements.

Je tiens également à remercier Monsieur **Salah Haddad**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (U.M.M.T.O) pour avoir accepté d'examiner et de critiquer ce travail.

Mes remerciements vont également à Mr **Hamid Sediki**, Mr **Said Harmim** et Mr **Brahim Nait Kaci**, pour leur amitié ainsi que pour le temps passé ensemble à remettre en cause nos connaissances sur le monde des machines électriques.

Que Mr **Tahar Otmane Cherif** et Mr **Nahid Mufidzada** trouvent ici toute ma gratitude pour leur soutien moral et leurs encouragements durant ce travail.

Je remercie également Mr **Ali Bechouche**, notre jeune collègue et Doctorant au niveau du département pour sa sympathie et ses encouragements.

Je ne peux oublier de remercier Mr **Azouaou Aoudj**, informaticien de notre faculté, qui par sa disponibilité, sa serviabilité et ses compétences fortes appréciées en informatique, nous a énormément facilité la tâche.

Que tous les collègues du département d'Electrotechnique de L'U.M.M.T.O, trouvent ici mes sincères sentiments de reconnaissance, en particulier l'équipe du Labo TES 403, pour leurs encouragements.

Sommaire

S O M M A I R E

INTRODUCTION GENERALE	P.1
Chapitre I. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	
I.1. Introduction	P.4
I.2. Les aimants permanents	P.5
I.2.1. Caractéristiques générales des aimants permanents	P.5
I.2.2. Différents types d'aimants permanents	P.6
I.3. Différentes structures de machines synchrones à aimant permanent	P.7
I.3.1 Structures à flux radial (RFPM)	P.8
I.3.1.1 Structures à aimants déposés en surface	P.8
I.3.1.2 Structures à aimants encastrés	P.9
I.3.1.3 Structures à aimants enterrés	P.9
I.3.1 Structures à flux axial (AFPM)	P.10
I.4. Configuration des machines PMSM et BDCM	P.12
I.5 Applications des machines synchrones à aimants permanents	P.12
I.6. Conclusion	P.14
Chapitre II. Modèle de l'ensemble Machine-Convertisseur	
II.1. Introduction	P.15
II.2 Système d'étude	P.15
II.3 Modèle magnétostatique de la machine	P.16
II.3.1 Formulation du modèle magnétostatique	P.16
II.3.2 Résolution par la Méthode des éléments finis :	P.17

II.3.3 Exploitation du logiciel de calcul numérique Maxwell 2D	P.18
II.3.3.1 Présentation de la machine étudiée	P.19
II.3.3.2 Maillage de la section de la machine	P.19
II.3.3.3 Matériaux utilisés	P.20
II.3.3.4 Résolution et résultats	P.22
II.3.4 Détermination des paramètres électromagnétique de la machine	P.23
II.3.4.1 Méthode de détermination de la force contre électromotrice à vide.	P.23
II.3.4.2 Méthode de détermination de la force électromotrice en charge nominale	P.24
II.3.4.3 Méthodes de détermination des inductances de la machine.	P.24
II.3.4.3.1 Méthode basée sur l'énergie magnétique emmagasinée	P.25
II.3.4.3.2. Méthode basée sur le flux magnétique embrassé par le bobinage	P.26
II.3.4.4 Méthodes de détermination de la caractéristique du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor.	P.27
II.3.5 Détermination des solutions du champ magnétique crée uniquement par les aimants permanents.	P.28
II.3.5.1 Détermination de l'allure de la f.c.e.m à vide d'une phase en fonction de la position du rotor	P.30
II.3.5.2 Détermination de l'allure du couple de détente en fonction de la position du rotor	P.31
II.3.6 Détermination des solutions du champ crée uniquement par les phases statoriques.	P.31
II.3.7 Détermination des solutions du champ crée par les aimants rotoriques et deux phases statoriques simultanément alimentées.	P.34
II.3.7.1 Détermination de l'allure de la f.c.e.m en charge.	P.35
II.3.7.2 Détermination du couple statique total de la machine	P.36

II.3.7.3 Détermination du couple d'interaction entre les deux champs	P.37
II.3.8 Validation expérimentale du modèle magnétostatique	P.37
II.3.8.1 Détermination expérimentale de l'inductance propre d'une phase:	P.37
II.3.8.2 Détermination expérimentale de la f.c.e.m d'une phase de la machine	P.38
II.4 Modèle électrique de la machine	P.39
II.5 Modèle mécanique de la machine	P.43
II.6 Modèle du capteur de position	P.45
II.7 Modèle du convertisseur de puissance:	P.47
II.7.1 Tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de commutation du secteur 1	P.49
II.7.2 Tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de conduction du secteur 1	P.51
II.8 Modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur piloté par un capteur de position	P.54
II.9. Résultats de simulation du système BDCM- Convertisseur	P.55
II.9.1 Fonctionnement en régime permanent	P.55
II.9.2 Fonctionnement en régime dynamique	P.58
II.10 Conclusion	P.62
Chapitre III. Minimisation des ondulations de couple	
III. 1. Introduction	P.63
III. 2. Etat de l'art de la minimisation des ondulations de couple des machines BDCM	P.64
III.3. Description de l'approche utilisée	P.67
III. 4. Choix initial d'une allure de f.c.e.m à optimiser	P.68
III. 5. Prédétermination analytique de l'allure optimale de la f.c.e.m	P.71

III. 6 Influence de la géométrie des aimants sur l'allure de la f.c.e.m	P.78
III.6.1 Principe de la segmentation	P.78
III.6.2 Cas des structures en V	P.81
III.6.3 Cas des Structures en U	P.85
III.7 Comparaison des résultats obtenus avec les différentes f.c.e.m	P.89
III.8 Conclusion	P.92
Chapitre IV. Mise en Œuvre d'un banc d'essai expérimental	
IV.1. Introduction	P.93
IV.2. Description du banc d'essai	P.94
IV.2.1 Machine	P.95
IV.2.2 Capteur de position	P.95
IV.2.3 Capteurs de Courant	P.97
IV.2.4 Capteurs de tension	P.100
IV.2.5 Onduleur de tension triphasé	P.103
IV.2.5.1 Circuit de Puissance	P.104
IV.2.5.2 Commande Rapprochée	P.107
IV.2.5.3 Logique de Commande	P.114
IV.3 Résultats expérimentaux	P.130
IV. 3.1 Essais préliminaires	P.130
IV.3.2 Essais sur le système BDCM-Onduleur 120°.	P.133
IV.3.2.1 Commande analogique	P.133
IV.3.2.1 Essai à vide	P.133
IV.3.2.2 Essai en charge	P.135

IV.3.3 Comparaison avec les résultats de simulation.	P.137
IV.3.2.2 Commande numérique	P.138
IV.3.2.2.1 Description du programme de commande implémenté sur DSP	P.140
IV.3.2.2.2 Résultats expérimentaux avec la commande numérique par DSP	P.142
IV.4 Conclusion	P.143
CONCLUSION GENERALE	P.145

Introduction générale

Introduction générale

L'augmentation croissante de l'utilisation des machines électriques dans diverses applications a grandement contribué à la forte demande d'énergie dans le monde. Afin de limiter l'importante consommation d'énergie et les problèmes d'environnement générés, les solutions d'entraînements électriques plus compactes et à rendement plus élevé sont devenues très recherchées. Ainsi, les machines conventionnelles sont de plus en plus remplacées par les machines synchrones à aimants permanents à structures spéciales. En effet, de telles structures n'ayant aucun enroulement au rotor, donc moins de pertes de cuivre, présentent un rendement plus élevé que celui des machines conventionnelles. Cependant, dans la plupart des applications, ces machines sont couplées à des convertisseurs d'électronique de puissance afin de répondre aux exigences de la charge. On parle alors de système machine-convertisseur.

Traditionnellement, les convertisseurs d'électronique de puissance et les machines électriques étaient conçus séparément. Ainsi, dans les systèmes d'entraînement électrique, la machine et le convertisseur sont construits séparément et doivent fonctionner ensemble pour garantir les performances les plus élevées possibles. Mais, de nos jours, la demande incessante de systèmes à grandes performances, à rendement élevé et à faible coût, nécessite une conception qui tienne compte, à la fois, de la structure de la machine et de celle du convertisseur.

Selon l'allure de leur force contre électromotrice (f.c.e.m) induite et leur mode d'alimentation, les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées en deux familles : celle des PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors) et celle des BDCM (Brushless Direct Current Motors). Les PMSM sont alimentées par des courants sinusoïdaux et présentent généralement des f.c.e.m sinusoïdales tandis que les BDCM sont alimentées par des courants en créneaux et présentent généralement des f.c.e.m trapézoïdales.

La facilité et le faible coût de réalisation ainsi que la simplicité de commande des BDCM, en comparaison aux PMSM, ont donné un essor considérable aux systèmes BDCM-Onduleur de tension 120° , dans les applications commerciales de production en série ne nécessitant pas de contrôle à haute précision (véhicule électrique, lecteur et disque dur de PC, machine à laver, pompage, ventilation, conditionnement d'air...etc.).

De nombreux travaux sur la modélisation et l'optimisation de ce système, effectués avec plus ou moins de succès, sont reportés dans la littérature [1-28].

Les modèles de l'ensemble BDCM-Convertisseur ne tenant pas compte de l'effet de la structure de la machine ne permettent pas de considérer l'effet de la saturation, de l'allure exacte de la f.c.e.m et du couple de détente sur les performances de la machine [1-9]. En effet, les allures de la f.c.e.m et du couple de détente ainsi que des inductances de la machine en combinaison avec les phénomènes de commutation influent considérablement sur les caractéristiques du système.

Des modèles à vitesse constante, développés par certains auteurs [2, 3, 10], s'avèrent insuffisants pour prédire les performances dynamiques du système. D'autres travaux [9, 11], utilisant une forme idéale de la f.c.e.m, sont moins précis.

La modélisation électromagnétique de la machine seule, utilisant des méthodes analytiques ou numériques [12-17], ne tient pas compte de l'influence de l'alimentation en terme de commutation et de stratégies de commande.

Par conséquent, des modèles tenant compte simultanément de la structure machine et de sa commande s'avèrent plus intéressants pour la conception d'un système avec de meilleures performances. Pour cela, un modèle de simulation où l'analyse du champ magnétique de la machine couplée à un modèle détaillé du convertisseur est recherché.

Deux approches de base existent pour l'analyse des systèmes machine-convertisseur avec couplage entre les équations du champ magnétique par la méthode des éléments finis (MEF) et les équations du circuit électrique d'alimentation.

La première consiste en un couplage direct (couplage fort) où les équations du champ magnétiques et celles du circuit électriques sont directement couplées et résolues simultanément. Dans ce cas, certains auteurs [18-21] proposent une procédure de calcul pas à pas avec un couplage fort entre les équations du modèle électrique du circuit et celles du modèle par MEF de la machine avec une résolution simultanée du système. Les résultats obtenus sont d'une grande précision. Cependant, l'élaboration de ce type de modèle demeure complexe et nécessite un temps de simulation très élevé, en raison du choix du pas de calcul lié à la résolution du maillage adopté.

La deuxième approche est une méthode de couplage indirect (semi-couplage) où les équations du champ magnétique et celles du circuit électrique sont traitées et résolues indépendamment. Dans ce cas, de nombreux travaux [22-28] montrent que le temps de simulation du système d'entraînement devient très faible et s'accompagne d'une précision équivalente à celle du modèle à couplage fort.

Le présent travail a été initié dans ce contexte et porte sur les systèmes BDCM-Onduleur de tension 120° pilotés par un simple capteur de position à trois sondes à effet Hall. Un modèle semi-couplé du système machine-convertisseur, dans le repère naturel abc, tenant compte des six séquences d'alimentation et des deux périodes de conduction et de commutation a été élaboré. Les inductances, l'allure de la f.c.e.m et du couple de détente sont déterminées à l'aide du modèle MEF et sont introduites dans le modèle de l'ensemble machine-convertisseur. Ce dernier est implémenté sous l'environnement Matlab simulink. Le modèle du système ainsi élaboré est utilisé dans une procédure d'optimisation permettant de déterminer une nouvelle structure de la machine présentant un couple avec un minimum d'ondulations. Afin de valider le modèle, un banc d'essai a été développé. Celui-ci comporte une commande analogique pour tester le système avec des créneaux en pleine onde et une commande numérique à base d'un DSP afin d'implémenter différentes techniques de commande MLI.

Notre travail a été décomposé en quatre chapitres.

Le premier est consacré à l'état de l'art sur les différentes configurations des machines synchrones à aimants permanents en rapportant les différents types d'aimants permanents ainsi que les diverses topologies du rotor.

Au second chapitre nous présentons le modèle semi-couplé de l'ensemble machine-convertisseur, élaboré dans ce travail, où le modèle de chaque élément du système a été introduit en tenant compte de son fonctionnement.

Dans le troisième chapitre nous décrivons la procédure de minimisation des ondulations du couple électromagnétique, basée sur le modèle semi-couplé du système machine-convertisseur élaboré ainsi que la méthode des réseaux de neurones afin de déterminer une nouvelle structure présentant un minimum d'ondulations de couple.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à une description détaillée du banc d'essai, réalisé dans ce présent travail, suivie d'une présentation des résultats expérimentaux obtenus et d'une comparaison avec les résultats de la simulation en vue de valider le modèle de simulation ainsi que l'approche utilisée pour la minimisation des ondulations de couple.

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones à
aimants permanents

I.1. Introduction

Qu'elles soient en mode moteur ou générateur, les machines synchrones à aimants permanents sont devenues plus attractives car elles répondent bien aux exigences des nouvelles technologies. Le regain d'intérêt, pour ces machines, est dû en grande partie à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à leurs faibles pertes ainsi qu'à leur important couple massique, qui les rendent mieux adaptées aux applications industrielles à entraînements électriques nécessitant des commandes en position ou en vitesse.

L'essor considérable de ces machines a été possible grâce aux avancées technologiques dans le domaine des aimants permanents. En effet, l'avènement des aimants à terres rares de type Sm-Co et Nd-Fe-B a permis, non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes. De plus, l'excitation à aimants permanents a permis à ces machines de fonctionner sans collecteur et sans balais (Brushless) et, d'augmenter ainsi leur durée de vie tout en réduisant le coût de leur maintenance.

La grande évolution dans le domaine de l'électronique de puissance et de la technologie de fabrication des aimants permanents, d'une part, a rendu possible la construction des machines à aimants destinées à la propulsion marine, à l'avionique, au domaine des énergies renouvelables et aux véhicules électriques ou hybrides.

L'importante avancée des technologies modernes numériques, telles que celles des microcontrôleurs et des processeurs de traitement de signaux, d'autre part, a permis l'implémentation d'algorithmes sophistiqués pour commander ces machines dans diverses applications industrielles.

Bien que d'énormes progrès aient été réalisés dans leur domaine, ces machines continuent de subir des améliorations sur le plan des performances, du coût et de la fiabilité (réduction des ondulations de couple, sans capteur, nouvelles techniques de contrôle, machine à nombre de phases multiple, échauffement, etc.).

Dans ce premier chapitre, nous présentons les différents types d'aimants permanents ainsi que les principales structures des machines synchrones à aimants et leur domaine d'application.

I.2. Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.1) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [29]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

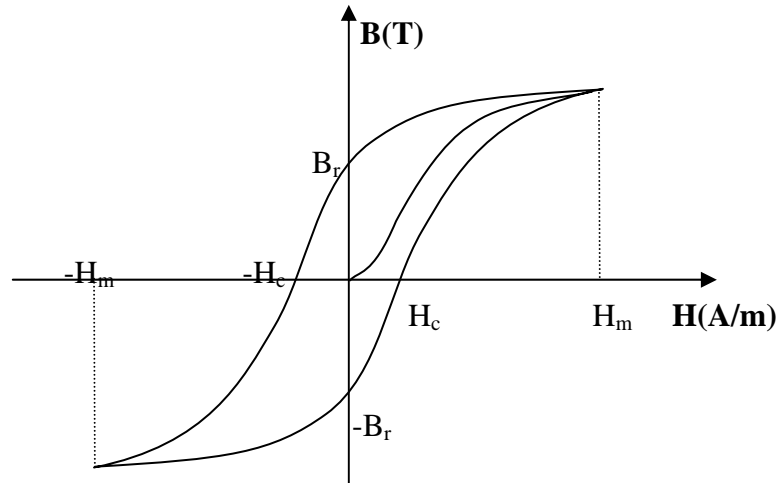


Figure I.1 : Cycle d'hystérésis

I.2.1. Caractéristiques générales des aimants permanents :

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I.2).

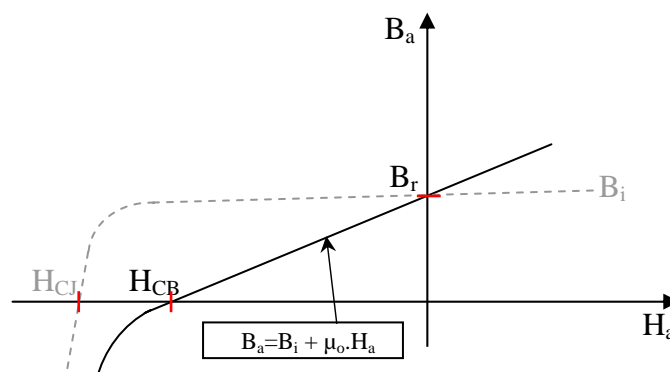


Figure I.2. Courbe de désaimantation.

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont:

- l'induction résiduelle (ou rémanente), \mathbf{B}_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- le champ coercitif, \mathbf{H}_{CB} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- le champ coercitif de polarisation, H_{CJ} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie, $(B.H)_{\max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.

En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

I.2.2. Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [29]:

- **Les Alnico:** aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.
- **Les Ferrites:** aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.
- **Les alliages métaux – terres rares:** ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.

Tableau I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants [30]

Type d'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{\max}$ (kJ / m ³)	Induction rémanente B_r (T) à 25°C	Champ coercitif $-H_c$ (kA/m)	Température T_{\max} (°C)	Prix (€/ Kg)
NdFeB	200-380	1,2-1,5	900-2000	140 -220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm ₂ Co ₁₇	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

I.3. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure I.3.

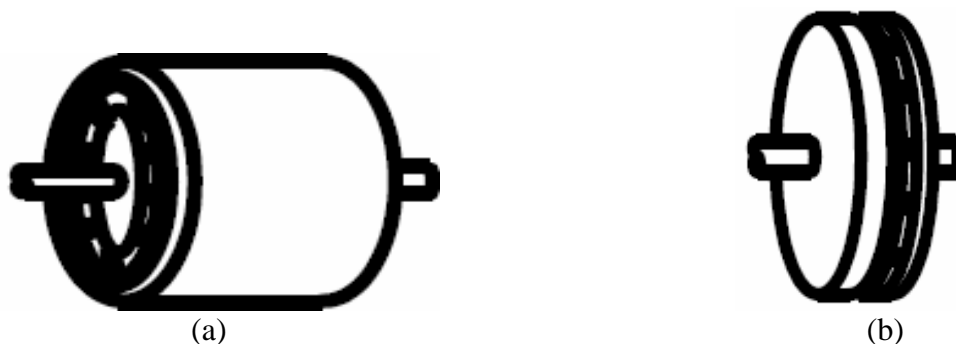


Figure I.3 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial

I.3.1 Structures à flux radial (RFPM) :

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.4). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

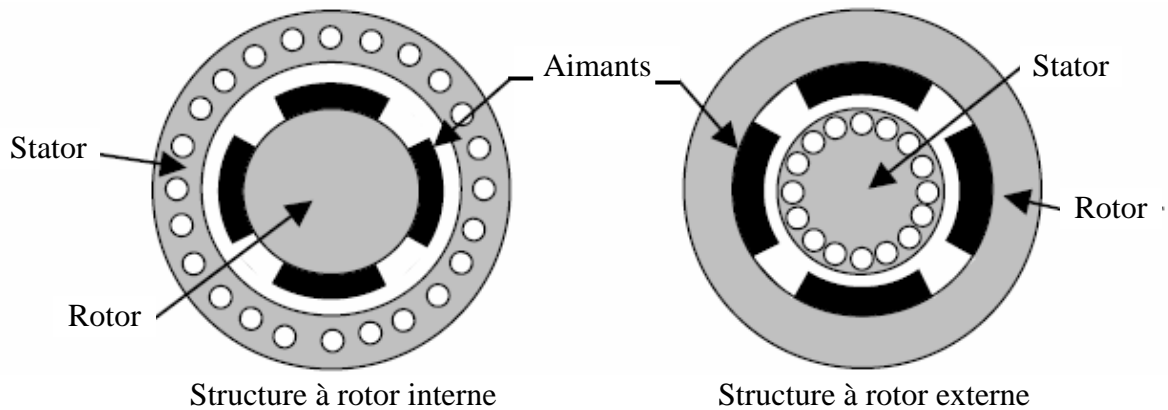


Figure I.4 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe

I.3.1.1 Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.5). L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [33].

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

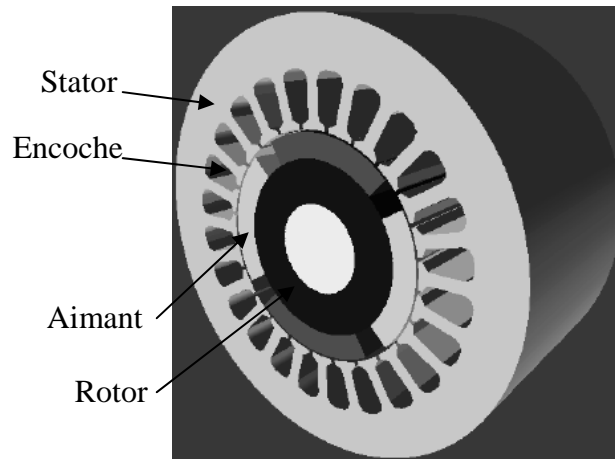


Figure I.5 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

I.3.1.2 Structures à aimants encastrés

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (figure I.6). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [31].

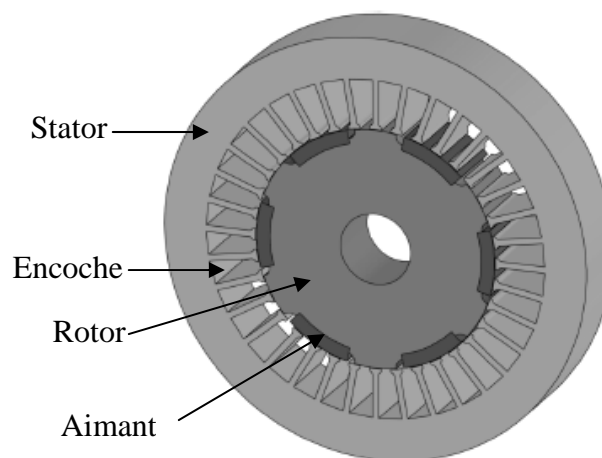


Figure I.6 : Structure à aimants encastrés

I.3.1.3 Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (voir Figure I.7), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer [33]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

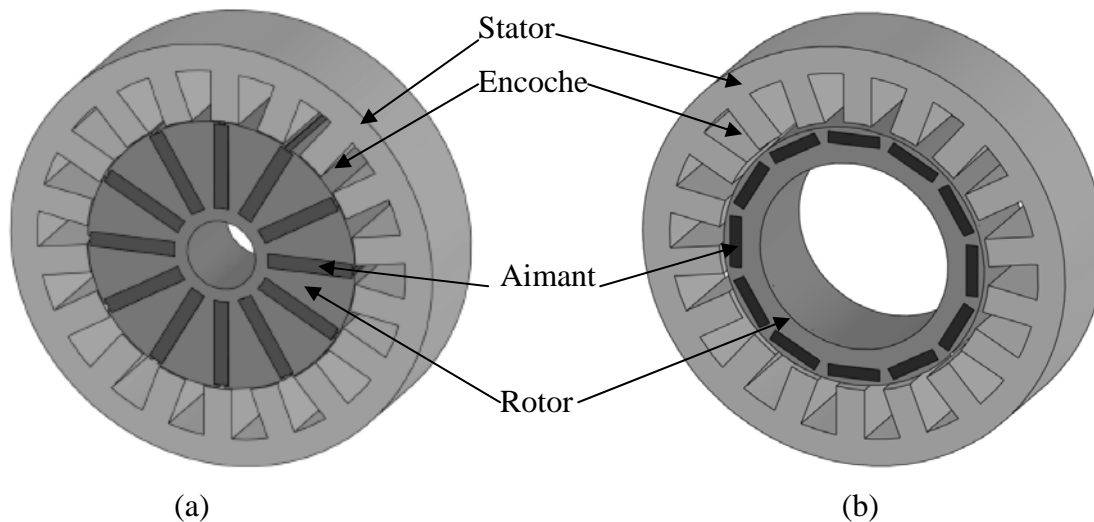


Figure I.7 : Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

I.3.2 Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales [32,33].

Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent: celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.8) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.9) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.10).

L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [31].

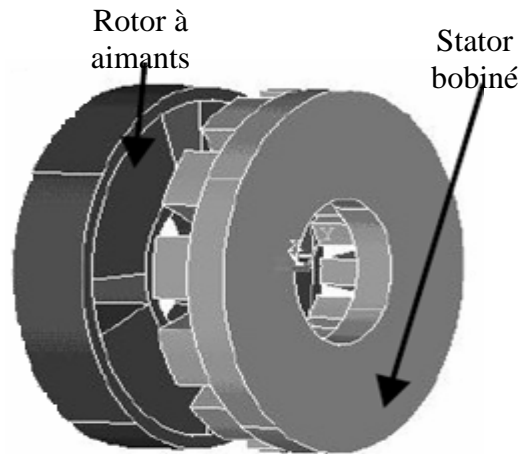


Figure I.8 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator

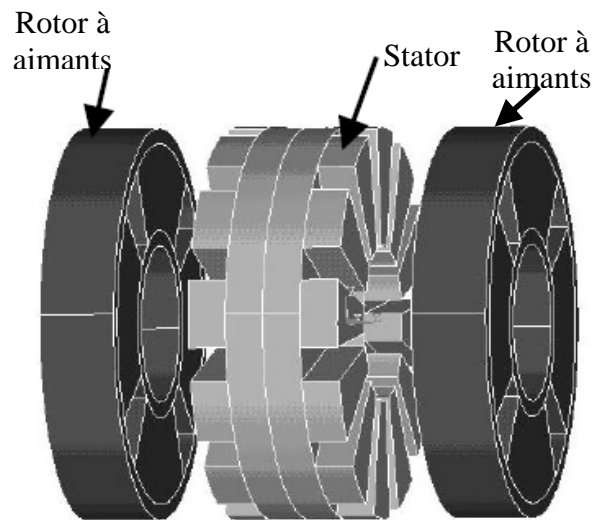


Figure I.9 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator

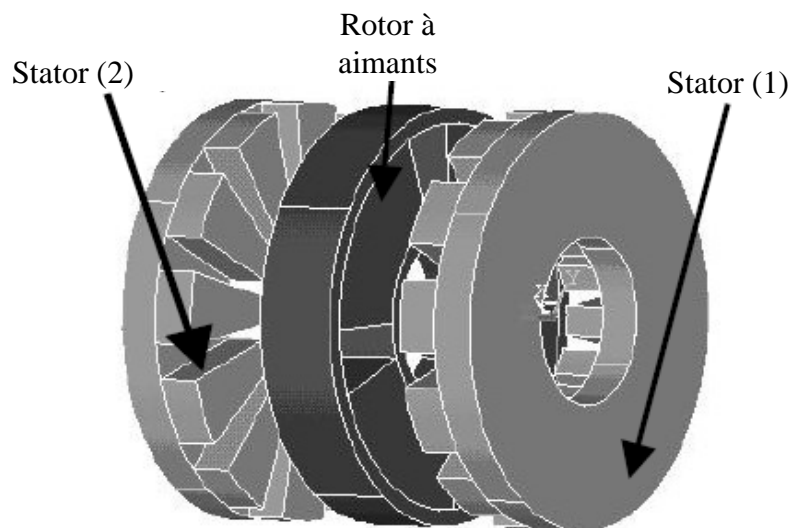


Figure I.10 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor

I.4. Configuration des machines PMSM et BDCM

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou de tension. Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor. Selon la commande utilisée, l'onduleur peut générer différentes formes d'onde du courant. En effet, les machines citées précédemment peuvent être classées, selon le mode d'alimentation, en deux grandes catégories:

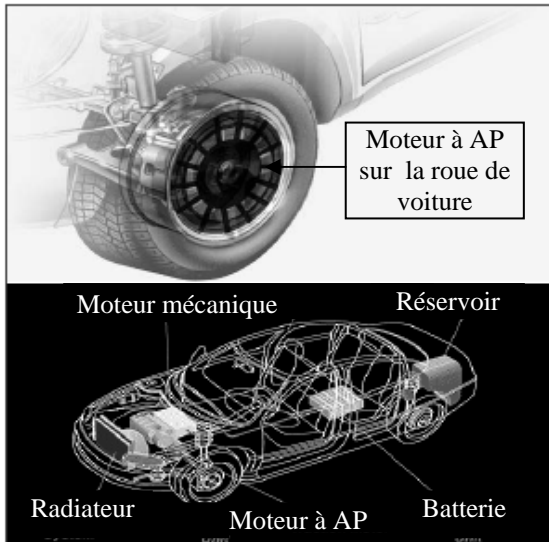
- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m sinusoïdale, appelées communément PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), alimentées par des courants sinusoïdaux.
- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale, appelées communément BDCM ou BLDC (Brushless Direct Current Motor), alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120° ou 180° .

Les PMSM sont généralement utilisées pour assurer un contrôle à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution dont le coût peut dépasser celui de la machine [34]. Cette machine développe un couple ne comportant que de faibles ondulations. Elle trouve son application dans le domaine des machines outils tel que les polisseuses, fraiseuses, rectifieuse, ect...

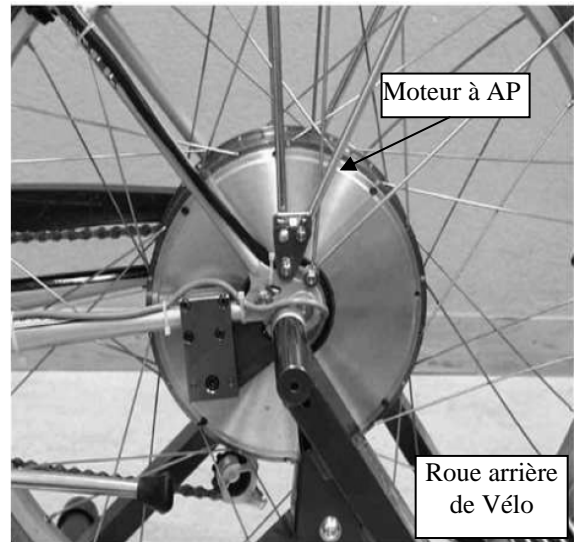
Les BDCM nécessitent un capteur de position et une commande plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, il suffit de connaître la position du rotor à chaque 60° , c'est à dire 6 fois par période électrique. Les BDCM présentent un couple élevé mais comportent des ondulations importantes qui sont inacceptables dans les applications à grandes performances. Ces ondulations sont essentiellement dues à l'effet retardateur des inductances des enroulements du stator lors de la commutation des courants [26,34].

I.5 Applications des machines synchrones à aimants permanents

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure I.11 illustre quelques applications de ces machines.



(a) : Voiture Hybride



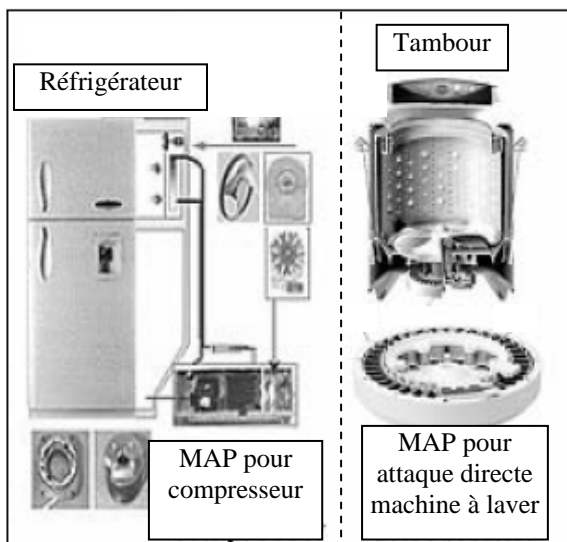
(b) : Vélo électrique



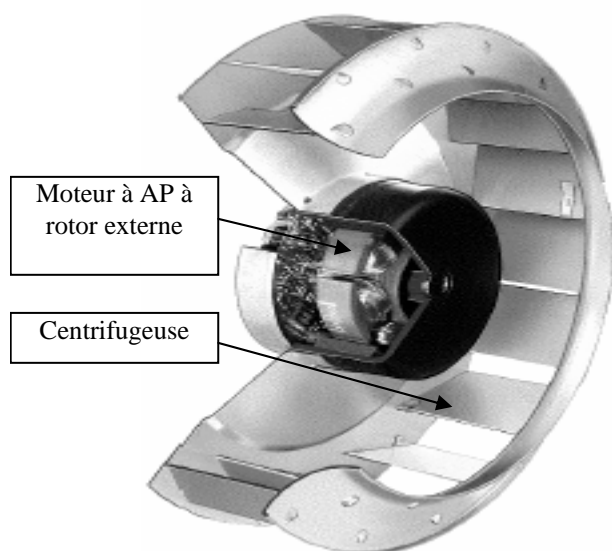
(c) : Lecteurs CD/DVD et disque dur de PC



(d) : Lecteur vidéo, VCR



(e) : Compresseur réfrigérateur et moteur machine à laver



(f) : Moteur d'un ventilateur

Figure I.12 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement les différentes structures de machines synchrones à aimants permanents. Comme il a été souligné, la classification de ces machines en deux types de catégories, (RFPM ou AFPM) et (PMSM ou BDCM), peut se faire, respectivement, selon la direction du flux (axiale ou radiale) et selon leur mode d'alimentation (sinusoïdale ou en créneaux). Une comparaison entre les machines de type PMSM et celles de type BDCM comportant leurs avantages et leurs limitations a été rapportée. Le présent statut de ces machines montre qu'elles possèdent un potentiel élevé pour une plus large utilisation.

La machine synchrone à aimant permanent à flux radial (RFPM), à aimants déposés en surface et alimentée par des créneaux de courant (BDCM) fera l'objet de notre étude.

Chapitre II

Modèle de l'ensemble Machine- Convertisseur

II.1 Introduction

Avant de débiter la modélisation, il est important de définir le niveau de précision du modèle désiré. Notre approche consiste à fournir un modèle de simulation qui représente bien la réalité de la machine et celle de son convertisseur tout en nécessitant un faible temps de calcul. Afin d'atteindre cet objectif, nous proposons un modèle semi-couplé du système BDCM – Convertisseur piloté par un capteur de position. Ce modèle est caractérisé par une formulation et une résolution simples. Il tient compte de l'effet de la structure de la machine et de son alimentation sur les performances du système. En effet, celui-ci utilise les paramètres électromagnétiques prédéterminés par un modèle magnétostatique basé sur la MEF et assure donc d'une manière indirecte le couplage entre les équations du champ magnétique et celles du circuit électrique. Par conséquent, ce modèle permettrait d'étudier l'influence des paramètres géométriques de la structure de la machine et ceux du mode de contrôle du convertisseur sur les performances du système en vue de son optimisation.

II.2 Système d'étude

Le système d'étude à modéliser est représenté par le synoptique la figure II.1. Celui-ci comporte trois parties : La machine, le convertisseur avec sa logique de commande et le capteur de position à effet Hall.

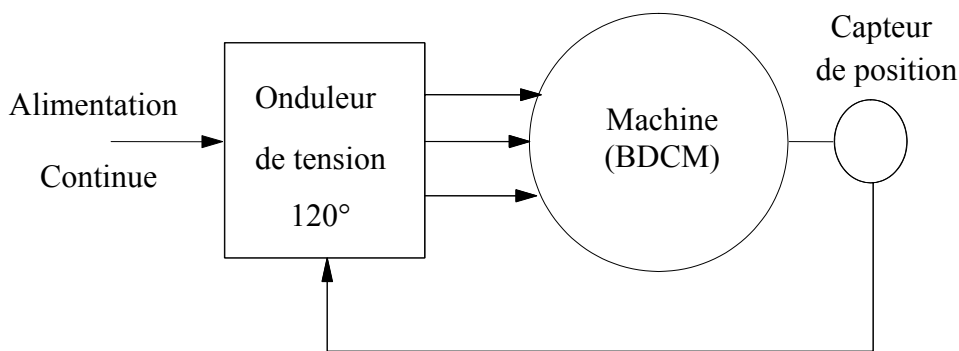


Figure II.1 : Schéma synoptique du système d'étude

Afin d'aboutir à un modèle de l'ensemble du système, nous procédons en plusieurs étapes. La première concerne le modèle magnétostatique basée sur la méthode des éléments finis (MEF). La deuxième et la troisième étape concernent respectivement les modèles électrique et mécanique de la machine. La quatrième étape concerne la modélisation du capteur de position à trois sondes à effet Hall. La cinquième étape concerne la modélisation du convertisseur et la dernière étape porte sur l'intégration des différents modèles dans un modèle global de l'ensemble machine convertisseur piloté par le capteur de position.

II.3 Modèle magnétostatique de la machine

Le fonctionnement des machines électriques est directement lié à la distribution des lignes de champs magnétique au sein de leur structure. La connaissance de cette distribution permet de déterminer les grandeurs nécessaires à leur dimensionnement comme le flux, les inductances, le couple électromagnétique, ...etc.

Avec les méthodes analytiques, la résolution des systèmes électromagnétiques ayant des caractéristiques non linéaires présente des problèmes de calcul, du fait qu'elles ne permettent pas de tenir compte des spécifications géométriques de la machine, ainsi que de la nature de ses matériaux. De nos jours, l'accroissement de possibilités de calcul et l'évolution des méthodes numériques ont permis de prendre compte des phénomènes de plus en plus complexes et de fournir des solutions satisfaisantes pour un grand nombre de problèmes. La méthode des éléments finis (MEF) est l'une des méthodes numériques les plus utilisées pour le calcul du champ magnétique dans les machines électriques.

Le calcul par MEF est largement développé au cours de ces dernières années grâce aux grandes améliorations dans le domaine informatique. Cette avancée a mis au point des logiciels très performants tels que FLUX2D, FEMLAB, FEMM et Maxwell 2D. Ces derniers permettent de traiter les problèmes électromagnétiques les plus complexes.

Dans cette section, un modèle magnétostatique à deux dimensions de la machine synchrone à aimants permanents est établi. Celui-ci tient compte des spécificités géométriques de la machine, ainsi que de la nature de ses matériaux. La résolution de ce modèle est effectuée à l'aide du logiciel commercial de la société Ansoft « Maxwell 2D » basé sur la méthode des éléments finis (MEF) à deux dimensions. Ce modèle sera utilisé pour déterminer les paramètres électromagnétiques de la machine avec une précision satisfaisante. Par ailleurs, des méthodes de détermination de ces paramètres électromagnétiques ont été développées.

II.3.1 Formulation du modèle magnétostatique

La détermination du champ magnétique dans un système peut être obtenue à partir des équations de Maxwell en utilisant, soit le potentiel scalaire ou le potentiel vecteur. Le domaine d'étude contient plusieurs sources de courants, le potentiel vecteur est alors utilisé. Les équations de Maxwell s'écrivent dans ce cas :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.2})$$

Où \vec{J} représente la densité de courant totale.

A ces équations, se rajoute l'équation du milieu, tel que :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.3})$$

La relation (II.1) implique que \vec{B} dérive d'un potentiel vecteur \vec{A} , ce qui donne

$$\text{rot } \vec{A} = \vec{B} \quad (\text{II.4})$$

L'ensemble des équations (II.2), (II.3) et (III.4) donne l'équation à résoudre :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot}(\vec{A}) \right) = \vec{J} \quad (\text{II.5})$$

Dans notre cas, \vec{B} n'admet de composantes que dans le plan X Y, le vecteur potentiel \vec{A} a une seule composante, suivant l'axe Z. Ceci permet de traiter le potentiel \vec{A} comme un scalaire A_z .

Après transformation de l'équation (II.5), on obtient l'équation différentielle à résoudre :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = J_z \quad (\text{II.6})$$

Dans le cas de la machine à aimants permanents J_z représente la densité de courant dû au courant dans le bobinage statorique et l'équivalent en courant magnétisant des aimants rotoriques. Les courants de Foucault sont négligés.

La résolution de l'équation (II.6), en spécifiant les conditions aux limites du domaine d'étude, est effectuée par la méthode des éléments finis.

II.3.2 Résolution par la Méthode des éléments finis :

En utilisant la formulation variationnelle de Ritz, on peut ramener le problème défini par l'équation (II.6) de Poisson aux dérivées partielles à celui de la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré [35,36]. Celle-ci est donnée, dans le cas d'un problème magnétostatique, par la relation suivante :

$$F = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \left(\left[\int_0^B H dB \right] - 2 \cdot J_z \cdot A_z \right) d\Omega \quad (\text{II.7})$$

La résolution par la méthode des éléments finis consiste à associer à celle-ci un découpage ou un maillage du domaine d'étude Ω en sous domaines élémentaires dans lesquels le potentiel A_z est approché à l'aide d'une fonction polynomiale [36]. Ceci se traduit par une transformation de l'équation de poisson en un système d'équations algébriques dont la résolution permet de déterminer les valeurs du potentiel vecteur A aux nœuds du maillage.

Ce calcul est effectué à l'aide du logiciel « Maxwell 2D » basé sur la méthode des éléments finis à deux dimensions. Celui-ci a été testé et validé suite à plusieurs travaux [28,37,38,39].

II.3.3 Exploitation du logiciel de calcul numérique Maxwell 2D

Maxwell 2D est un logiciel conçu pour résoudre des problèmes électromagnétiques, en deux dimensions par la méthode des éléments finis, son environnement de travail est donné par la figure II.2. Les étapes nécessaires pour analyser un problème sous maxwell 2D sont les suivantes :

- Choisir le modèle de calcul (magnétostatique ou électrostatique)
- Choisir le plan de travail [x, y] en coordonnées cartésiennes ou [r, z] en coordonnées polaires.
- Introduire minutieusement les dimensions géométriques des différentes parties de la machine.
- Affecter les matériaux des différentes parties de la machine.
- Affecter les conditions aux limites du domaine d'étude.
- Affecter les sources de courant
- Choisir les grandeurs à calculer.
- Choisir un maillage adéquat au calcul.
- Lancer la résolution.

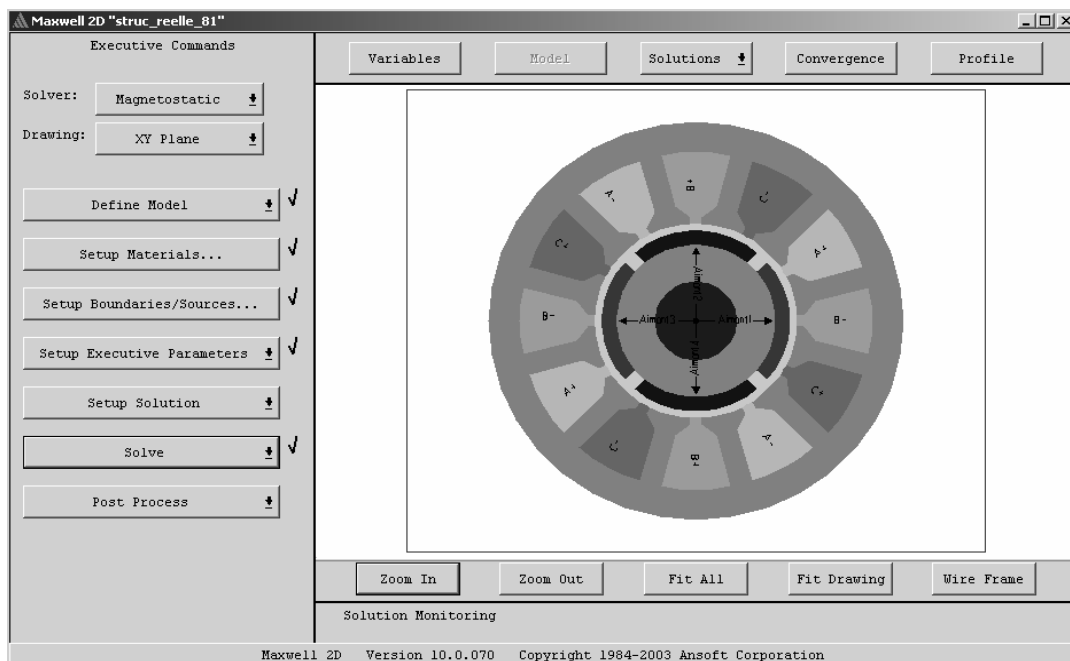


Figure II.2 : Interface interactive de Maxwell 2D

II.3.3.1 Présentation de la structure de machine étudiée

La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents triphasée, à flux radial, à rotor interne et à aimants déposés en surface. Ses grandeurs nominales et ses dimensions géométriques sont données en Annexe 01. Son diamètre extérieur est de 86mm et sa longueur utile est de 40mm. Elle possède deux paires de pôles. La coupe transversale de la figure II.3 montre les différentes parties de la machine. Celle-ci est constituée de:

- Un stator cylindrique en tôles magnétiques à 12 encoches, comportant un enroulement triphasé à une seule couche à bobines concentriques. Chaque phase comporte deux bobines montées en série. Le nombre de conducteurs par bobine est de 164.
- Un rotor lisse en matériau magnétique sur lequel sont collés quatre aimants, présentant une aimantation radiale. Ces derniers sont conçus en un seul segment en forme de tuile épousant parfaitement la surface du rotor.

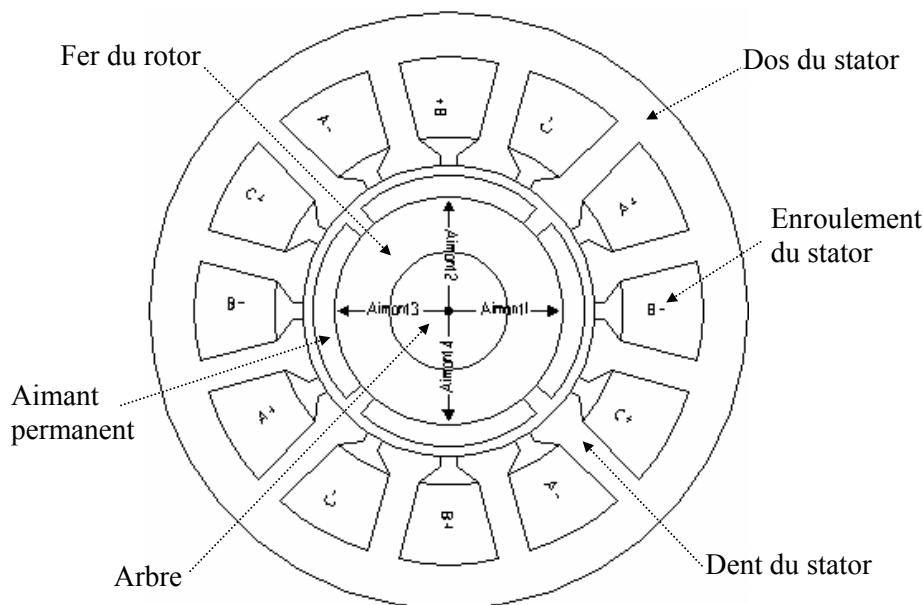


Figure II.3 : Vue en coupe de la machine d'étude

II.3.3.2 Maillage de la section de la machine

Le maillage sur toute la section de la machine est donné sur la figure II.4 (a). Celui-ci comporte plus de 4000 éléments. Afin de minimiser les erreurs de calcul, le maillage de la zone d'entrefer a été affiné comme le montre la figure II.4 (b). Cette zone comporte presque 1000 éléments.

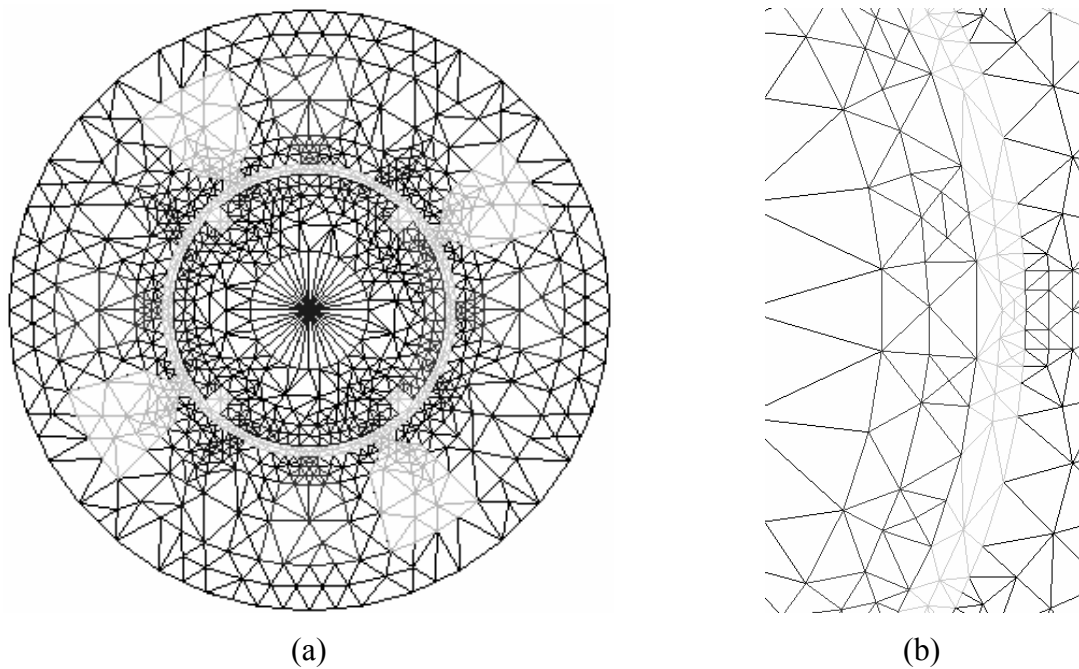


Figure II.4 : Maillage de la structure étudiée, (a) maillage sur toute la section de la machine, (b) Vue éclatée du maillage de la zone d'entrefer

Le maillage de la partie rotorique est réalisé sur un espace de 45^0 (mec) couvrant la moitié de la longueur de l'aimant, le reste de la section est reproduit par symétrie.

Le maillage de la partie statorique est réalisé sur un espace de 30^0 (mec) s'étalant sur la moitié d'une dent augmenté de la moitié d'une encoche. Le reste de la section est reproduit par symétrie.

Le maillage de l'entre fer est réalisé sur un pas polaire, le reste de la section est reproduit par symétrie.

Le nombre d'éléments qui constitue le stator, entrefer et le rotor est choisi en fonction de la précision et du temps de calcul recherchés.

Pour l'analyse électromagnétique, il est possible de limiter l'étude sur un pas polaire. Cependant, afin de pouvoir effectuer des calculs de champ pour plusieurs positions du rotor, un maillage sur toute la section de la machine s'avère nécessaire.

II.3.3.3 Matériaux utilisés

Les matériaux magnétiques présents dans les systèmes électromécaniques sont généralement non linéaires. Leurs caractéristiques magnétiques sont décrites par les courbes $B(H)$, voir figure II.5. Celles-ci expriment la variation de l'induction magnétique \vec{B} produite dans le matériau par l'application d'un champ magnétique d'intensité \vec{H} .

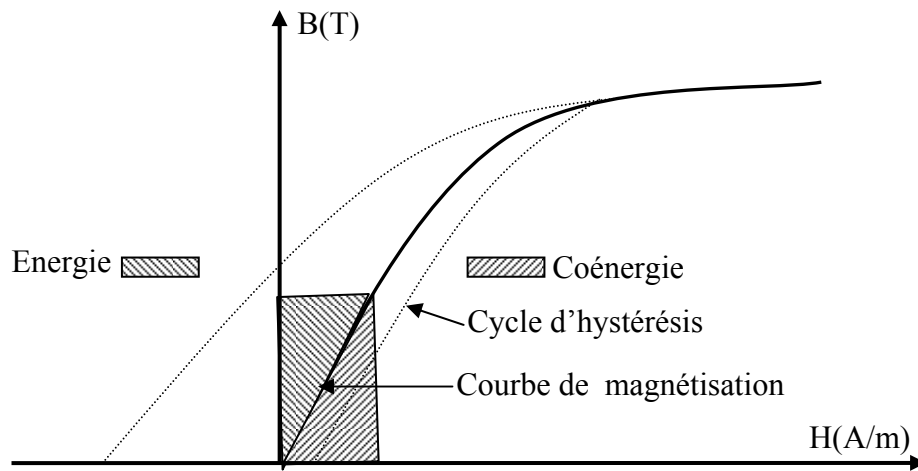


Figure II.5 : Courbe de magnétisation B (H) des tôles magnétiques

La figure II.5 montre que les matériaux magnétiques ne sont pas seulement représentés par leurs courbes de magnétisation mais aussi par leurs cycles d'hystérésis. Cependant, la modélisation des matériaux magnétiques en tenant compte de leurs cycles d'hystérésis nécessite des informations sur leur passé, ce qui rend le modèle plus complexe. Dans le but de simplifier la modélisation, les matériaux magnétiques sont représentés uniquement par leurs courbes de magnétisation, l'effet d'hystérésis est négligé. Les propriétés magnétiques des matériaux sont alors décrites par la courbe de la figure II.5.

L'énergie magnétique emmagasinée dans les matériaux correspond à l'aire au-dessus de la courbe de magnétisation B(H), voir figure II.5. L'énergie du champ magnétique W_e est évaluée par l'expression II.8 :

$$W_e = \int_0^B H dB \quad (\text{II.8})$$

Dans le cas de la MEF à deux dimensions où le domaine d'étude est subdivisé en N_e éléments, l'expression II.8 devient :

$$W_e = \sum_{n=1}^{N_e} E_{a_n} \int_0^{B_n} H(B_n) dB \quad (\text{II.9})$$

L'intégrale de l'expression II.9 correspond à l'énergie emmagasinée par un élément du maillage, celle-ci est obtenue en utilisant la courbe de magnétisation B(H) correspondant à l'élément. Cette énergie est multipliée par l'aire E_a correspondant à l'élément. La somme sur l'ensemble des éléments du maillage donne l'énergie magnétique totale emmagasinée dans toute la section du domaine d'étude.

Une seconde expression de l'énergie est souvent utilisée pour les matériaux magnétiques non linéaires. C'est le concept de la coénergie qui correspond à l'aire au-dessous de la courbe $B(H)$. Même si la coénergie n'est pas une grandeur réelle, celle-ci est utile dans certains calculs. La coénergie W_c peut être évaluée par les équations II.10 ou II.11.

$$W_c = \int_0^H B \, dH \quad (\text{II.10})$$

$$W_c = \overline{B} \cdot \overline{H} - W_e \quad (\text{II.11})$$

Avec la MEF à 2D, la coénergie totale sur toute la section du domaine d'étude s'exprime :

$$W_c = \sum_{n=1}^{N_e} E_{a_n} \left(\frac{B_n^2}{\mu_{r_n}} - \int_0^{B_n} H(B_n) \, dB_n \right) \quad (\text{II.12})$$

L'énergie et la coénergie peuvent être utilisées pour déterminer les paramètres électromagnétiques de la machine tel que les inductances et le couple électromagnétique.

Dans le modèle magnétostatique de la machine sous Maxwell 2D, les matériaux affectés sont les suivants :

- L'arbre du rotor est en matériau amagnétique : Titanium.
- Le rotor, les dents, le dos du stator sont en tôle magnétique: Transil355 [Voir annexe 02]
- Les aimants permanents sont de type Samarium-Cobalt, Recoma 28 [Voir annexe 03]
- Les conducteurs du bobinage statorique sont en cuivre

II.3.3.4 Résolution et résultats :

La résolution du champ magnétique nécessite toutes les données du maillage ainsi que les courbes de magnétisation des différents matériaux de la machine. Les résultats sont obtenus sous forme de données enregistrées dans un fichier. Ils sont aussi visualisés sous forme graphique.

La résolution du champ magnétique pour différentes positions du rotor, permet de déterminer les variations des paramètres électromagnétiques (f.c.e.m, inductances et le couple électromagnétique) en fonction de la position du rotor.

II.3.4 Détermination des paramètres électromagnétique de la machine

La connaissance des paramètres électromagnétiques de la machine avec une bonne précision est très importante pour développer un modèle du système machine-convertisseur précis. Dans ce sens, plusieurs méthodes de détermination de ses paramètres seront présentées.

II.3.4.1 Méthode de détermination de la force contre électromotrice (f.c.e.m) à vide.

La f.c.e.m à vide d'une phase de la machine est déterminée en utilisant les solutions du champ magnétique créée uniquement par les aimants rotoriques. Les sources de courant du bobinage statorique sont annulées. On s'intéressera ainsi, à l'effet de ce champ rotorique sur les bobines statoriques.

On effectue ce calcul de champ pour les différentes positions du rotor en incrémentant de 1.5° mécanique. Mais vu la symétrie de la machine, ce champ est donc cyclique, on se limitera à une rotation couvrant un pas polaire de 90° mécanique.

Les solutions du champ magnétique sont utilisées pour déterminer le flux par spire et par unité de longueur à travers une bobine statorique.

Ce flux de champ se calcule par la combinaison des équations de Maxwell et de Stokes, qui donne l'expression II.13 :

$$\Phi_s = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = \int_S \text{rot} \vec{A} \cdot d\vec{S} = \oint_C \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II.13})$$

Cette équation exprime que l'intégrale du potentiel vecteur \vec{A} le long d'un contour fermé C est égale au flux Φ_s du champ à travers la surface fermée délimitée par ce contour.

Dans le cas bidimensionnel, le potentiel vecteur \vec{A} n'ayant qu'une seule composante (selon l'axe Z, A_z scalaire) implique que le flux entre deux points est la différence entre leur potentiel magnétique (A_{z1} et A_{z2}) multiplié par la longueur utile l_u de la machine.

$$\Phi_s = (A_{z1} - A_{z2}) \cdot l_u \quad (\text{II.14})$$

Connaissant le nombre de spire par bobine n_s et le nombre de bobine en série par phase n_b , on peut donc déterminer le flux par phase pour chaque position du rotor, tel que :

$$\Phi_{ph} = n_b \cdot n_s \cdot \Phi_s \quad (\text{II.15})$$

La variation de ce flux par phase en fonction du temps induit une f.c.e.m par phase qui s'exprime par la loi de Faraday, tel que :

$$e_{ph} = \frac{d\Phi_{ph}}{dt} \quad (II.16)$$

Par approximation de la dérivée, l'expression de la f.c.e.m peut s'écrire :

$$e_{ph} = \frac{\Delta\Phi_{ph}}{\Delta t} = \frac{\Delta\Phi_{ph}}{\Delta\theta} \cdot \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad (II.17)$$

En introduisant la variation ou l'incrément de la position du rotor $\Delta\theta_r$, l'expression de la f.c.em peut se mettre sous la forme suivante :

$$e_{ph} = \frac{\Delta\Phi_{ph}}{\Delta\theta} \cdot \frac{\Delta\theta}{\Delta t} = e_{rph} \cdot \omega_r \quad (II.18)$$

Avec :

θ : Angle de rotation mécanique

$\omega_r = \frac{\Delta\theta_r}{\Delta t}$: Vitesse de rotation mécanique en radian/seconde.

$e_{rph} = \frac{\Delta\Phi_{ph}}{\Delta\theta_r}$: Variation du flux envoyé par les aimants rotoriques à travers une phase

statorique, qui correspond à la f.c.e.m d'une phase par unité de vitesse.

Finalement, la dérivée centrée de l'allure du flux en fonction de la position rotorique permet de déterminer l'allure de la f.c.e.m par unité de vitesse.

Afin d'exprimer la f.c.e.m en Volts, d'après l'expression II.18, cette dernière est multipliée par la vitesse de rotation en radian/seconde.

II.3.4.2 Méthode de détermination de la force électromotrice en charge nominale

La f.c.e.m en charge est calculée lorsque deux phases du stator sont alimentées par un courant nominal en présence du champ rotorique.

D'une manière similaire que pour la f.c.e.m à vide, nous calculons le flux total par phase pour toute position du rotor. La différentielle numérique de ce flux par rapport à la variation de la position rotorique, permet de déterminer l'allure de la f.c.e.m en charge par unité de vitesse.

II.3.4.3 Méthodes de détermination des inductances de la machine.

L'inductance du champ magnétique créée par un courant circulant dans un bobinage peut être évaluée par plusieurs méthodes [40-44]. Cependant, trois méthodes peuvent être dégagées :

- La méthode basée sur le flux du champ magnétique embrassé par le bobinage

- La méthode basée sur l'énergie emmagasinée à travers le champ magnétique
- La méthode de l'énergie de perturbation.

Néanmoins, les auteurs dans [43] ont montré que la méthode de l'énergie de perturbation utilisant le concept de la coénergie est très difficile à appliquer, pose des problèmes numériques selon le choix de l'incrément de courant, nécessite plusieurs solutions du champ magnétiques et un temps de calcul beaucoup plus important.

Dans notre cas, en l'absence du champ magnétique créée par les aimants permanents, les deux premières méthodes sont utilisées afin de déterminer l'inductance propre d'une phase et l'inductance mutuelle entre deux phases de la machine. Les aimants permanents sont assimilés à du matériau magnétique sans aimantation, seul le champ magnétique dû aux courants dans les bobines statoriques est présent.

II.3.4.3.1 Méthode basée sur l'énergie magnétique emmagasinée

Les inductances propres et mutuelles de la machine peuvent être calculées en évaluant l'énergie magnétique emmagasinée à travers le circuit magnétique de la machine pour différentes configurations d'alimentation.

- Inductance propre d'une phase :

Dans ce cas, on calcule le champ magnétique créé uniquement par le courant I à travers une phase statorique. On évalue, ainsi, l'énergie magnétique emmagasinée W_{es} . L'inductance propre L de cette phase est déterminée par l'expression suivante :

$$L = 2 \cdot \frac{W_{es}}{I^2} \quad (\text{II.19})$$

- Inductance mutuelle entre deux phases :

Dans ce cas, deux solutions du champ magnétique créée uniquement par les courants dans les phases statoriques sont nécessaires. Celle où seule la phase (a) est parcourue par le courant I_a , et celle où les deux phases (a) et (b) sont alimentées respectivement par les courants I_a et I_b . Ainsi, les énergies du champ magnétique W_{es1} et W_{es2} correspondant aux deux solutions du champ sont évaluées.

Dans le premier cas, l'expression de l'énergie magnétique W_{es1} s'écrit :

$$W_{es1} = \frac{1}{2} [L_{aa} \cdot I_a^2] \quad (\text{II.20})$$

Dans le second cas, l'expression de l'énergie magnétique W_{es2} s'écrit :

$$W_{es2} = \frac{1}{2} [L_{aa} \cdot I_a^2 + M_{ab} \cdot I_a \cdot I_b + M_{ba} \cdot I_b \cdot I_a + L_{bb} \cdot I_b^2] \quad (\text{II.21})$$

Avec :

L_{aa} et L_{bb} sont respectivement les inductances propres des deux phases (a) et (b)

M_{ab} et M_{ba} sont les inductances mutuelles entre les deux phases (a) et (b)

Sachant que les deux enroulements des deux phases sont identiques et qu'ils sont parcourus par le même courant I , alors :

$$M_{ab} = M_{ba} = M, L_{aa} = L_{bb} = L \text{ et } I_a = I_b = I$$

En remplaçant (II.20) dans (II.21), on peut écrire :

$$W_{es2} = 2.W_{es1} + 2.M.I^2 \quad (\text{II.22})$$

L'inductance mutuelle M entre deux phases de la machine en l'absence du champ rotorique est donc évaluée par l'expression suivante :

$$M = \frac{W_{es2} - 2W_{es1}}{2.I^2} \quad (\text{II.23})$$

II.3.4.3.2. Méthode basée sur le flux magnétique embrassé par le bobinage

En utilisant la méthode du flux d'induction magnétique, les inductances propres et mutuelles des enroulements de la machine en l'absence du champ rotorique peuvent être déterminées comme suit :

- Inductance propre d'une phase :

Comme dans le cas de la méthode de l'énergie magnétique emmagasinée, le champ magnétique est créé uniquement par le courant I_a circulant dans la phase (a) de la machine. A partir de l'équation (II.15), le flux d'induction magnétique Φ_{aa} embrassé par l'enroulement de cette même phase est déterminé. L'inductance propre L_{aa} de la phase est évaluée par l'expression suivante :

$$L_{aa} = \frac{\Phi_{aa}}{I_a} \quad (\text{II.24})$$

- Inductance mutuelle entre deux phases :

Contrairement à la méthode de l'énergie magnétique, dans ce cas, une seule solution du champ est nécessaire. Le champ magnétique est créé uniquement par le courant I_a circulant dans la phase (a). Cependant, on détermine le flux du champ Φ_{ab} créé par cette phase à travers l'enroulement de la phase (b). L'inductance mutuelle M_{ab} créée par la phase (a) à travers la phase (b) est évaluée par l'expression suivante :

$$M_{ab} = \frac{\Phi_{ab}}{I_a} \quad (\text{II.25})$$

II.3.4.4 Méthodes de détermination de la caractéristique du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor.

En général, le couple électromagnétique total développé par les machines synchrones à aimants permanents peut se décomposer en trois types [34] :

- 1- Le couple de détente ou de repos, dû à l'attraction des parties saillantes (encoches) du fer statorique par les aimants permanents rotoriques.
- 2- Le couple de réluctance, dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor. Dans notre cas, la machine étudiée est à pôles lisses, ce couple est donc négligé.
- 3- Le couple d'interaction qui est dominant dans ce type de machines, dû à l'interaction entre le champ statorique créé par les courants dans les phases et le champ rotorique dû aux aimants permanents.

Le calcul de ces différents couples peut être effectué à l'aide de deux méthodes : La méthode du travail virtuel et la méthode du tenseur de Maxwell.

- Méthode du travail virtuel

Cette méthode est basée sur le principe de conservation de l'énergie. Cependant la somme des énergies électriques et mécaniques introduites dans le système est égale à la variation des énergies mécaniques, électriques et magnétiques emmagasinées plus les pertes. Dans le cas du modèle à éléments finis les énergies mécaniques et électriques ne varient pas [41].

En négligeant les pertes par hystérésis et par courants de Foucault, l'énergie magnétique W_e emmagasinée est une fonction du flux du champ et de la position, la coénergie W_c est une fonction du courant et de la position. Le travail dû au mouvement de la machine est donc égal à la variation de la coénergie.

Par conséquent, la variation de la coénergie par rapport à la variation de la position angulaire θ est égale au couple électromagnétique C_e développé par la machine [45,46], tel que :

$$C_e = \frac{\Delta W_c}{\Delta \theta} \quad (\text{II.26})$$

La coénergie correspondant à chaque position est évaluée par l'expression II.12. Cependant, cette méthode nécessite deux solutions du champ magnétique correspondant à deux positions du rotor et cela augmente le temps de calcul.

- Méthode du tenseur de Maxwell :

Cette méthode permet de calculer directement la force ou le couple à partir de la distribution du champ électromagnétique.

Dans le cas d'un système à deux dimensions, la force et le couple sont évalués par intégration du tenseur de Maxwell (densité de force) sur un contour qui délimite la partie en mouvement [47,48].

Pour une distribution de l'induction magnétique B connue et un contour l englobant la partie mobile, les expressions de la force F_t et du couple C_e agissant sur cette partie sont :

$$F_t = \int_c \left[\frac{1}{\mu_0} B(B.n) - \frac{1}{2\mu_0} B^2.n \right] dl \quad (\text{II.27})$$

Et

$$C_e = r \times F_t \quad (\text{II.28})$$

Où, r est un vecteur dont l'origine coïncide avec le point d'action du couple et n est le vecteur unitaire normal au contour spécifié.

Cette méthode est directe, elle nécessite qu'une seule solution du champ pour calculer le couple pour une position donnée du rotor. En effet, le temps de calcul par cette méthode est plus faible que la méthode du travail virtuel. Par conséquent, notre choix se porte sur cette méthode pour déterminer l'allure du couple de détente, du couple d'interaction et du couple statique total de la machine.

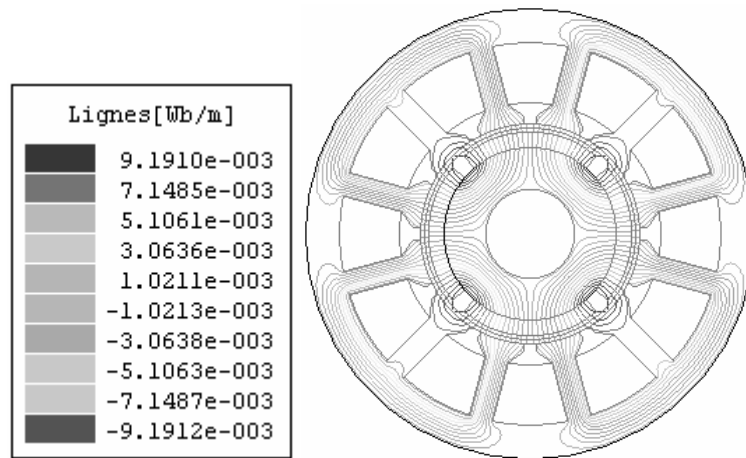
Après avoir présenté les différentes méthodes de détermination des différents paramètres électromagnétique de la machine, nous utiliserons les différentes solutions du champ magnétique par la MEF pour déterminer ces paramètres.

II.3.5 Détermination des solutions du champ magnétique créée uniquement par les aimants permanents.

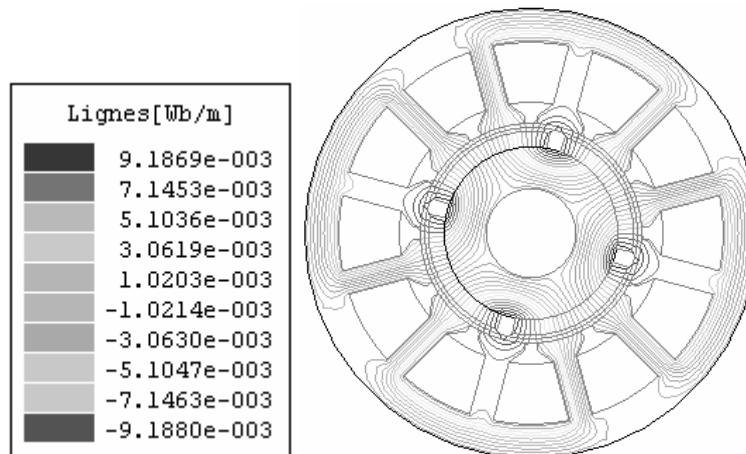
Le calcul du champ magnétique créée uniquement par les aimants rotoriques pour différentes positions du rotor couvrant un pas polaire de 90° mec, avec un incrément de 1.5° mec, permet de déterminer les allures de la force électromotrice (f.e.m) à vide et du couple de détente en fonction de la position du rotor.

Les distributions des lignes du champ magnétique dû à l'aimantation radiale des aimants pour les positions 0° , 30° et 45° mec du rotor sont respectivement représentées par les figure II.6 (a), (b) et (c). De ces trois figures, nous pouvons remarquer que l'induction magnétique est maximale au niveau des dents statoriques. Ses valeurs sont respectivement

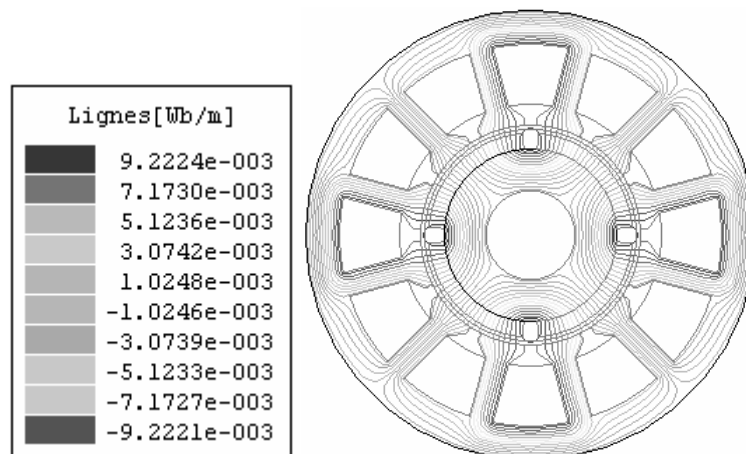
1.676, 1.676 et 1.666T pour les trois positions 0° , 30° et 45° mec du rotor. En se référant à la courbe de magnétisation [Annexe 02], il s'avère que la machine est à la limite de la saturation.



(a) : Position 0° mec



(b) : Position 30° mec



(c) : Position 45° mec

Figure II.6 : Distribution des lignes du champ magnétique créée uniquement par les aimants permanents.

II.3.5.1 Détermination de l'allure de la f.c.e.m à vide d'une phase en fonction de la position du rotor

Les solutions du champ pour différentes positions du rotor, permettent de déterminer la variation du flux d'induction magnétique traversant une spire d'une bobine de la phase en fonction de la position du rotor. Cette variation du flux est représentée par la figure II.7 et montre que son allure est presque triangulaire. Connaissant le nombre de spire par bobine (164 spires) et le nombre de bobines par phase (2 bobines décalées de 180° mec), on en déduit par une différentielle numérique l'allure de la f.e.m à vide en fonction de la position du rotor par unité de vitesse.

La figure II.8 montre que la f.c.e.m de cette machine présente une forme presque trapézoïdale avec un plateau presque lisse sur un intervalle de 63° mec ou de 126° électrique.

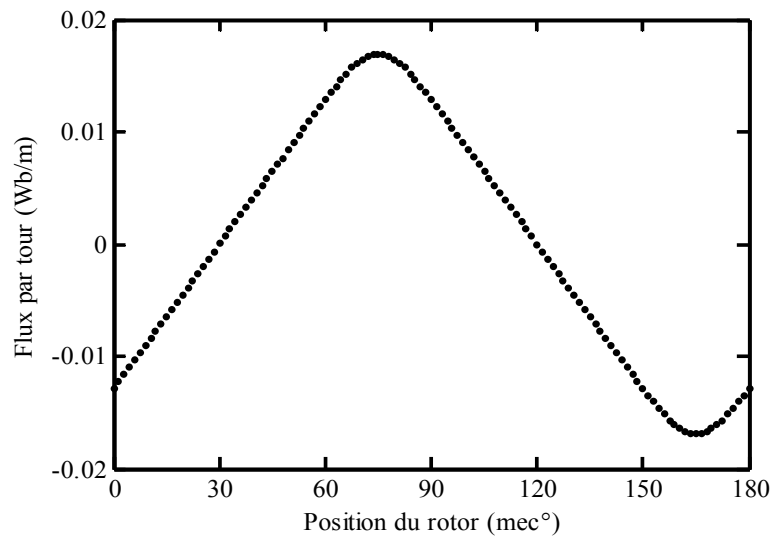


Figure II.7 : Variation du flux du champ par spire en fonction de la position.

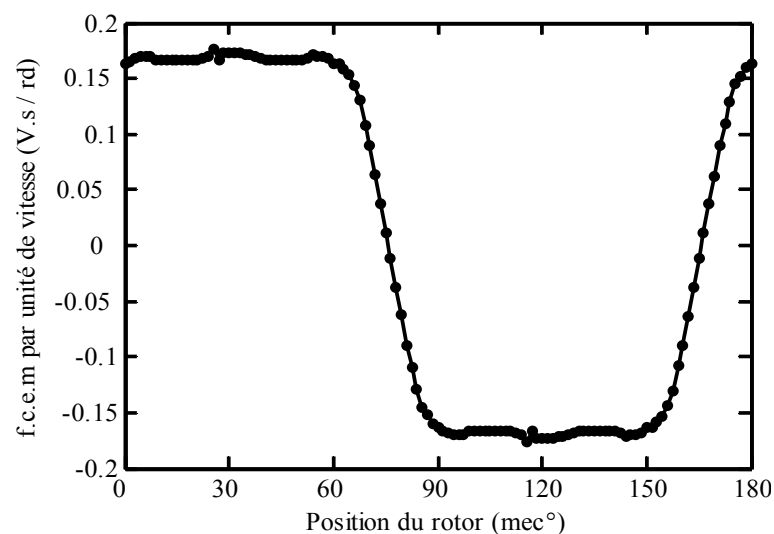


Figure II.8 : Variation de la f.e.c.m par unité de vitesse en fonction de la position

II.3.5.2 Détermination de l'allure du couple de détente en fonction de la position du rotor

L'attraction des parties saillantes du fer statorique par les aimants permanents rotoriques crée un couple de réductance, appelé couple de détente. Afin de déterminer l'allure de ce couple en fonction de la position du rotor, nous utilisons la méthode directe du tenseur de Maxwell décrite précédemment.

La figure II.9 montre que l'allure de ce couple en fonction de la position rotorique est alternative. Sa période est de 30° mécanique correspondant à un pas d'encoches. Son amplitude est de 0.11 N.m correspondant à 7% du couple moyen nominal de la machine.

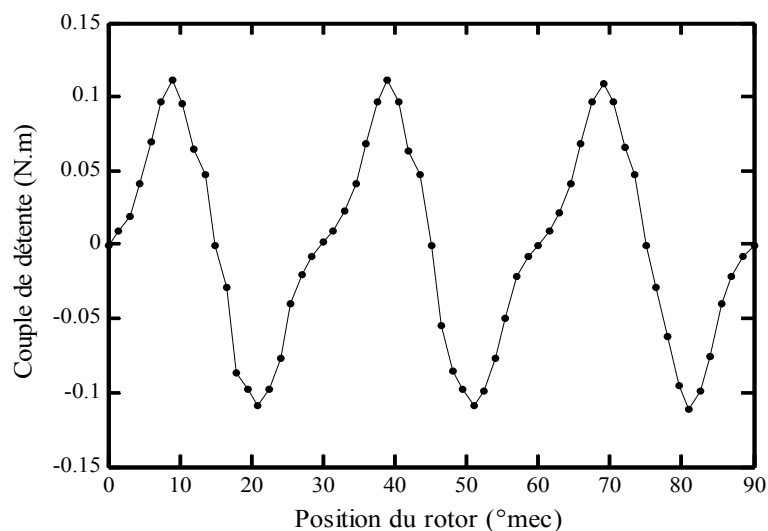


Figure II.9 : Variation du couple de détente en fonction de la position du rotor.

II.3.6 Détermination des solutions du champ créé uniquement par les phases statoriques.

Dans ce cas, les aimants permanents du rotor sont assimilés à du matériau magnétique sans aimantation de perméabilité $\mu_r = 1.05$. Les distributions des lignes du champ magnétique créée par une seule phase et deux phases simultanément alimentées sont données respectivement par les figures II.10 et II.11. Dans les deux cas, l'induction est maximale au niveau des dents statoriques et leurs valeurs respectives sont 0.724 et 0.833T. Cela montre que la machine n'est pas saturée dans les deux cas.

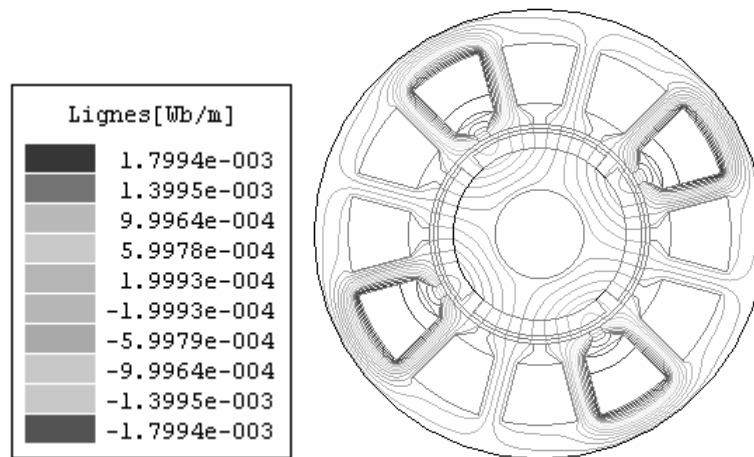


Figure II.10 : Distribution des lignes du champ crée par une seule phase alimentée
(Position 0°mec)

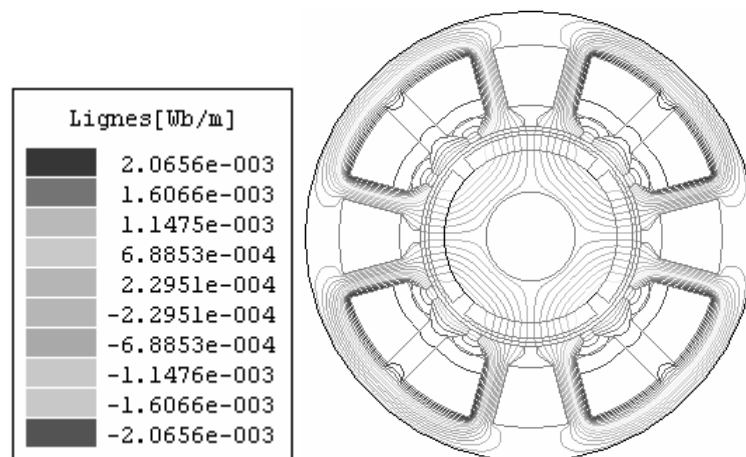


Figure II.11 : Distribution des lignes du champ magnétique créée par deux phases alimentées
(Position 0°mec)

Le calcul du champ magnétique pour différentes positions du rotor permet de déterminer les allures des inductances de la machine. Les figures II.12 et II.13 illustrent respectivement les allures de l'inductance propre et mutuelle déterminées avec les deux méthodes présentées précédemment. Les deux méthodes donnent des résultats assez proches et montrent que la variation des inductances de la machine en fonction de la position du rotor est très faible. En effet, ce résultat est prévisible puisque la machine est à rotor lisse. Leurs valeurs moyennes ainsi que le rapport entre les inductances mutuelle et propre sont données par le tableau II.1. Le rapport entre les deux inductances est d'environ 1/3, celui-ci correspond bien au cas des machines à f.c.e.m trapézoïdale ayant une encoche par pôle et par phase.

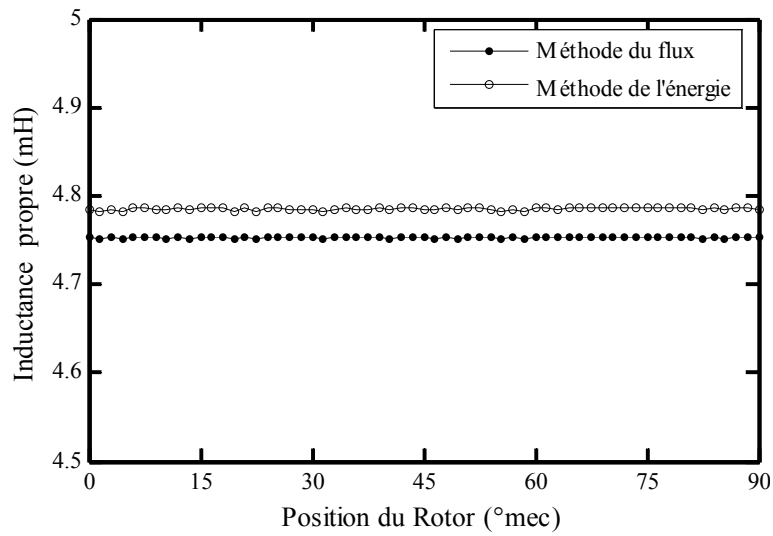


Figure II.12 : Inductance propre d'une phase en fonction de la position du rotor

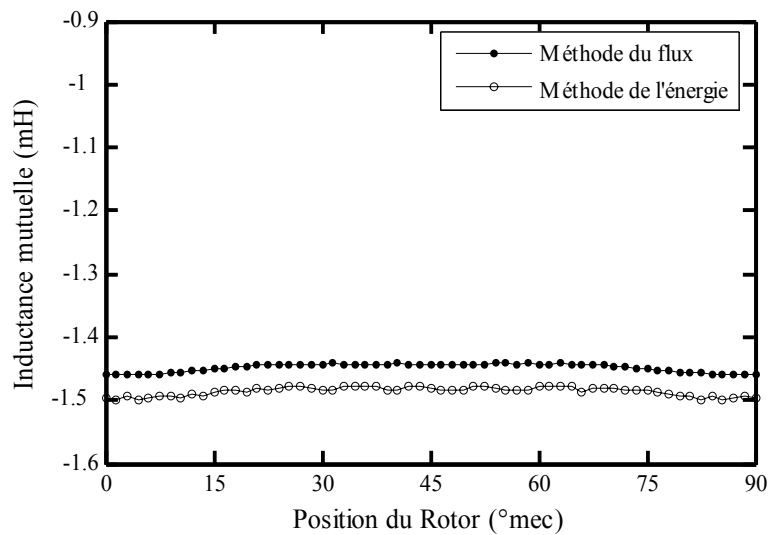
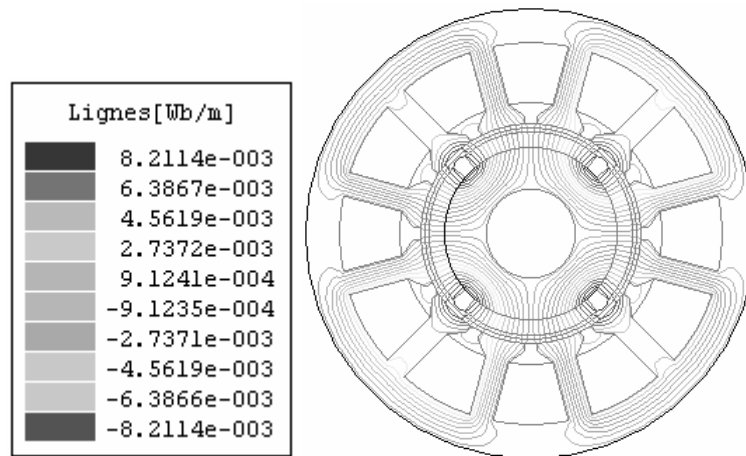


Figure II.13 : Inductance mutuelle entre deux phases en fonction de la position du rotor

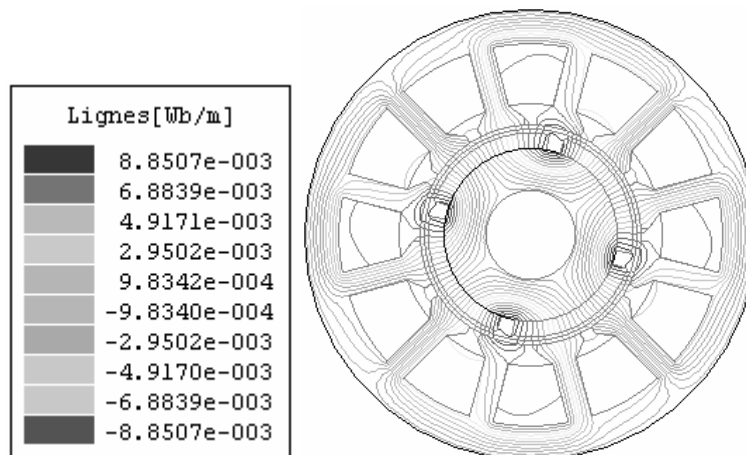
Tableau II.1 :

Méthodes	Inductance propre L (mH)	Inductance mutuelle M (mH)	Rapport M / L
Energie magnétique emmagasinée	4.78	-1.49	-0.31
Flux d'induction magnétique	4.75	-1.45	-0.30

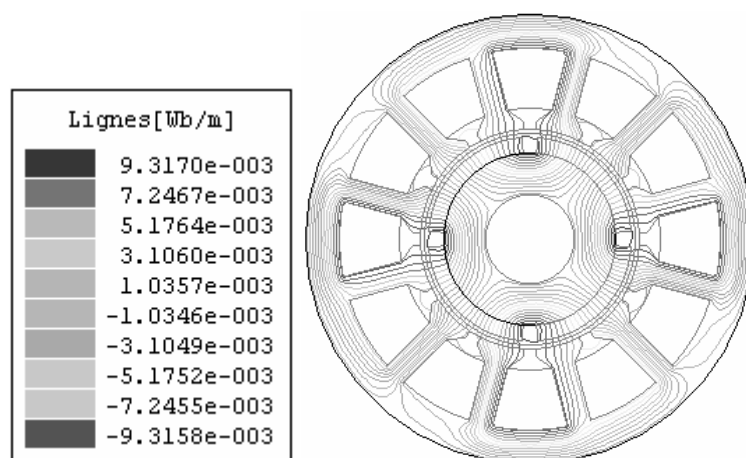
II.3.7 Détermination des solutions du champ créé par les aimants rotoriques et deux phases statoriques simultanément alimentées.



(a) position 0° (mec)



(b) position 30°(mec)



(c) position 45°(mec)

Figure II.14 : distribution du champ dû aux aimants et deux phases alimentées.

Les figures II.14 (a), (b) et (c) illustrent respectivement les distributions des lignes du champ magnétique correspondant aux positions 30° , 45° et 60° mec. Ce champ magnétique est créé par les aimants permanents et deux phases statoriques simultanément alimentées par un courant nominal. Les valeurs maximales de l'induction magnétique correspondant aux trois positions sont respectivement 1.575, 1.637 et 1.76T. Ces valeurs montrent que la machine est à la limite de la saturation au niveau des dents statoriques.

La comparaison entre ces cartes du champ (figure II.14) avec celles dues uniquement aux courants statoriques (figure II.11) et celles dues uniquement aux aimants permanents (figure II.6), montre que dans ce type de machine le champ magnétique est imposé par les aimants permanents.

Ce calcul du champ magnétique créé à la fois par les aimants permanents et deux phases statoriques simultanément alimentées pour différentes positions du rotor, permet de déterminer les allures de la f.c.e.m en charge et du couple statique total de la machine..

II.3.7.1 Détermination de l'allure de la f.c.e.m en charge.

Afin d'évaluer la réaction magnétique d'induit, nous déterminons la caractéristique de la f.c.e.m (en charge) en alimentant simultanément les deux phases statoriques (a) et (c) par un courant nominal de 4.8A. Sa variation en fonction de la position est donnée par la figure II.15. En comparant cette caractéristique avec celle obtenue à vide à courant nul, on en déduit que le champ statorique a un effet négligeable sur l'allure de la f.c.e.m. Par conséquent, la réaction magnétique d'induit peut être négligée.

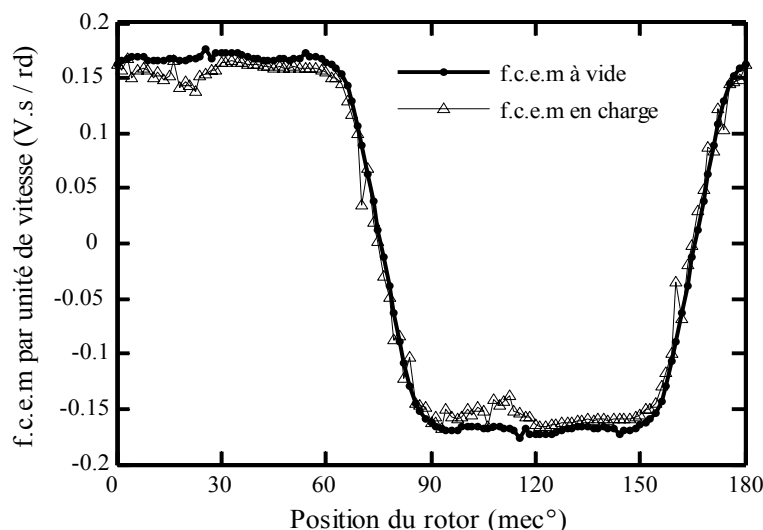


Figure II.15 : Comparaison des allures des f.c.e.m à vide et en charge

II.3.7.2 Détermination du couple statique total de la machine

A l'aide de la méthode du tenseur de Maxwell décrite précédemment, nous déterminons le couple statique total de la machine avec deux phases simultanément alimentées par un courant nominal de 4.8A. L'allure du couple total en fonction de la position est donnée par la figure II.16.

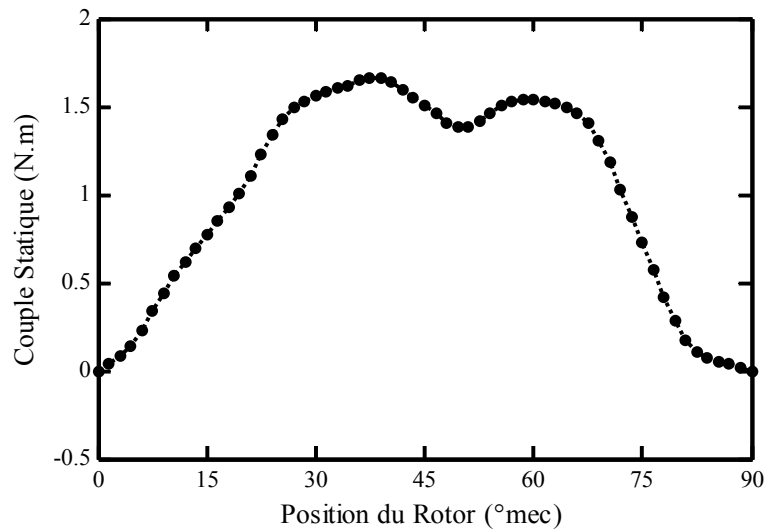


Figure II.16 : Variation du couple statique en fonction de la position du rotor.

Cette figure montre que le couple statique présente un plateau ondulé sur l'intervalle $[25.5^\circ, 67.5^\circ]$. Ces ondulations sont surtout dues à la présence du couple de détente dont l'allure est donnée précédemment par la figure II.9.

Dans le cas d'une commande 120° , deux phases conduisent simultanément chaque 60° électrique correspondant à 30° mécanique dans le cas de la machine d'étude. Le tableau II.2 donne la valeur moyenne du couple C_{moy} et son taux d'ondulations pour différents intervalles de fonctionnements possibles de la machine. Les résultats montrent que le fonctionnement optimal de la machine correspond à l'intervalle $[30^\circ, 60^\circ]$ pour lequel la valeur moyenne du couple est maximale. Le taux d'ondulation étant presque le même pour les différents intervalles.

Tableau II.2 :

Intervalles (degrés mec)	C_{moy} (N.m)	$\tau(\%) = 100 \cdot \frac{2 \cdot (C_{max} - C_{min})}{(C_{max} + C_{min})}$
$[25.5^\circ, 55.5^\circ]$	1.47	17.61
$[30^\circ, 60^\circ]$	1.52	17.60
$[37.5^\circ, 67.5^\circ]$	1.46	17.61

II.3.7.3 Détermination du couple d'interaction entre les deux champs

En se référant à la section II.3.4.4, l'allure du couple statique total de la figure II.16 peut se décomposer en deux, le couple d'interaction entre les deux champs et du couple de détente. Le couple de réluctance étant négligeable vu la forme lisse du rotor. L'allure du couple d'interaction peut donc être déterminée par la différence entre l'allure du couple statique total (figure II.16) et l'allure du couple de détente (figure II.9).

La figure II.17 illustre l'allure des trois couples en fonction de la position du rotor. Le couple d'interaction présente un plateau presque lisse sur l'intervalle $[30^\circ, 60^\circ]$, sa valeur moyenne est de 1.52 N.m et son taux d'ondulation est de 5%.

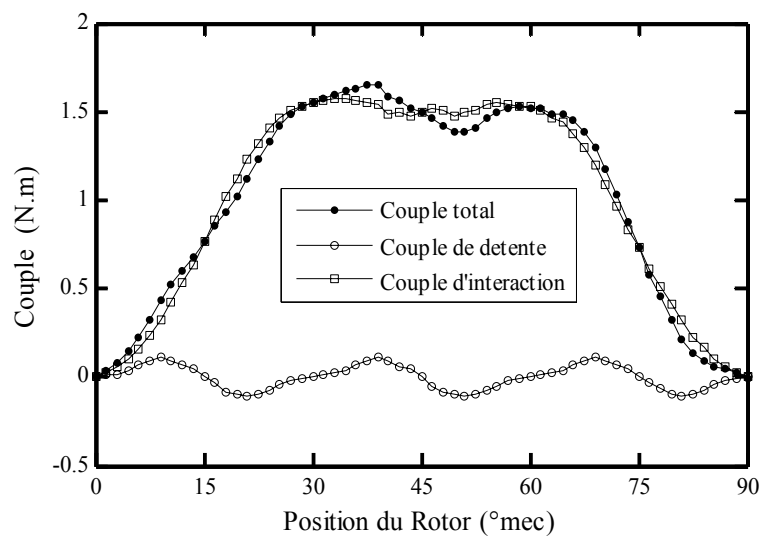


Figure II.17 : Variation du couple statique en fonction de la position du rotor

II.3.8 Validation expérimentale du modèle magnétostatique

Les résultats expérimentaux de l'inductance propre d'une phase et de l'allure de la f.c.em par phase de la BDCM d'étude seront présentés simultanément avec ceux théoriques.

II.3.8.1 Détermination expérimentale de l'inductance propre d'une phase:

L'inductance propre d'une phase est directement déterminée à l'aide d'un RLC mètre numérique pour différentes positions du rotor. La figure II.18 montre que l'inductance expérimentale et celles théoriques varient de la même façon en fonction de la position du rotor. Cependant, un écart de l'ordre de 7% existe entre leurs valeurs calculées et mesurées. Cet écart peut être attribué à l'effet des extrémités de bobines qui est négligé dans le cas du modèle magnétostatique à deux dimensions.

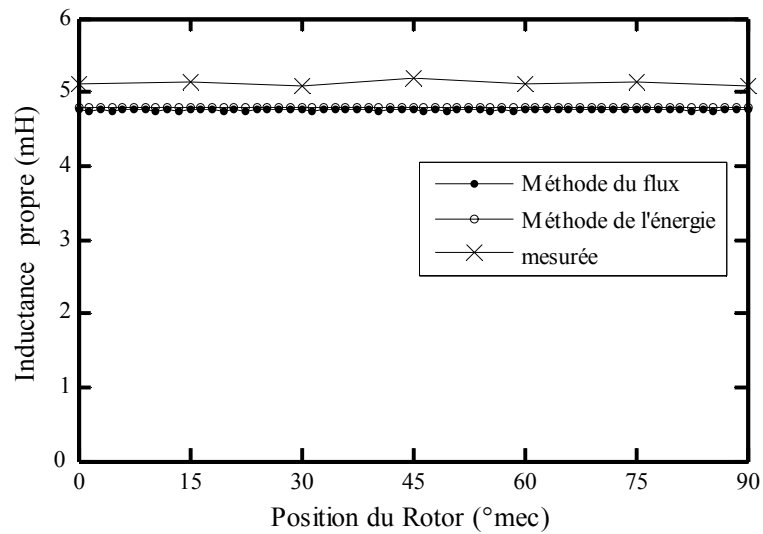


Figure II.18 : Variation de l'inductance propre d'une phase

II.3.8.2 Détermination expérimentale de la f.c.e.m d'une phase de la machine

Afin de visualiser l'allure réelle de la f.c.e.m aux bornes d'une phase, la BDCM est entraînée à l'aide d'un moteur à courant continu avec une vitesse de 1000tr/min. L'acquisition numérique du signal de la f.c.e.m est assurée à l'aide d'un oscilloscope numérique. L'allure de la f.c.e.m d'une phase pour une vitesse de 1000tr/min est donnée par la figure II.19.

Les allures expérimentale et théorique de la f.c.e.m sont comparées sur la figure II.20. Celle-ci montre que les deux courbes expérimentale et théorique sont très proches, l'écart entre l'expérience et la théorie est très faible. La f.c.e.m déterminée par le modèle magnétostatique basé sur MEF est donc conforme à celle obtenue par expérience.

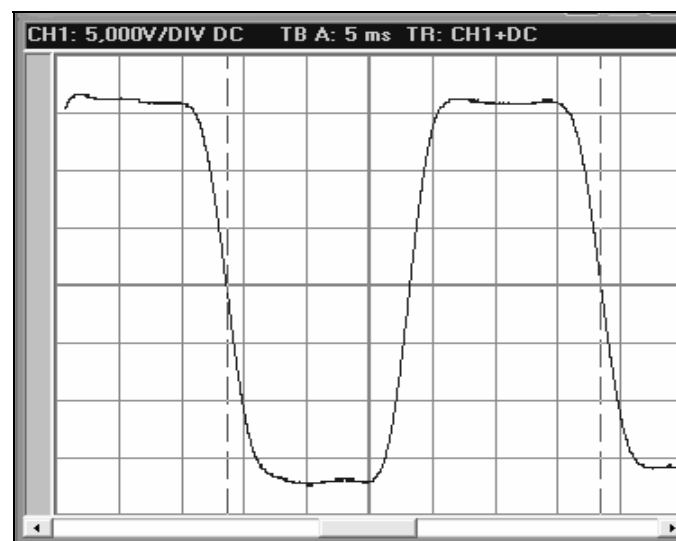


Figure II.19 : Allure de la f.c.e.m d'une phase en fonction du temps (1000tr/min).

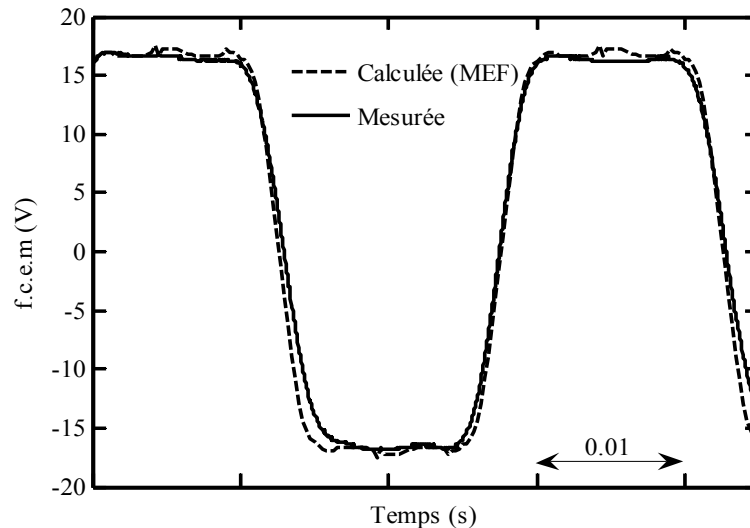


Figure II.20 : Allure de la f.c.e.m d'une phase en fonction du temps (1000tr/min).

Au vu de la comparaison entre les résultats obtenus à l'aide du modèle MEF et les résultats expérimentaux, nous pouvons confirmer que le modèle magnétostatique basé sur la MEF est assez précis dans le cas de ce type de machine. Les paramètres électromagnétiques déterminés à partir de ce modèle sont donc aussi précis et peuvent être introduits dans un modèle de l'ensemble machine convertisseur. Ceci permettrait donc un semi couplage ou un couplage indirect entre les équations du champ magnétique de la machine et celles de son circuit d'alimentation.

II.4 Modèle électrique de la machine

Le modèle électrique de la machine synchrone à aimants permanents à force contre électromotrice trapézoïdale (BDCM) requiert une attention particulière. En effet, étant donné que les f.c.e.m induites par les aimants sont non sinusoïdales, il n'est pas possible d'appliquer directement le changement de référentiel à l'aide de la transformée de Park [1]. Cette transformation permet d'accélérer le temps de calcul, car les variables d'état sont constantes en régime permanent et d'en simplifier la commande. Dans le cas de la BDCM, plusieurs auteurs [1, 28] s'accordent pour utiliser les variables de phase (abc) afin de modéliser cette machine. Cette modélisation aura pour conséquence d'augmenter légèrement le temps de simulation. Toutefois, étant donné que le modèle d'état est relativement simple, cette augmentation sera minime.

Au vu des résultats du modèle magnétostatique basée sur la MEF, de la section précédente, certaines simplifications peuvent être apportées:

- Les inductances propres et mutuelles sont considérées constantes, ne varient pas en fonction de la position du rotor.
- La réaction magnétique d'induit est négligée.

En plus, nous rajoutons la simplification suivante :

- Les enroulements du stator sont considérés symétriques et connectés en étoile avec neutre en l'air.

Dans le cas simple, bipolaire, la machine synchrone à aimants permanents triphasée équipée d'un capteur de position à 3 sondes à effet Hall, peut être représentée dans le repère naturel par la figure suivante :

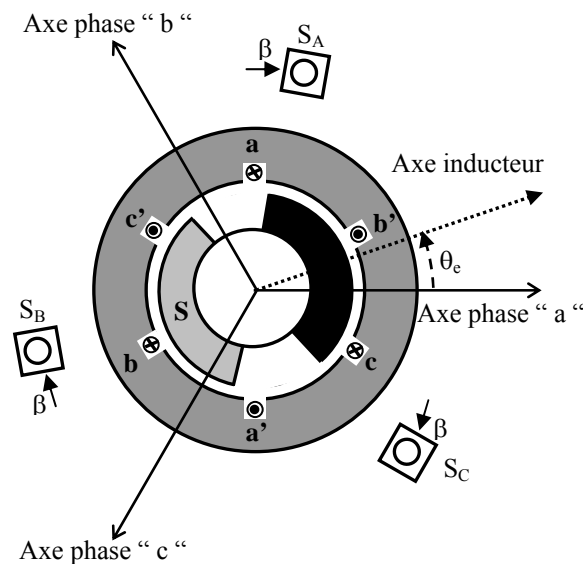


Figure II.21 : Structure d'une machine synchrone triphasée équipée d'un capteur à effet Hall

D'après la loi d'Ohm, les expressions des tensions simples aux bornes des trois phases statoriques "a", "b" et "c" de la machine peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} V_a = R_a \cdot i_a + \frac{d\Phi_{ta}}{dt} \\ V_b = R_b \cdot i_b + \frac{d\Phi_{tb}}{dt} \\ V_c = R_c \cdot i_c + \frac{d\Phi_{tc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Où :

V_a, V_b et V_c sont respectivement les tensions simples des phases "a", "b" et "c";

i_a , i_b et i_c sont respectivement les courants dans les phases "a", "b" et "c";

R_a , R_b et R_c sont respectivement les résistances des phases "a", "b" et "c";

Φ_{ta} , Φ_{tb} et Φ_{tc} sont respectivement les flux totaux induits dans les phases "a", "b" et "c".

On peut décomposer les flux en distinguant les flux auto-induits par les courants statoriques eux même et ceux dus aux aimants rotoriques :

$$\begin{cases} \Phi_{ta} = \Phi_{sa} + \Phi_{ra} \\ \Phi_{tb} = \Phi_{sb} + \Phi_{rb} \\ \Phi_{tc} = \Phi_{sc} + \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Φ_{sa} , Φ_{sb} et Φ_{sc} sont respectivement les flux auto-induits par les courants dans les phases statoriques "a", "b" et "c".

Φ_{ra} , Φ_{rb} et Φ_{rc} sont respectivement les flux envoyés par les aimants dans les phases statoriques "a", "b" et "c".

En introduisant les inductances, les flux créés par les courants eux même dans les phases statoriques peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{sa} = L_{aa} \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c \\ \Phi_{sb} = L_{bb} \cdot i_b + M_{ba} \cdot i_a + M_{bc} \cdot i_c \\ \Phi_{sc} = L_{cc} \cdot i_c + M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Où :

L_{aa} , L_{bb} et L_{cc} sont respectivement les inductances propres des phase a, b et c.

M_{ab} , M_{ac} , M_{ba} , M_{bc} , M_{ca} et M_{cb} sont respectivement les inductances mutuelles entre les phases "a", "b" et "c".

Comme les phases sont symétriques et les inductances sont indépendantes de la position du rotor, on peut écrire :

$$R_a = R_b = R_c = R ;$$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L ;$$

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M.$$

Etant donné que les enroulements des phases de la machine sont connectés en étoile avec neutre en l'air, la composante homopolaire du courant est nulle, il est possible de faire la simplification suivante :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \rightarrow i_b + i_c = -i_a \quad (\text{II.32})$$

Pour la phase a, le flux peut s'écrire :

$$\Phi_{sa} = L \cdot i_a + M \cdot (i_b + i_c) = (L - M) \cdot i_a = L_m \cdot i_a \quad (\text{II.33})$$

Où : $L_m = L - M$ représente l'inductance équivalente d'une phase.

La méthode est répétée pour les deux autres phases et les flux créés par les courants statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{sa} = L_m \cdot i_a \\ \Phi_{sb} = L_m \cdot i_b \\ \Phi_{sc} = L_m \cdot i_c \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Les flux totaux induits dans les phases "a", "b" et "c" peuvent alors s'écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{ta} = L_m \cdot i_a + \Phi_{ra} \\ \Phi_{tb} = L_m \cdot i_b + \Phi_{rb} \\ \Phi_{tc} = L_m \cdot i_c + \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Le modèle électrique de la machine prend alors la forme suivante :

$$\begin{cases} V_a = R \cdot i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_b = R \cdot i_b + L_m \frac{di_b}{dt} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_c = R \cdot i_c + L_m \frac{di_c}{dt} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Le troisième terme du système d'équations (II.36) représente la force contre électromotrice (f.c.e.m) ou la tension induite par les aimants rotoriques dans chaque phase statorique.

L'expression de la f.c.e.m de la phase (a) s'écrit :

$$e_a = \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = \frac{d\Phi_{ra}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \cdot e_{ra} \quad (\text{II.37})$$

$$\text{Avec : } e_{ra} = \frac{d\Phi_{ra}}{d\theta}$$

Et de la même façon pour les des deux autres phases "b" et "c" :

$$e_b = \omega_r \cdot e_{rb} \quad (\text{II.38})$$

$$e_c = \omega_r \cdot e_{rc} \quad (\text{II.39})$$

θ : Angle de rotation mécanique

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} : \text{Vitesse de rotation mécanique}$$

Les grandeurs e_{ra} , e_{rb} et e_{rc} représentent les f.c.e.m par unité de vitesse ou les variations par rapport à la position rotorique du flux envoyé par les aimants à travers les phases statoriques "a", "b" et "c".

Le système d'équations devient :

$$\begin{cases} V_a = R.i_a + L_m \cdot \frac{di_a}{dt} + \omega_r \cdot e_{ra} \\ V_b = R.i_b + L_m \cdot \frac{di_b}{dt} + \omega_r \cdot e_{rb} \\ V_c = R.i_c + L_m \cdot \frac{di_c}{dt} + \omega_r \cdot e_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Ce dernier peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} e_{ra} \\ e_{rb} \\ e_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Le système d'équation II.40 ou II.41 représente le modèle électrique de la BDCM dans le repère naturel abc, son schéma électrique équivalent est :

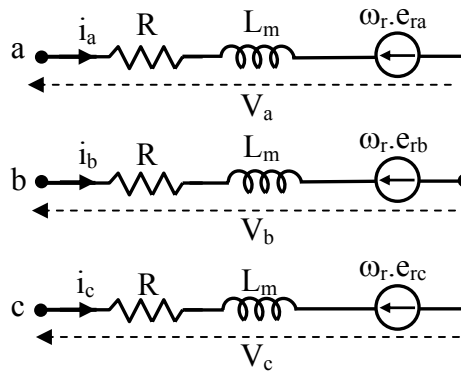


Figure II.22 : Schéma électrique équivalent de la BDCM connectée en étoile

II.5 Modèle mécanique de la machine

Ce modèle mécanique est quand à lui beaucoup plus simple que le modèle électrique. En effet, la modélisation de la dynamique du rotor est standard dans le domaine des machines électriques.

La dynamique du rotor est définie par l'équation suivante :

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} + C_{det} - C_r - f_r \cdot \omega_r \quad (\text{II.42})$$

Où :

J : représente l'inertie du rotor (Kg.m^2)

f_r : représente le coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rd)

C_r : représente le couple de charge mécanique (N.m)

C_{det} : représente le couple de détente de la machine (N.m)

C_{em} : représente le couple électromagnétique d'interaction développé par la machine (N.m)

ω_r : représente la vitesse mécanique du rotor (rad/s)

Le couple électromagnétique d'interaction C_{em} est déduit à partir du bilan de puissance. La puissance électrique absorbée P_{ele} est obtenue avec la relation suivante :

$$P_{\text{ele}} = R \cdot (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) + (e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c) = P_J + P_{\text{em}} \quad (\text{II.43})$$

Où :

P_J : représente les pertes joules dans le cuivre (W)

P_{em} : représente la puissance électromagnétique transformable (W)

La puissance électromagnétique P_{em} est donc fonction de la force contre électromotrice et du courant de phase. En remplaçant les f.c.e.m par leurs expressions (II.37), (II.38) et (II.39), il est possible d'écrire :

$$P_{\text{em}} = (e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c) = \omega_r \cdot (e_{ra} \cdot i_a + e_{rb} \cdot i_b + e_{rc} \cdot i_c) = C_{\text{em}} \cdot \omega_r \quad (\text{II.44})$$

Donc, le couple électromagnétique d'interaction C_{em} peut s'écrire comme suit :

$$C_{\text{em}} = (e_{ra} \cdot i_a + e_{rb} \cdot i_b + e_{rc} \cdot i_c) \quad (\text{II.45})$$

En additionnant ce couple avec le couple de détente C_{det} , on en déduit le couple total C_t développé par la machine, tel que :

$$C_t = C_{\text{em}} + C_{\text{det}} \quad (\text{II.46})$$

Après transformation des équations II.40, II.42, II.44 dans le domaine de Laplace, les deux modèles électrique et mécanique seront rassemblés dans un même module pour constituer le modèle de simulation de la machine. Ce dernier est représenté par l'organigramme de la figure suivante :

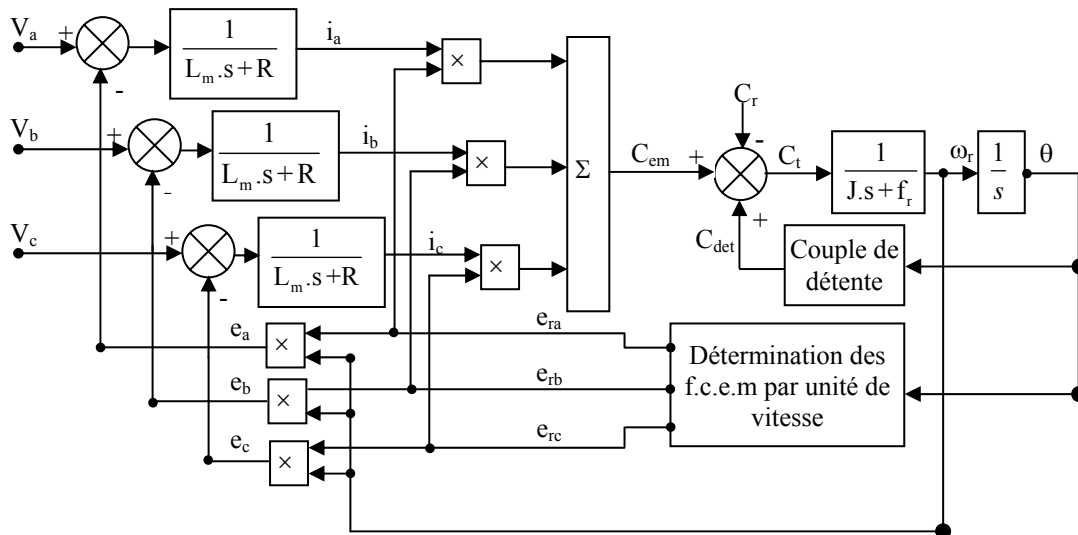


Figure II.23 : Organigramme du modèle de simulation de la machine

s étant l'opérateur Laplacien.

Les entrées du modèle sont les trois tensions de phase (V_a , V_b et V_c) et le couple de charge C_r . Les sorties sont les courants des trois phases (i_a , i_b et i_c), le couple électromagnétique C_{em} , et la vitesse de rotation ω_r .

Les paramètres R , C_r , J et f_r sont généralement connus. Cependant, la valeur de l'inductance L_m , les allures des f.c.e.m (e_{ar} , e_{br} et e_{cr}) et l'allure du couple de détente C_{det} , sont importées du modèle magnétostatique basé sur la MEF.

II.6 Modèle du capteur de position

La particularité des machines synchrones à aimants permanents provient du fait qu'il est nécessaire de connaître la position du rotor par rapport au stator. Cela permet de synchroniser le champ rotorique avec le champ statorique. Le dispositif généralement utilisé pour la BDCM est le capteur à effet Hall, car son utilisation est moins onéreuse que les codeurs de positions. En vue de la commande 120° , trois sondes à effet Hall sont disposées autour du stator et décalées de 120° électriques les unes des autres. Les signaux des trois sondes sont de durée 180° électriques et décalés entre eux de 120° électriques. La position du rotor est repérée à chaque front montant ou descendant des trois signaux, ce qui correspond à un changement chaque 60° électriques. Donc, durant une révolution, six séquences ou six secteurs d'alimentation sont possibles (numérotées de 1 à 6), comme illustrées par la figure II.24.

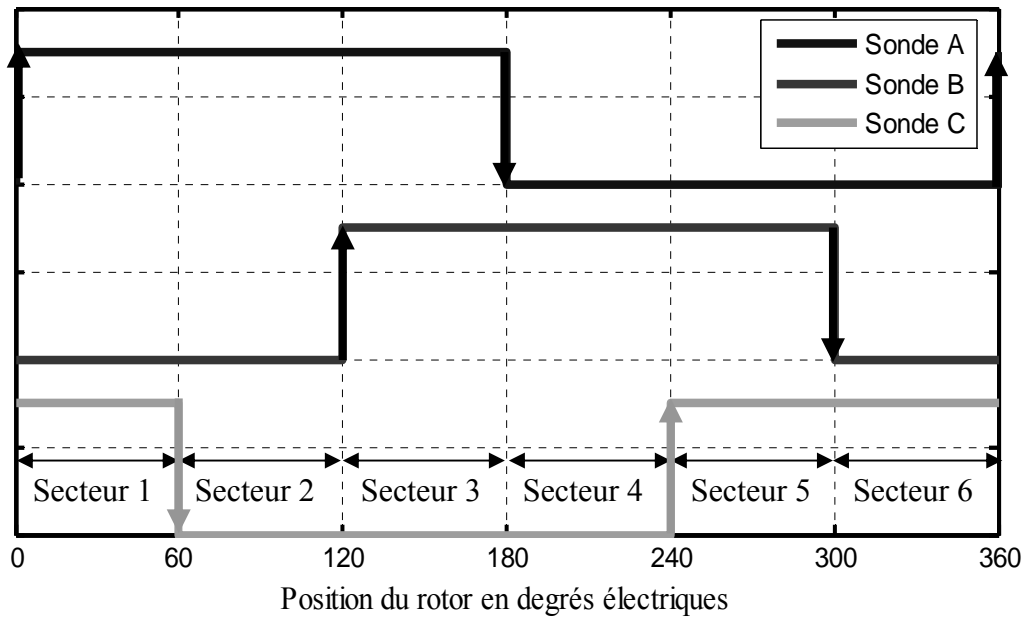


Figure II.24 : Signaux de sortie des trois sondes du capteur de position

Dans ce modèle, afin de déterminer les six secteurs ou séquences d'alimentation, nous avons opté pour une procédure simple qui consiste à diviser l'angle électrique par 60° . L'angle électrique étant modulé à une révolution de 360° . Le résultat de la division est arrondi, seule la partie entière est considérée, à laquelle est rajoutée 1. Le résultat donne le numéro de secteur de 1 à 6 correspondant à la position électrique du rotor. L'organigramme de la figure II.25 illustre bien la procédure de détermination des six secteurs (séquences) d'alimentation de la machine qui correspond au modèle pour le capteur de position adopté.

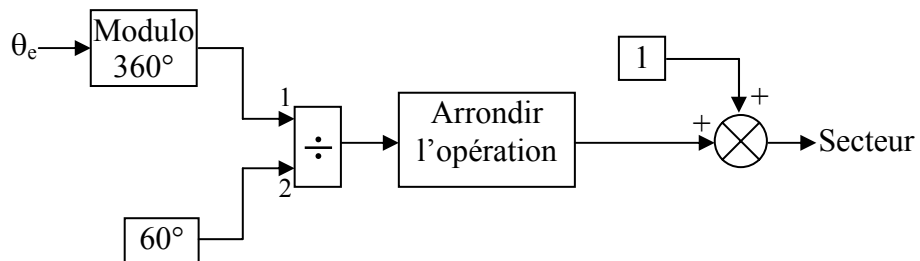


Figure II.25 : Organigramme du modèle du capteur de position

L'entrée du modèle du capteur est la position électrique θ_e . Sa sortie correspond au numéro du secteur (séquence) d'alimentation de 1 à 6.

II.7 Modèle du convertisseur de puissance:

L'onduleur est considéré formé d'interrupteurs idéaux, sans chute de tension, leurs temps d'ouverture et de fermeture sont négligés.

Le convertisseur est un ensemble d'interrupteurs, représentant les transistors et les diodes, qui sont soit à l'état conducteur (on) soit à l'état bloqué (off). La figure II.26 donne une représentation de l'association machine-convertisseur.

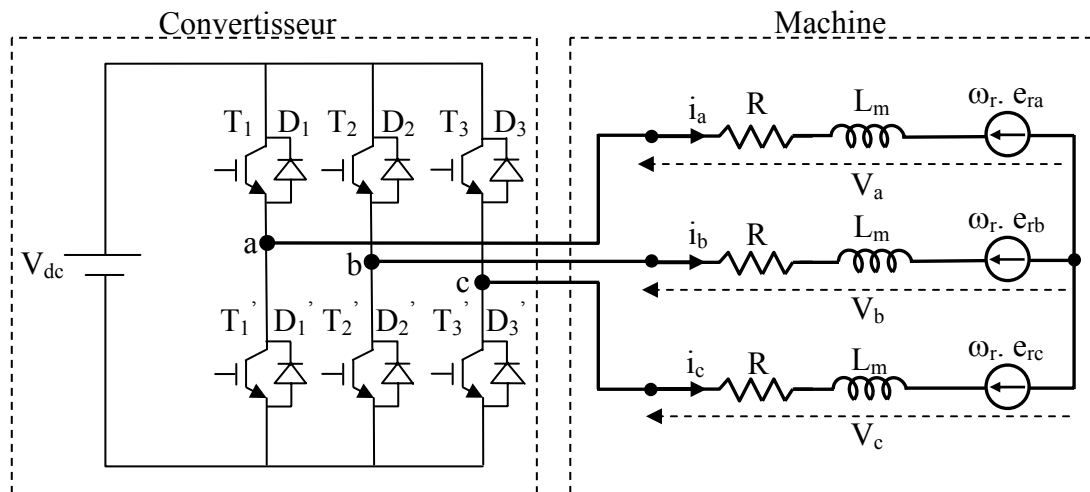


Figure II.26 : Représentation de l'ensemble machine-convertisseur

Un modèle non linéaire est adopté pour le convertisseur, il consiste en un circuit ouvert idéal lorsque les transistors et diodes sont à l'état bloqué (off) et un circuit fermé à résistance nulle à l'état conducteur (on). Ainsi, les tensions entre phases appliquées à la BDCM (tensions de sortie du convertisseur) ne peuvent être égales qu'à $(+V_{dc})$, (0) ou $(-V_{dc})$.

Nous avons adopté un modèle de commutation de 60° où deux phases sont alimentées simultanément, voir figure II.27. Ce choix s'avère approprié pour la configuration de la machine étudiée [34]. Suivant la topologie choisie, il apparaît que le fonctionnement du convertisseur peut être réduit aux deux périodes de commutation et de conduction.

En effet, la commutation du courant d'une phase à une autre décrite par la figure II.28, ne peut se faire instantanément à cause de l'effet des inductances des enroulements de la machine. Par conséquent, il existe une période de temps (période de commutation) où les trois phases de la machine conduisent.

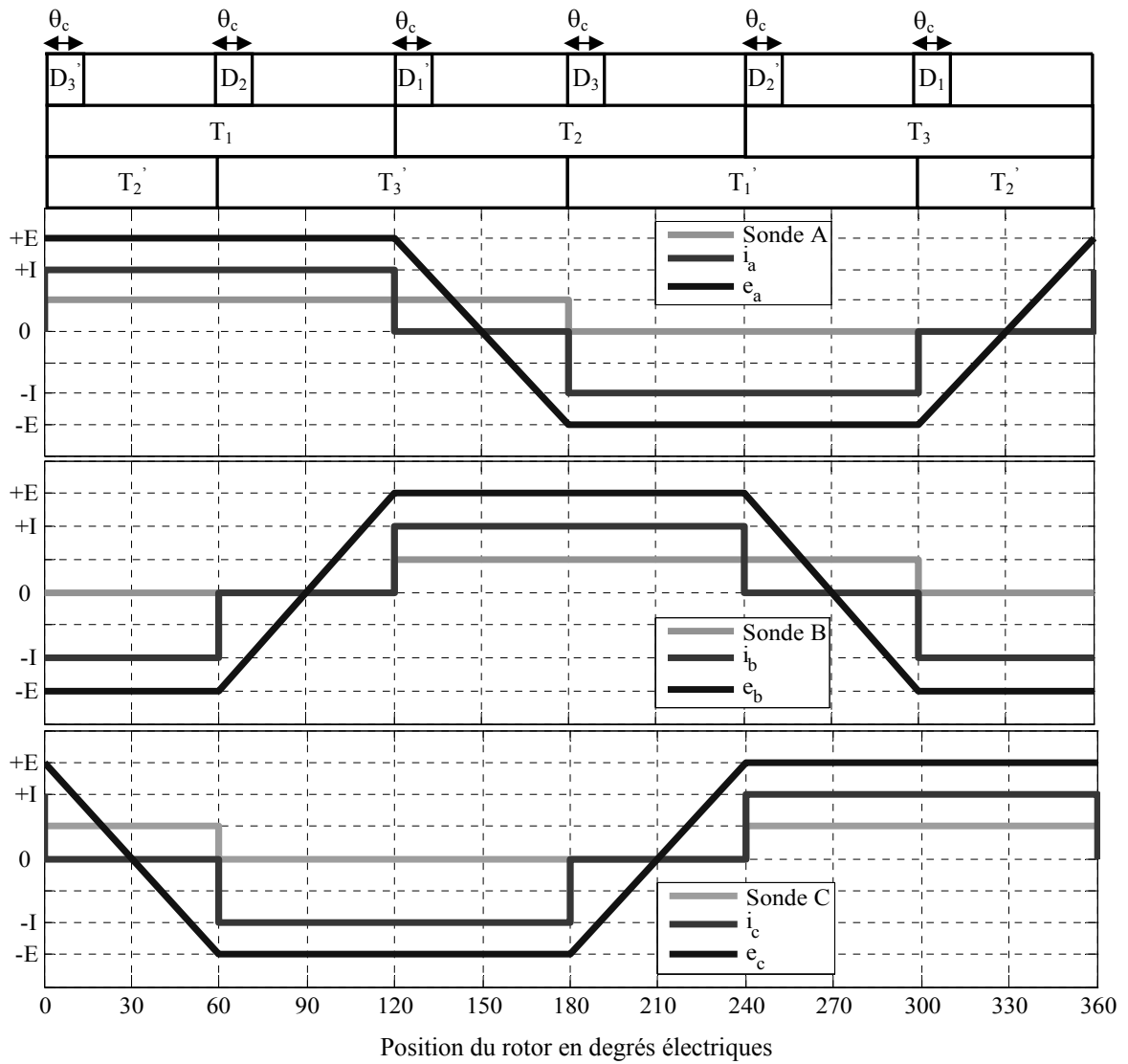


Figure II.27 : Fonctionnement du système machine-convertisseur pour un angle de calage nul

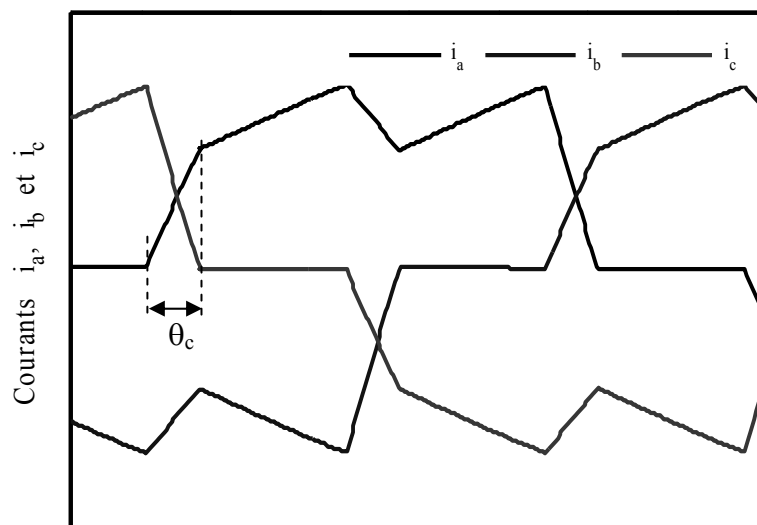


Figure II.28 : Commutation des courants de phase

Ce phénomène de commutation a un effet indésirable sur les performances de la BDCM, il est donc important de déterminer le modèle du système durant cette période [8, 49-52]. En outre, la détermination de la durée de commutation permet de diviser le fonctionnement du système en deux périodes distinctes :

- La période de conduction où seulement deux phases conduisent.
- La période de commutation où les trois phases conduisent.

La figure II.27 montre le fonctionnement du système convertisseur - BDCM et donne les différentes séquences des courants et des f.e.m sur une période électrique complète. Celle-ci est utile pour la détermination des équations régissant le système puisqu'elle permet de faire la correspondance entre les f.c.e.m et les courants aux différents instants.

Etant donné que la machine est commutée 6 fois par période électrique, l'étude peut être réduite à un intervalle de 60° électriques. En effet, les équations restent valables pour les différentes séquences, seuls leurs coefficients changent.

La détermination des tensions simples est effectuée sur l'intervalle $[0^\circ, 60^\circ]$ qui comporte une période de commutation $[0^\circ, \theta_c]$ et une période de conduction $[\theta_c, 60^\circ]$.

La détermination du modèle du convertisseur revient à déterminer les expressions de ses tensions simples de sortie en fonction de ses grandeurs d'entrée, qui sont la tension d'entrée du bus continu (V_{dc}) et les trois f.c.e.m de la machine (e_a , e_b et e_c). Les expressions de ces tensions de sorties seront déterminées durant chacun des six secteurs et chaque période de commutation et de conduction. En effet, chaque secteur est subdivisé en deux périodes: Période de commutation et période de conduction.

Nous nous limiterons à donner le modèle de détermination des tensions simples durant le secteur 1. La même procédure est utilisée pour les autres secteurs.

II.7.1 Tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de commutation du

secteur 1: $\theta \in [0 \ \theta_c]$

Au début du secteur 1, on a une commutation de la phase "c" vers la phase "a", le courant de la phase "c" va s'annuler au bout de $\theta = \theta_c = \omega.t_c$ pendant que celui de la phase "a" va s'établir. Le fonctionnement de l'onduleur alimentant la BDCM durant cette période est représenté par la figure II.29.

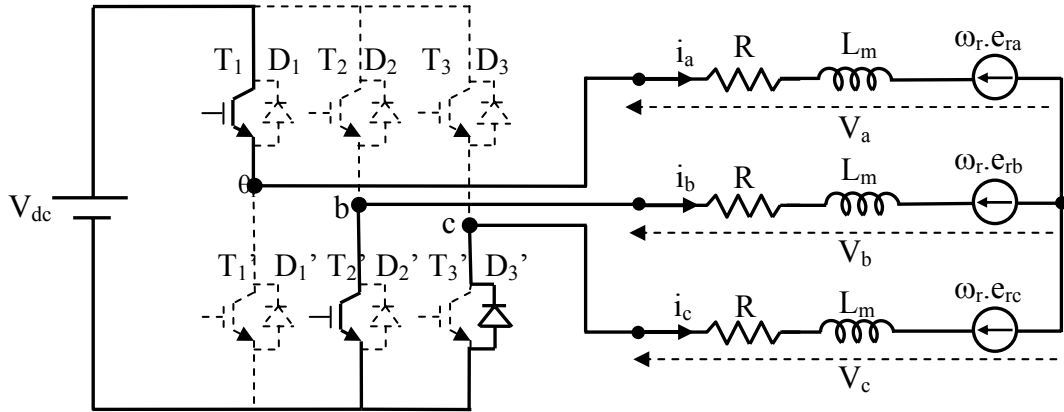


Figure II.29 : Fonctionnement du système BDCM-Convertisseur durant la période de commutation du secteur 1

Pendant cette période de commutation les expressions des tensions simples de sortie de l'onduleur peuvent être déterminées comme suit :

A $\theta = 0$, lorsque le transistor T_3 s'ouvre et le transistor T_1 se ferme, l'énergie électromagnétique emmagasinée dans la phase "c" est évacuée vers la source, le courant continue ainsi à circuler à travers la diode D_3' . Durant cette période, on aura donc, conduction des trois phases "a", "b" et "c".

En se référant au schéma électrique de la figure II.29, on en déduit le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_a - V_b = V_{dc} \\ V_{bc} = V_b - V_c = 0 \\ V_{ca} = V_c - V_a = -V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

En utilisant les équations (II.32),(II.40) et (II.47) et après simplifications, on obtient l'équation suivante :

$$V_{ca} = 3.V_c - \omega_r.(e_{ra} + e_{rb} + e_{rc}) = -V_{dc} \quad (\text{II.48})$$

Et on en déduit l'expression de la tension simple de la phase "c", tel que :

$$V_c = -\frac{V_{dc}}{3} + \frac{e_0}{3} \quad (\text{II.49})$$

Avec : $e_0 = \omega_r.(e_{ra} + e_{rb} + e_{rc})$

A partir des équations (II.47) et (II.49), on peut déterminer les expressions des tensions simples des deux autres phases "b" et "a":

$$V_b = -\frac{V_{dc}}{3} + \frac{e_0}{3} \tag{II.50}$$

$$V_a = \frac{2.V_{dc}}{3} + \frac{e_0}{3} \tag{II.51}$$

Les équations (II.48), (II.50) et (II.51) peuvent s'écrire sous forme de système d'équations représentant les expressions des tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de commutation du secteur 1.

$$\begin{cases} V_a = \frac{2.V_{dc} + e_0}{3} \\ V_b = \frac{-V_{dc} + e_0}{3} \\ V_c = \frac{-V_{dc} + e_0}{3} \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{avec } e_0 = \omega_r.(e_{ra} + e_{rb} + e_{rc}) \\ \text{jusqu'à } i_c = 0 \end{array} \tag{II.52}$$

La période de commutation du secteur 1 dure tant que $i_c \geq \varepsilon$, avec ε une très petite valeur très proche de zéro. Dans notre modèle de simulation, nous avons choisi $\varepsilon = 10^{-12}$.

II.7.2 Tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de conduction du

$$\text{secteur 1: } \theta \in \left[\theta_c, \frac{\pi}{3} \right]$$

A la fin de la période de commutation, le courant i_c s'annule et le courant i_a s'établit, alors uniquement les deux phases "a" et "b" conduisent du courant. Le parcours du courant dans les phases durant cette période est illustré par la figure II.30.

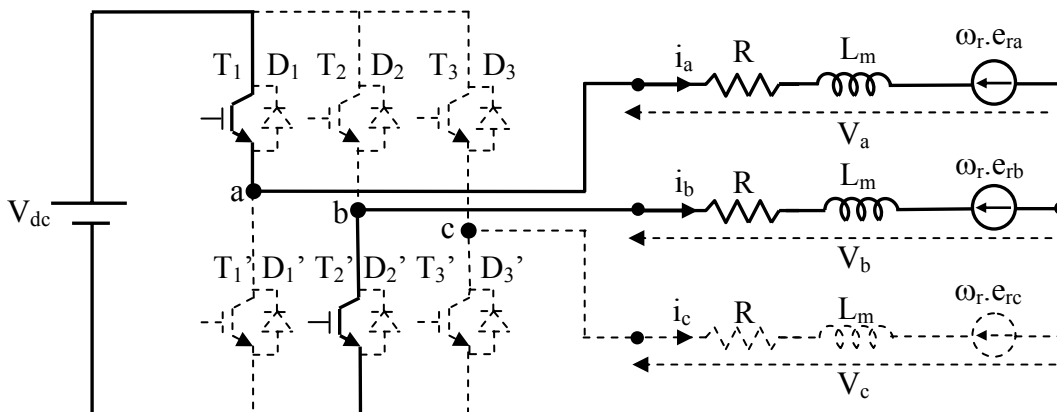


Figure II.30 : Fonctionnement du système BDCM-Convertisseur durant la période de conduction du secteur 1

Pendant cette période, à partir du schéma électrique de la figure II.30, les courants circulant dans les phases peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} i_a = i_a \\ i_b = -i_a \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

La tension entre les deux phases "a" et "b", s'écrit :

$$V_{ab} = V_a - V_b = V_{dc} \quad (\text{II.54})$$

La substitution des équations du système (II.53) dans le système (II.40), permet d'écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_a = R \cdot i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + \omega_r \cdot e_a \\ V_b = -R \cdot i_a - L_m \frac{di_a}{dt} + \omega_r \cdot e_b \\ V_c = e_c \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

A partir du système (II.55), on peut déduire l'expression de la tension V_{ab} , tel que :

$$V_{ab} = V_a - V_b = 2 \left(R \cdot i_a + L_m \frac{di_a}{dt} \right) + \omega_r \cdot (e_a - e_b) \quad (\text{II.56})$$

L'équation (II.56) peut se mettre sous la forme suivante :

$$V_{ab} = 2 \left(R \cdot i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + \omega_r \cdot e_{ra} \right) - \omega_r \cdot (e_{ra} + e_{rb}) = 2 \cdot V_a - \omega_r \cdot (e_{ra} + e_{rb}) \quad (\text{II.57})$$

Des équations (II.54) et (II.57), on en déduit l'expression de la tension simple de la phase "a", tel que :

$$V_a = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{\omega_r \cdot (e_{ra} + e_{rb})}{2} \quad (\text{II.58})$$

L'expression de la tension de phase V_b est obtenue en utilisant les équations (II.54) et (II.58) :

$$V_b = -\frac{V_{dc}}{2} + \frac{\omega_r \cdot (e_{ra} + e_{rb})}{2} \quad (\text{II.59})$$

L'expression de la tension V_c est directement déduite du système d'équations (II.51), celle-ci s'écrit :

$$V_c = \omega_r \cdot e_{rc} \quad (\text{II.60})$$

En rassemblant (II.58), (II.59) et (II.60), on obtient le système d'équations représentant les expressions des tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de conduction du secteur 1, tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = \frac{V_{dc} + \omega_r \cdot (e_{ra} + e_{rb})}{2} \\ V_b = \frac{-V_{dc} + \omega_r \cdot (e_{ra} + e_{rb})}{2} \\ V_c = \omega_r \cdot e_{rc} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{avec } i_a = -i_b \\ \text{et } i_c = 0 \end{array} \quad (\text{II.61})$$

La période de conduction du secteur1 démarre lorsque le courant i_c dans la phase “c” est inférieur à ε , $i_c < \varepsilon$.

Le modèle de détermination des tensions simples de sortie de l'onduleur pendant les deux périodes de commutation et de conduction du secteur1 est organisé selon l'organigramme de la figure II.31.

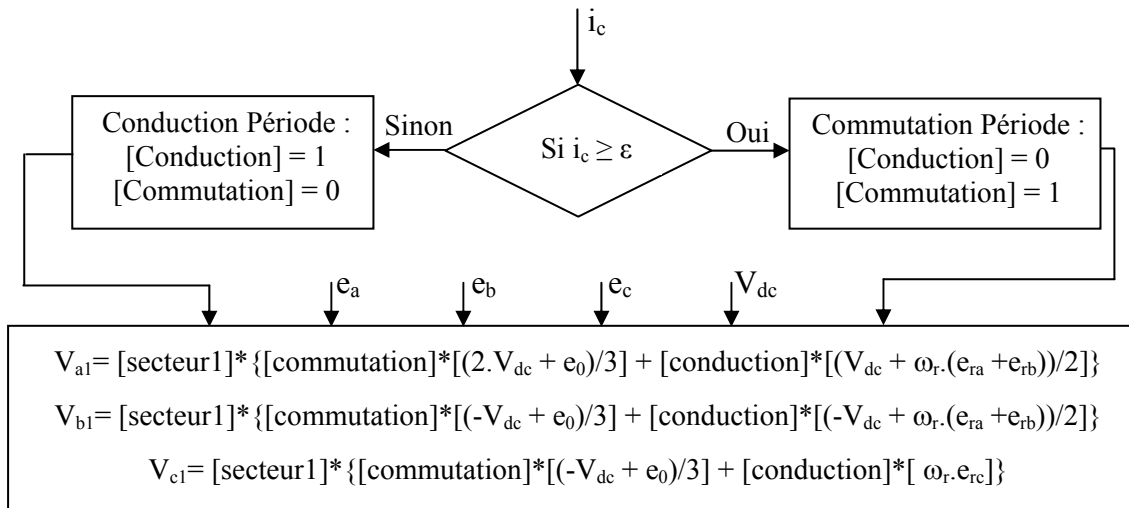


Figure II.31 : Organigramme du modèle de détermination des tensions de phase durant le secteur1

La même procédure est répétée pour déterminer les tensions simples durant les autres secteurs. En fin, durant les six secteurs correspondant à une période électrique, les tensions simples des trois phases sont calculées à partir des expressions du système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = V_{a1} + V_{a2} + V_{a3} + V_{a4} + V_{a5} + V_{a6} \\ V_b = V_{b1} + V_{b2} + V_{b3} + V_{b4} + V_{b5} + V_{b6} \\ V_c = V_{c1} + V_{c2} + V_{c3} + V_{c4} + V_{c5} + V_{c6} \end{array} \right. \quad (\text{II.62})$$

Les nombres 1, 2, 3, 4,5 et 6 correspondent aux numéros de secteurs.

II.8 Modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur piloté par un capteur de position

Les différents modèles (de la machine, de l'onduleur et du capteur de position) développés aux sections précédentes sont rassemblés afin de constituer le modèle de simulation de l'ensemble BDCM-Convertisseur, piloté par un capteur de position à trois sondes à effet Hall.

Le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur est implémenté sous l'environnement Matlab Simulink selon l'organigramme suivant :

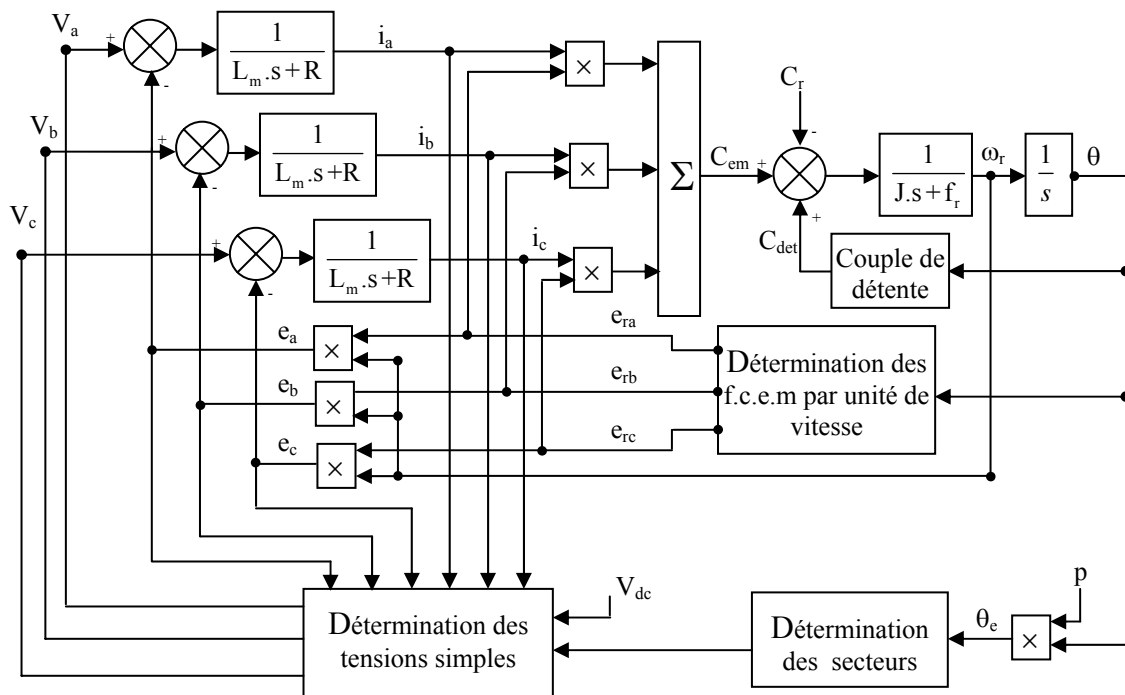


Figure II.32 : Organigramme du modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur

Les entrées du modèle sont la tension du bus continu V_{dc} à l'entrée de l'onduleur et le couple de charge C_r appliqué sur l'arbre du moteur.

Les sorties sont les couples d'interaction C_{em} et total C_t , la vitesse de rotation du moteur ω_r , les courants et les tensions de phase de la machine.

Les paramètres R , J et f_r sont généralement connus ou mesurables. Cependant, les valeurs des inductances propre et mutuelle L et M , les allures des f.c.e.m (e_{ar} , e_{br} et e_{cr}) et du couple de détente C_{det} , sont importées du modèle magnétostatique de la machine basé sur la MEF.

Afin d'introduire les allures des f.c.e.m et du couple de détente dans le modèle du système, celle-ci sont décomposées en somme d'harmoniques par un développement en séries de Fourier. Les f.c.e.m par unité de vitesse en fonction de la position du rotor s'expriment par :

$$\begin{cases} e_{ra}(\theta) = \sum_{h=1}^N E_h \cdot \cos[h(\theta + \varphi_{eh} + \beta)] \\ e_{rb}(\theta) = e_{ra}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ e_{rc}(\theta) = e_{ra}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

La variation du couple de détente en fonction de la position du rotor est donnée par :

$$C_{det}(\theta) = \sum_{h=1}^N C_h \cdot \cos[h(\theta + \varphi_{dh} + \beta)] \quad (\text{II.64})$$

II.9. Simulation du système BDCM- Convertisseur

Le modèle associant la machine et le convertisseur élaboré dans la section précédente est implémenté sous l'environnement Matlab Simulink afin de déterminer les caractéristiques et les performances du système BDCM-Convertisseur. Ce modèle tient compte des spécificités géométriques, de la nature des matériaux de la machine ainsi que de l'effet de la commutation des courant dans les phases. Plusieurs essais de simulation seront menés pour prédire les allures des différentes caractéristiques et les performances du système BDCM-Convertisseur en boucle ouverte. Les résultats concernant le fonctionnement en régime statique et en régime dynamique seront illustrés. Les paramètres de la machine étudiée sont donnés en annexe 01.

II.9.1 Fonctionnement en régime permanent

Plusieurs essais de simulation, à vide et en charge, seront effectués. Les résultats en régime permanent seront présentés afin d'analyser l'allure des différentes grandeurs du système.

- **Essai à vide**

Un essai à vide a été effectué pour une valeur de la tension du bus continu de l'onduleur V_{dc} de 35V, un angle de calage β nul et une vitesse de 1000 tr/min. La figure II.33 illustre l'allure des différentes grandeurs du système.

Le courant de phase de la machine (figure II.33 (a)) présente des durées de conduction de 120° électrique alternées par des interruptions de 60° électrique. Sa valeur maximale est de 0.6A. Son allure est différente de celle en créneaux idéaux. En effet, il présente des creux qui sont dues à l'effet retardataire des inductances de la machine lors de la commutation d'une phase à une autre.

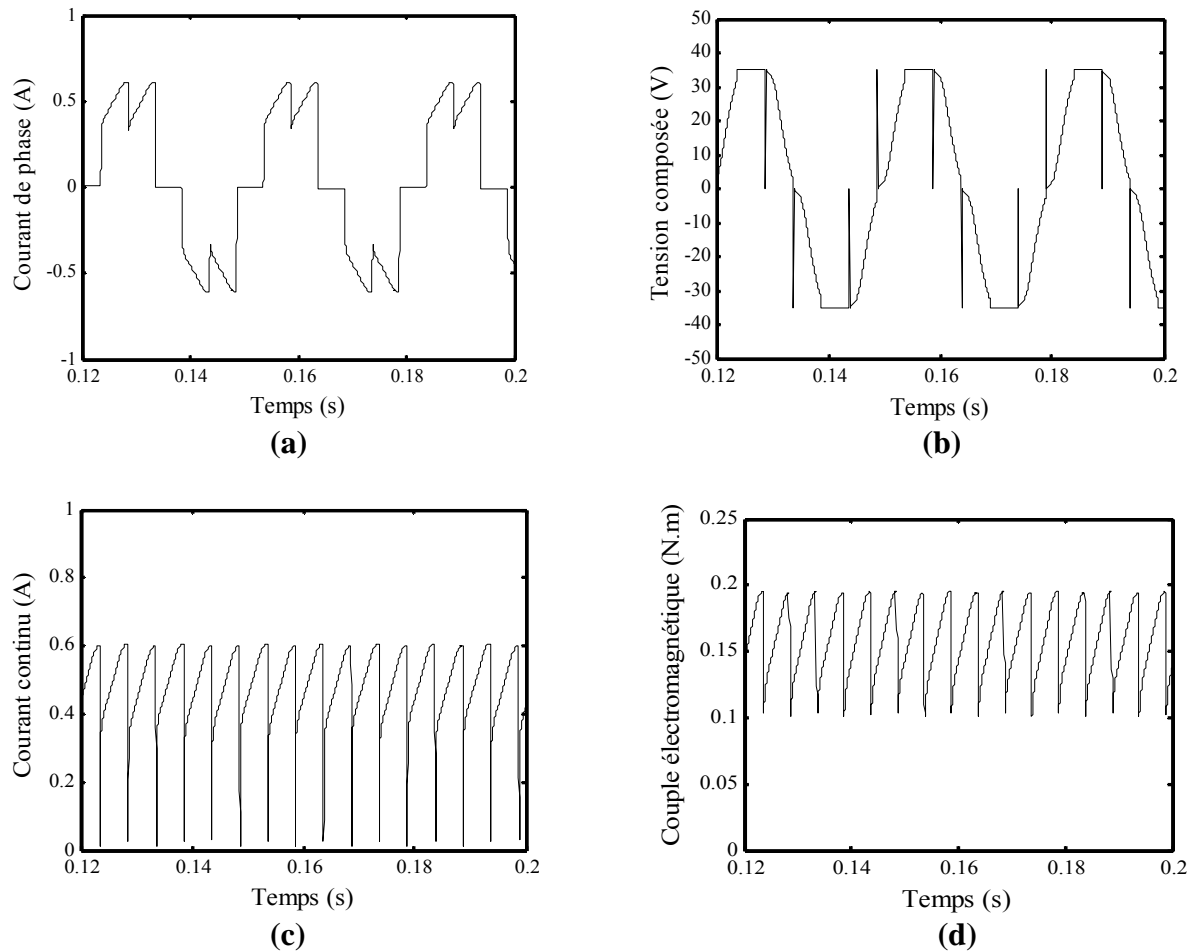


Figure II.33 : Essai à vide : (a) courant de phase de la machine, (b) tension composée entre phases de la machine, (c) courant du bus continu de l'onduleur, (d) couple électromagnétique.

L'allure de la tension composée (figure II.33 (b)) montre que celle-ci prend des valeurs entre +35V et -35V, correspondant à $+V_{dc}$, et $-V_{dc}$. La figure II.33(c) illustre l'allure du courant continu d'entrée de l'onduleur. Sa valeur moyenne est 0.48A, sa fréquence correspond à six fois celles des grandeurs de sortie de l'onduleur (courant et tension). Le couple électromagnétique (figure II.33 (d)) présente une allure très proche de celle du courant continu, avec la même fréquence. Il présente des ondulations avec un taux de 59%. Sa valeur moyenne est de 0.15 N.m, celle-ci est due à la présence du couple de frottements.

- **Essai en charge**

En appliquant un couple de charge constant de valeur nominale ($C_r = 1.5$ N.m), sous une tension nominale du bus continu V_{dc} de 190V, un calage nul ($\beta = 0$) et une vitesse de 4500tr/min, un essai de simulation en régime nominal du moteur est effectué. Les résultats des allures, du courant de phase, de la tension et composée et du couple électromagnétique en fonction du temps sont donnés par la figure II.34.

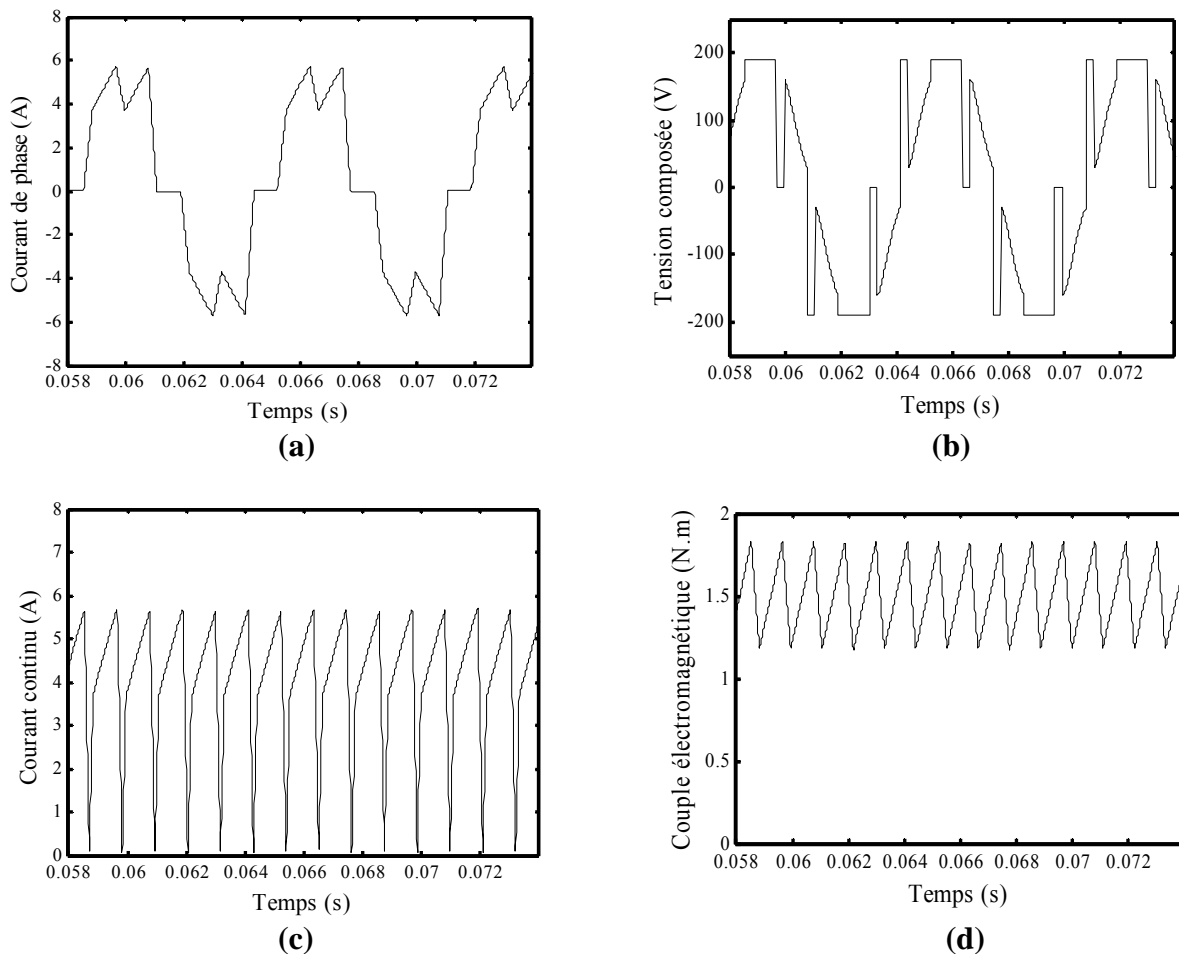


Figure II.34 : Essai en charge nominale : (a) courant de phase de la machine, (b) tension composée entre phases de la machine, (c) courant du bus continu de l'onduleur, (d) couple électromagnétique.

La figure II.34 (a) montre que le courant de phase alterne à une fréquence de 150 Hz. Son allure est légèrement différente de celle du courant à vide mais présente la même durée de conduction, de 120° . Sa valeur maximale est de 5.7A.

L'allure de la tension composée entre deux phases de la machine (figure II.34 (b)) est similaire à celle de l'essai à vide, en effet celle-ci prend des valeurs +190V, 0V et -190V et montre qu'on peut bien distinguer les deux périodes de conduction et de commutation. En effet, le temps de commutation t_{com} est de 0.296 ms correspondant à 16° électrique. Quant au temps t_{cond} correspondant à la période de conduction ($60^\circ - 16^\circ$), il correspond à 0.815 ms. Cependant la constante de temps électrique τ_e de la machine a pour valeur 9.92 ms. Cette dernière est largement supérieure aux deux périodes de commutation et de conduction ($\tau_e > t_{cond} > t_{com}$), ce qui indique que le courant ne peut atteindre sa valeur maximale durant ces deux périodes.

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par la figure II.34(d). Sa valeur moyenne égale au couple résistant imposé. Sa forme n'est pas lisse, elle présente des ondulations importantes avec un taux de 40%. Sa fréquence est de 900 Hz, elle correspond à six fois celles des grandeurs de sortie de l'onduleur (courant et tension). La figure II.34(c) illustre l'allure du courant continu d'entrée de l'onduleur, sa forme est presque l'image du couple électromagnétique avec la même fréquence. Sa valeur moyenne est 4.8A.

La figure II.35 illustre la superposition des trois f.c.e.m et des trois courants de phase de la machine. Celle-ci montre que les courants sont bien synchronisés avec les f.c.e.m pour un angle de calage nul ($\beta = 0^\circ$). Le produit des courants de phase par les f.c.e.m homologues donne l'image du couple électromagnétique de la machine illustré par la figure II.34 (d). Du fait que les f.c.e.m présentent des plateaux presque lisses, nous pouvons déduire que les ondulations du couple sont dues en grande partie à la déformation de la forme des courants durant la période de commutation.

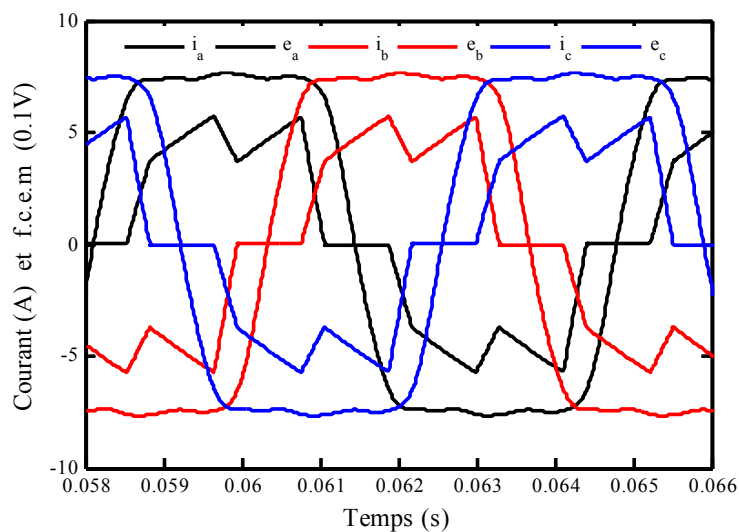


Figure II.35 Synchronisation des courants et des f.c.e.m des trois phases ($\beta=0$)

II.9.2 Fonctionnement en régime dynamique

Afin de tester la dynamique du système, trois essais en régime transitoire sont effectués. Le premier essai concerne un démarrage direct de la machine à pleine tension. Le deuxième est effectué en appliquant une augmentation brusque en échelon du couple résistant, lorsque la machine fonctionne en régime établi. Dans le dernier essai, la machine fonctionnant en régime permanent, une chute brusque en échelon de la tension du bus continu de l'onduleur est appliquée.

- Démarrage direct de la machine à vide

Un démarrage direct du moteur est effectué en appliquant une tension continue nominale V_{dc} de 190V et un calage nul ($\beta = 0$). Le moteur n'entraîne aucune charge, uniquement l'inertie propre de la machine est présente. Les variations de la tension composée entre phase de la machine, sa vitesse de rotation, son courant de phase et son couple électromagnétique, en fonction du temps, sont déterminées en régime dynamique (figure II.36).

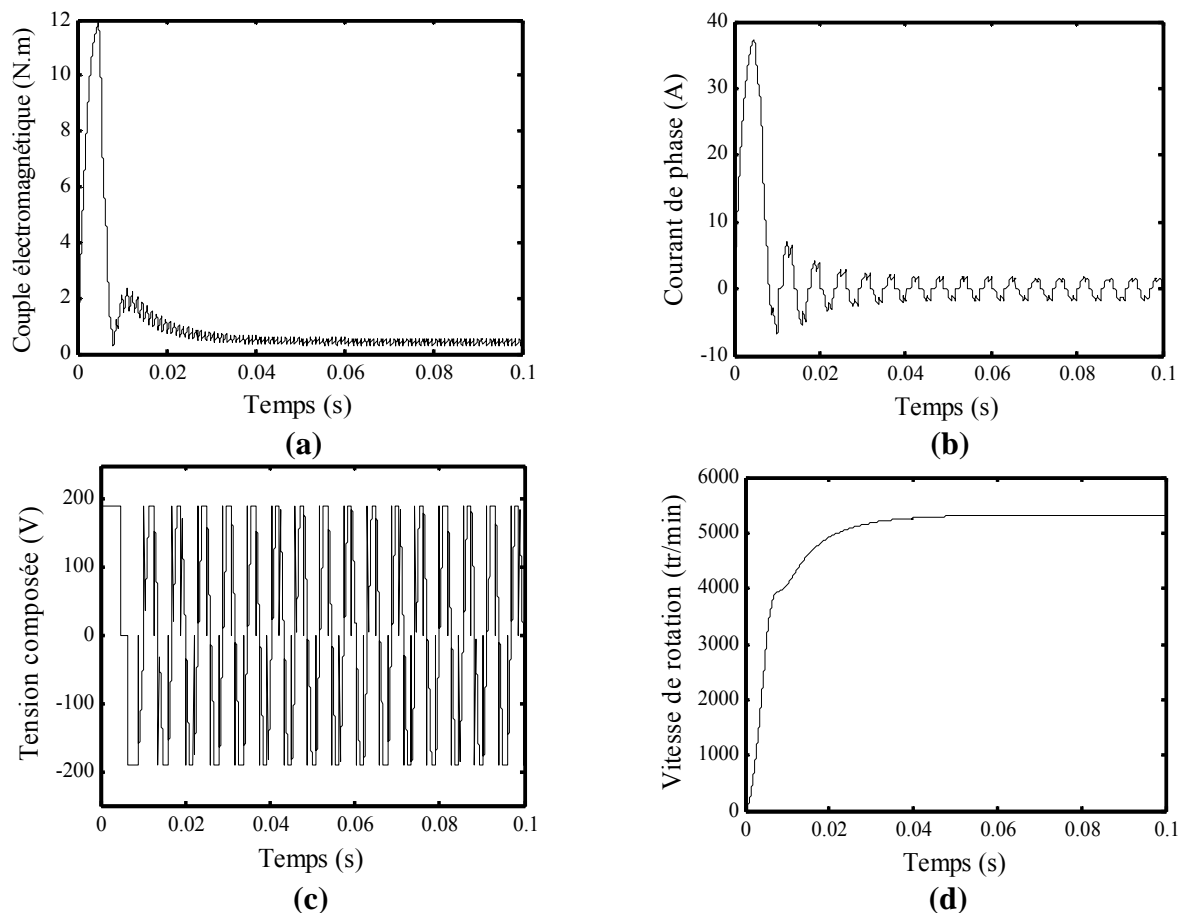


Figure II.36 : Démarrage direct à vide : (a) tension composée entre phases de la machine, (b) vitesse de rotation de la machine (c) courant de phase de la machine, (d) couple électromagnétique.

Au démarrage de la machine, figure II.36 (a), la machine développe un couple maximal supérieur à celui appliqué par la charge afin de vaincre l'inertie du rotor de la machine. L'allure du courant de phase (figure II.36 (b)) présente un pic de 36A correspondant à environ sept fois le courant nominal. En pratique ce pic de courant peut être destructif pour la machine. Et, afin de l'éviter, la tension continue d'entrée doit être progressivement augmentée durant la période de démarrage, soit en utilisant un autotransformateur, soit par MLI avec rapport cyclique réglable.

L'allure de la vitesse de rotation de la machine donnée par la figure II.36 (d) montre que le régime permanent s'établit à une vitesse de 4500 tr/min au bout de trois périodes correspondant à un temps d'environ 0.025 s.

• Variation du couple de charge

Dans ce cas, le moteur fonctionnant à vide en régime permanent sous une tension V_{dc} de 190V et un couple de frottement de valeur moyenne 0.4 N.m, une augmentation brusque en échelon de 0.5 N.m du couple de charge, correspondant à 125 %, est appliquée sur l'arbre du moteur. Les allures en fonction du temps, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, du courant du bus continu de l'onduleur et du courant de phase de la machine, sont illustrées par (figure II.37).

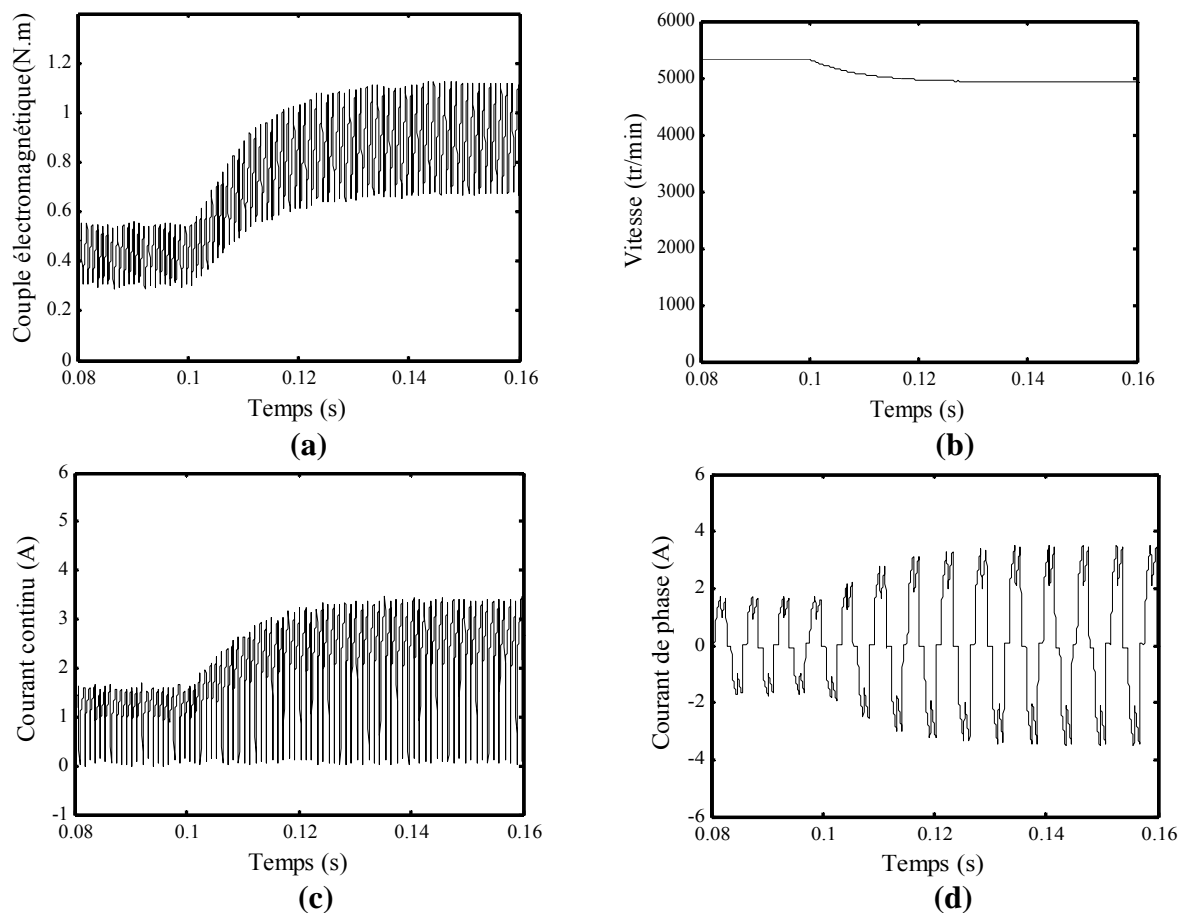


Figure II.37 : Application d'un échelon de couple : (a) couple électromagnétique, (b) vitesse de rotation de la machine (c) courant du bus continu de l'onduleur, (d) courant de phase de la machine

La figure II.37 (a) montre que la variation du couple de charge est appliquée à $t = 0.1$ s, le couple électromagnétique subit une augmentation de 0.5 N.m est atteinte une valeur moyenne de 0.9 N.m.

La vitesse de rotation (figure II.37 (b)) subit une diminution de 400 tr/min correspondant à 7.5% de sa valeur initiale, sa valeur passe de 5320 à 4920 tr/min au bout de 0.03s. Le courant du bus continu figure II.37(c) et le courant de phase figure II.37 (d) suivent l'augmentation du couple. La valeur maximale du courant a subit une augmentation de 111% tandis que la valeur moyenne du courant continu a subit une augmentation de 124%. Ces résultats montrent que pour les applications à vitesse constante, une boucle de régulation de la vitesse s'impose.

- **Chute brusque de la tension continue**

Dans ce cas, le moteur fonctionnant en régime permanent sous une tension V_{dc} de 190V avec un couple de charge constant de 0.5 N.m, sans frottements, subit une chute de tension brusque en échelon de 90V correspondant à 47% de sa valeur initiale. Les allures en fonction du temps, de la tension composée, de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique et du courant de phase de la machine, sont illustrées par (figure II.38).

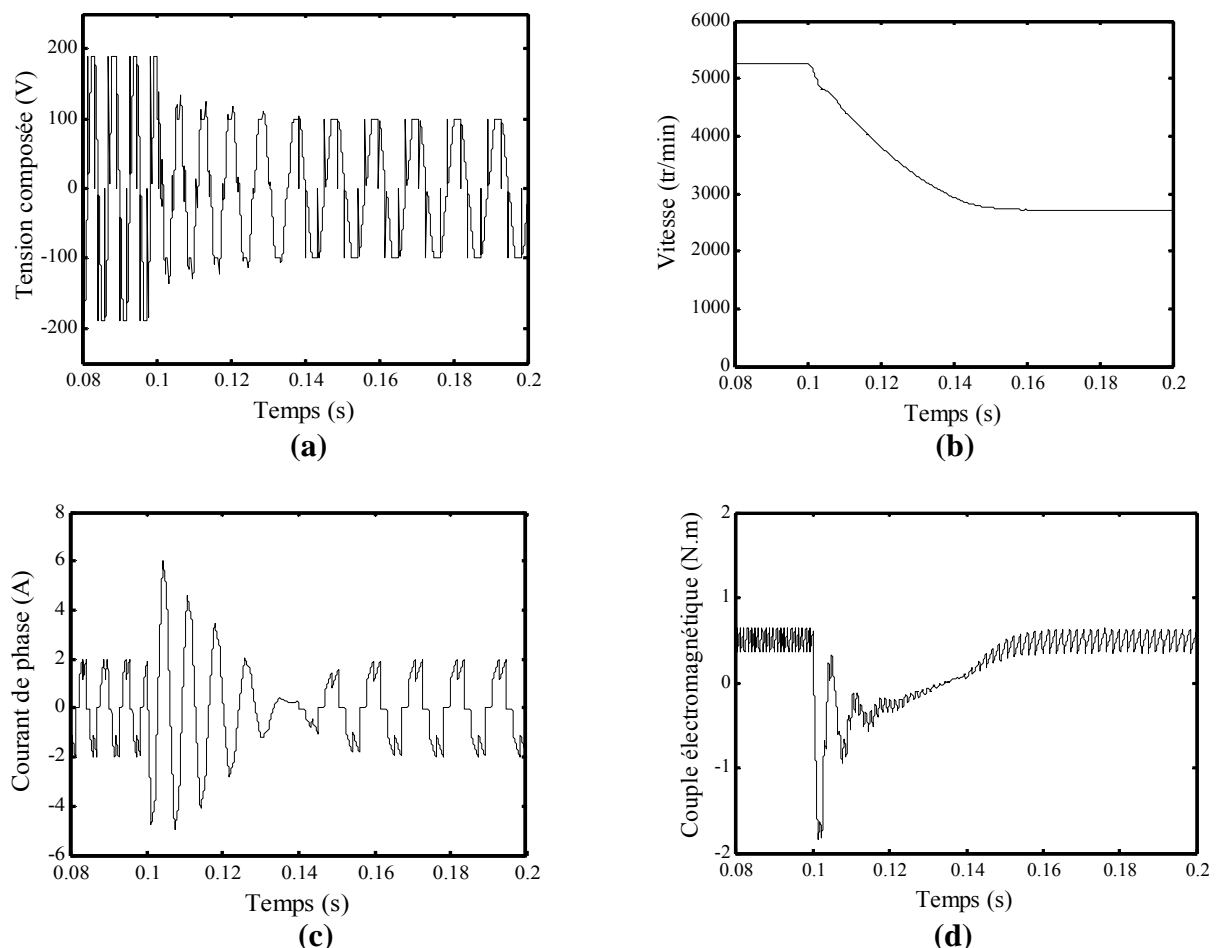


Figure II.38 : Chute de tension en échelon : (a) tension composée entre phases de la machine, (b) vitesse de rotation de la machine (c) courant de phase de la machine, (d) couple électromagnétique

La figure II.38 (a) montre qu'à partir de l'instant $t = 0.1s$, la valeur maximale de la tension composée chute de 190V jusqu'à 100V. La vitesse de rotation (figure II.38(b)) chute aussi de 5250 jusqu'à 2710 tr/min correspondant à une diminution de 48%.

Les allures du courant de phase (figure II.38(c)) et du couple électromagnétiques (figure II.38 (d)) montrent que ces deux grandeurs changent de sens à l'instant 0.1s où la chute de tension est appliquée. Cela s'explique par le fait qu'à l'instant de la chute de tension, la f.c.e.m de la machine devient supérieure à la tension qui lui est appliquée. Le courant et le couple prennent alors des valeurs inverses importantes qui peuvent être néfastes pour la machine. Par conséquent une rampe de décélération est nécessaire pour diminuer la vitesse ou arrêter la machine.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle de simulation de l'ensemble BDCM- Onduleur 120° piloté par un capteur de position, tenant compte de l'effet de la structure de la machine ainsi que de son alimentation, est établi. Celui-ci est implémenté sous l'environnement Matlab-Simulink.

Plusieurs essais de simulation, en régime statique et dynamique de la machine, ont été menés sous différentes conditions de charge et d'alimentation. Les résultats des essais montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante la réalité de la machine et celle de son convertisseur tout en nécessitant un temps de calcul relativement faible.

De plus, les résultats de simulation en régime permanent montrent que la machine présente un couple avec des ondulations importantes. En régime nominal, son taux d'ondulation est de l'ordre de 40%. Ces ondulations de couple sont surtout dues à la déformation des courants de phase durant les périodes de commutation.

Dans la suite de ce travail, nous proposons une solution pour réduire ces ondulations du couple. Celle-ci consiste à modifier la forme des aimants rotoriques en les fragmentant en deux segments rectangulaires identiques. Ce travail fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre III

Minimisation des ondulations de couple

III. 1. Introduction

Les résultats du modèle de simulation du chapitre précédent montrent que le système BDCM-Convertisseur 120° produit un couple avec des ondulations importantes, de l'ordre de 40%. Ces ondulations de couple importantes sont indésirables dans la plus part des applications. Les causes de ces ondulations sont la présence d'un couple de détente, l'allure réelle de la f.c.e.m induite et l'effet retardateur des inductances de la machine lors de la commutation des phases. Cet effet de commutation représente la source d'ondulations de couple la plus importante dans le cas des BDCM à pôles lisses.

Les ondulations de couple pouvant être réduites dans le cas des machines à courant continu classiques en augmentant le nombre de lames du collecteur, on peut donc penser à augmenter aussi le nombre de phases dans le cas des machines BDCM. Cependant, ceci a plusieurs inconvénients tels que les efforts de conception menant à un convertisseur de puissance avec un plus grand nombre d'interrupteurs. Dans la pratique et en général, les machines BDCM ont deux ou trois phases avec des considérations de conception permettant de réduire les ondulations de couple [53]. Afin de trouver le meilleur compromis entre la structure de la machine et celle de son convertisseur, ces considérations peuvent être focalisées sur la conception de la machine ou sur la commande du convertisseur [34].

Par conséquent, la minimisation des ondulations de couple d'une BDCM peut être envisagée de deux manières différentes:

- La structure de la machine étant donnée, les allures des tensions et des courants délivrés par le convertisseur seront adaptées de manière à avoir un couple constant.
- L'alimentation par le convertisseur étant donnée, les grandeurs géométriques de la machine ayant une influence sur l'allure des f.c.e.m induites sont adaptées de façon à minimiser les ondulations du couple.

Sachant que les applications à grandes performances nécessitent un couple sensiblement lisse, diverses techniques ont été proposées durant les trois dernières décennies en vue de réduire les ondulations de couple des BDCM [54, 55]. Cependant, la majorité de ces travaux porte essentiellement sur la topologie de l'alimentation.

III. 2. Etat de l'art de la minimisation des ondulations de couple des BDCM

Le couple électromagnétique des BDCM résulte de l'interaction entre les courants d'alimentation, via un onduleur, et le flux d'excitation dû aux aimants rotoriques. Le couple électromagnétique d'interaction peut être calculé avec les deux grandeurs temporelles qui sont le courant de phase et la force contre électromotrice (f.c.e.m) induite, ou avec les grandeurs spatiales relatives qui sont la force magnétomotrice (F.M.M) statorique et l'induction magnétique due aux aimants rotoriques. Une analyse complète de l'influence de ces formes spatiales ou temporelles est indispensable si l'on cherche à réduire les ondulations du couple. Cependant, la formulation par les grandeurs temporelles (f.c.e.m et courant) est plus commode car ces grandeurs sont, généralement, mieux connues et facilement mesurables.

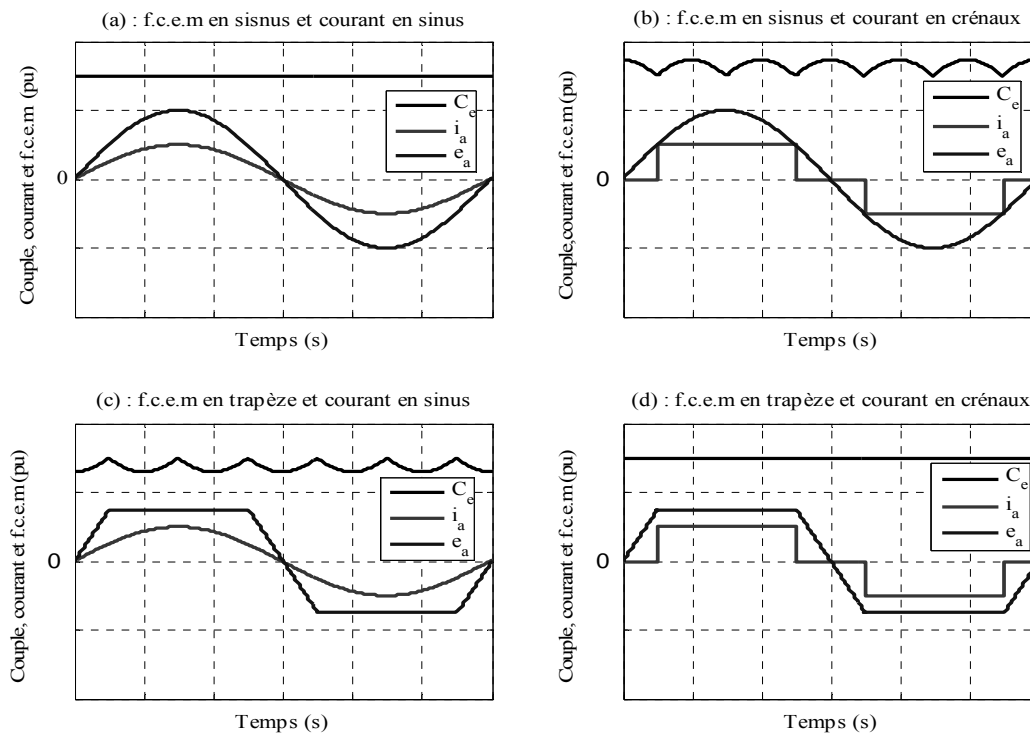


Figure III.1: Combinaisons de formes de courant et de f.c.e.m menant à un couple lisse

Les premiers travaux [34,56] sur l'optimisation de forme du couple des BDCM sont basés sur une approche graphique permettant de préciser les différentes combinaisons des allures idéales de courant et de f.c.e.m menant à un couple électromagnétique constant (voir Figure III.1). Cependant, cette première approche est très simpliste car elle ne tient pas compte des formes réelles de f.c.e.m et de l'effet de la commutation dans le convertisseur.

Une deuxième approche, consistant en une analyse harmonique de l'allure du couple électromagnétique d'interaction, est proposée dans la littérature [57-61]. Certains auteurs [57,58] utilisent une méthode limitée à l'optimisation des formes des courants d'alimentation qui permet de considérer différents types de moteurs Brushless avec leur propre forme de f.c.e.m. Ainsi, un couple sans ondulations peut être obtenu en calculant des allures optimales des courants d'alimentation; ces allures de courant optimales étant déterminées en ajoutant un nombre limité d'harmoniques au fondamental du courant. D'autres [59] utilisent une analyse par un développement en séries de Fourier afin de prédéterminer les harmoniques de courant appropriés pour éliminer les ondulations de couple dues à la commutation. Dans [60] les auteurs présentent une analyse harmonique complète, permettant de prédéterminer l'allure optimale des courants d'alimentation, pour éliminer les ondulations de couple dues à la commutation et celles dues à la présence du couple de détente. Hanselman [61] introduit une méthode par injection d'harmoniques de courant afin de réduire les ondulations de couple et maximiser le rendement de la BDCM.

L'analyse théorique des ondulations de couple dues à la commutation constitue la troisième approche développée [62,63]. Une première analyse [62] montre l'influence de la vitesse de rotation sur les ondulations de couple dues à la commutation (voir figure III.2). Cependant, celle-ci ne tient pas compte des chutes résistives dans les phases de la BDCM. Une seconde analyse des ondulations de couple d'une BDCM, tenant compte des chutes résistives [63], montre que celles-ci dépendent de la vitesse de fonctionnement de la machine et du mode de conduction 120° ou 180° . Ces auteurs proposent d'utiliser un double mode de conduction 120° et 180° qui commute selon la vitesse de la machine.

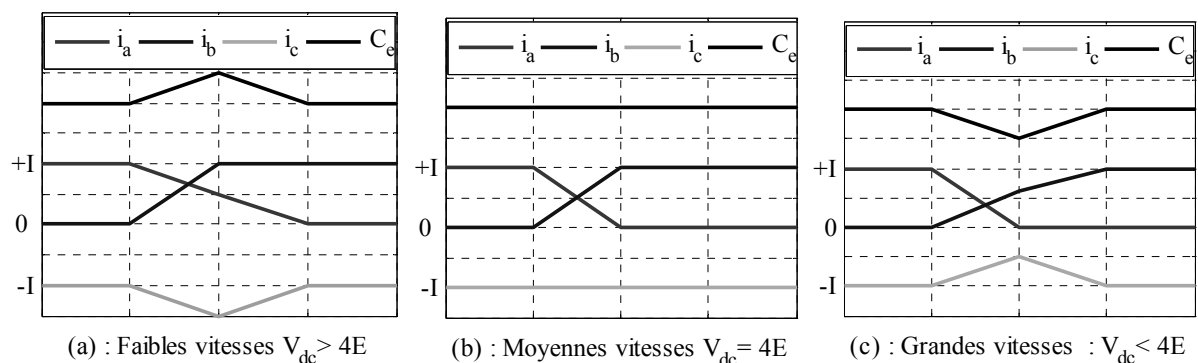


Figure III.2: Influence de la vitesse sur l'allure des courants durant la période de commutation

Plusieurs techniques de compensation des ondulations de couple dues à la commutation sont proposées dans une quatrième approche [64-70]. Une technique de compensation en vue d'égaliser les pentes d'établissement et d'extinction des courants de phase durant la période de commutation est présentée dans [64]. Cette technique ne tient pas compte, cependant, de la forme réelle de la f.c.e.m. Dans [65], les ondulations de couple sont identifiées et compensées dans le cas des machines à aimants permanents à distribution non sinusoïdale du flux dans l'entrefer. Les auteurs de [66] proposent de faire varier la tension d'entrée durant le temps de commutation afin de réduire les ondulations de couple. Dans [67], les auteurs ont utilisé la technique MLI avec la mesure du temps de commutation qui ne nécessite ni capteur de courant ni boucle de courant pour réduire les ondulations de couple de commutation. Des auteurs [68] proposent un onduleur à 12 séquences de commutation avec une période de conduction variant de 120° à 170° ; ce qui est complexe et plus coûteux. D'autres [69, 70] proposent une optimisation de la forme des aimants du point de vue largeur et forme des extrémités afin de réduire les ondulations du couple dues au couple de détente.

La cinquième et dernière approche concerne plusieurs techniques de contrôle pour minimiser les ondulations du couple de la BDCM. Une méthode basée sur le contrôle instantané du couple a été présentée par plusieurs auteurs [71-73]. En effet, dans le référentiel d-q, les auteurs dans [71,72] ont développé un algorithme de contrôle instantané du couple basé sur une stratégie de structure variable et le couple est obtenu en utilisant un estimateur basé sur la méthode des moindres carrés [73]. Une autre méthode de contrôle du couple nécessitant la détermination des tensions de phase durant la période de conduction et de commutation est présentée dans [74]. Toujours, dans le but de minimiser les ondulations de couple, les auteurs dans [75] ont développé un algorithme généralisé qui calcule le courant de référence optimal et estime le couple par la méthode de la variation de la co-énergie. Les auteurs de [76, 77] proposent une nouvelle approche dans le référentiel d-q pour déterminer l'allure optimale des courants qui permet de minimiser les ondulations de couple et de maximiser le rendement du système BDCM-Convertisseur. Les auteurs, dans [78], simplifient le problème en proposant d'utiliser un seul capteur de courant pour contrôler le courant d'entrée continu de l'onduleur durant la période de commutation pour réduire les ondulations du couple de la BDCM. D'autres travaux reportés dans [79,80] suggèrent une stratégie de contrôle des trois courants de la machine, ce qui rend complexe son implémentation sur les processeurs numériques. Dans [81], les auteurs proposent un contrôle instantané de la tension et un contrôle par hystérésis du courant de phase durant la période de conduction pour réduire

les ondulations du couple des petites machines BDCM destinées aux grandes vitesses. Dans [82], il est proposé une autre méthode de contrôle du couple pour minimiser les ondulations du couple du moteur BDCM avec des formes d'onde de f.c.e.m non idéales. Le rapport cyclique optimal est pré-calculé par le contrôleur du couple durant la période de conduction et la période de commutation.

Plusieurs auteurs [83-85] ont utilisé la technique de contrôle direct du couple (DTC) afin de minimiser les ondulations du couple de la BDCM. Dans le cas de la BDCM sans capteur [84] la forme d'onde de la f.c.e.m est estimée par un observateur en mode glissant et la vitesse du rotor est estimée par un filtre de Kalman simplifié. D'autres auteurs [85] suggèrent la technique de commande DTC où les trois phases commutent au cours de chaque période de commutation, ce qui rend cette commande plus complexe en particulier aux grandes vitesses. Une méthode sans capteur, pour détecter les instants de commutation, se basant sur l'effet de la saillance du rotor et ne nécessitant pas d'injection de signal, est proposée dans [55].

La plupart des travaux cités se sont intéressés à l'alimentation de la machine en agissant sur le convertisseur par des techniques qui peuvent être complexes et coûteuses [86].

Dans un souci de compromis économique (qualité, simplicité et prix) nous proposons, dans ce travail, d'agir sur les paramètres géométriques de la machine afin de réduire les ondulations de couple tout en gardant une simple configuration du convertisseur.

III.3. Description de l'approche utilisée

Dans le cas des BDCM, l'allure de la f.c.e.m dépend directement des grandeurs constructives de la machine et joue un rôle très important dans la qualité du couple électromagnétique. Une allure optimisée de la f.c.e.m peut donc limiter les ondulations du couple électromagnétique de la machine. Afin d'aboutir à une structure de machine avec une allure de f.c.e.m optimisée, la démarche adoptée peut être scindée en deux étapes. La première consiste à prédéterminer l'allure optimale de la f.c.e.m par une méthode analytique basée sur la décomposition harmonique de l'expression du couple, mettant en évidence l'influence des différents harmoniques de la f.c.e.m induite et du courant d'alimentation. La seconde, consiste à modifier la structure de la machine afin d'approcher au mieux cette allure optimale.

Cependant, cette modification est une tâche difficile car le choix de la partie de la machine à modifier n'est pas évident.

Néanmoins, dans le cas de la machine étudiée dans ce travail, on peut mener la réflexion suivante: la machine étudiée est à pôles lisses et ne possède qu'une encoche par pôle et par phase. Dans ces conditions, l'allure de la f.c.e.m dépend directement de la forme des aimants polaires rotoriques. Nous proposons donc de modifier la forme des aimants afin d'approcher au mieux l'allure optimale de la f.c.e.m. Cela est possible en envisageant différentes structures à travers le modèle de couplage indirect élaboré au chapitre précédent. La solution recherchée peut passer par un très grand nombre de structures, ce qui complique et augmente considérablement la procédure et le temps de calcul. Aussi, la méthode des réseaux de neurones GRNN sera utilisée pour accélérer le processus et accéder rapidement à la solution recherchée.

III. 4. Choix initial d'une allure de f.c.e.m à optimiser

Le processus d'optimisation de l'allure de la f.c.e.m induite débute par le choix d'une structure de la machine et de son alimentation par convertisseur. De ce choix initial, dépend l'allure optimale finale de la f.c.e.m induite recherchée.

Dans ce travail, notre choix s'est porté sur une machine triphasée industrielle disponible au niveau du laboratoire et dont les paramètres sont donnés en annexe 1. C'est une machine à 4 pôles de puissance 700W ayant une vitesse de base de 4500 tr/min. Son rotor comporte quatre aimants permanents de type Samarium cobalt, en forme de tuiles en un seul segment d'arc polaire 81° . Ils sont montés en surface épousant parfaitement la forme du rotor. Une alimentation à commande simple a été choisie. Elle consiste en un onduleur de tension triphasée à six transistors à commande classique 120° . L'allure initiale de la f.c.e.m induite par unité de vitesse est déterminée par le modèle magnétostatique, basé sur la méthode des éléments finis à deux dimensions, décrit au chapitre II. Les allures initiales du courant et du couple électromagnétique sont déterminées par le modèle de simulation du système machine convertisseur établi au chapitre précédent.

Une simulation a été effectuée dans les conditions nominales de la machine, avec une vitesse de base de 4500 tr/min, un couple de charge nominal de 1.5 N.m et un angle de calage nul. La figure III.3 montre la situation initiale où sont représentées les allures du courant de phase, de la f.c.e.m de phase et du couple électromagnétique. L'allure de la f.c.e.m est presque trapézoïdale avec un plateau de 120° , tandis que le courant présente une allure en créneaux déformés. Cette déformation du courant est due essentiellement à l'effet de la commutation.

L'allure du couple électromagnétique n'est pas lisse, ce dernier présente des ondulations importantes. Son taux d'ondulation est important, il est de l'ordre de 40%.

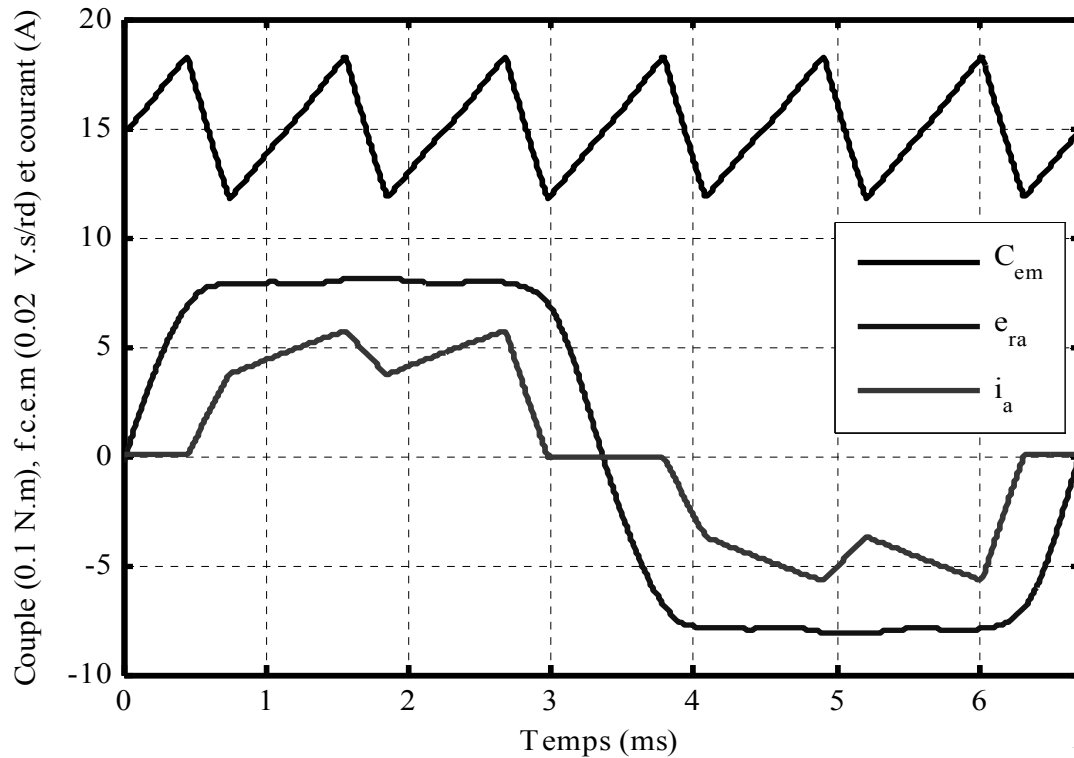


Figure III.3 : Allures initiales du couple, de la f.c.e.m et du courant.

Les spectres harmoniques du courant, de la f.c.e.m et du couple sont donnés par les figures III.4, III.5 et III.6, respectivement. Celui du courant présente uniquement des harmoniques de rang impair, dont les plus significatifs se limitent au 19^{ème} rang, et ne comporte pas d'harmonique de rang multiple de 3. De même, le spectre de la f.c.e.m présente seulement les harmoniques de rang impair, les plus significatifs étant limités au 13^{ème} rang. Par contre, il comporte les harmoniques de rang multiple de 3. Le spectre du couple présente uniquement des harmoniques de rang 6 et ses multiples, la composante harmonique de rang 6 étant la plus importante.

Les harmoniques de courant et de la f.c.e.m de la structure initiale seront utilisés pour prédéterminer l'allure optimale de la f.c.e.m.

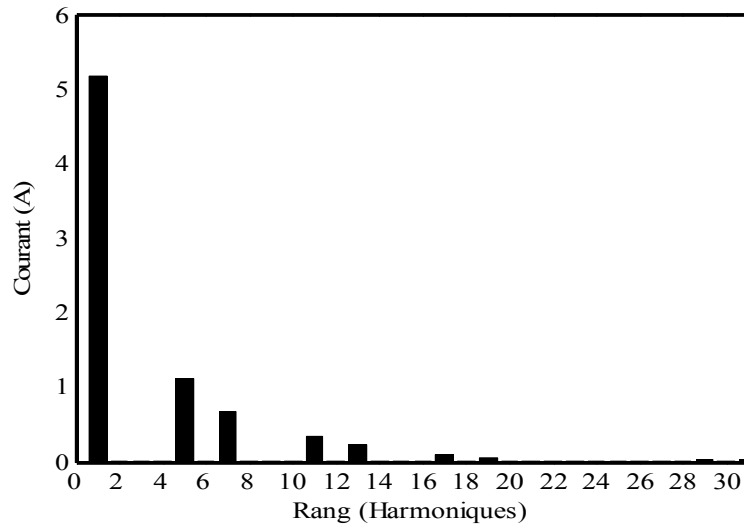


Figure III.4 : Spectre harmonique du courant de phase de la structure initiale

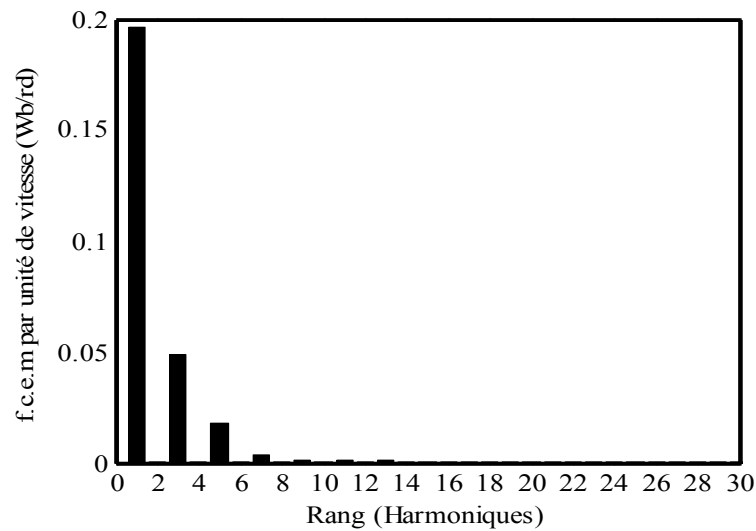


Figure III.5 : Spectre harmonique de la f.c.e.m de la structure initiale

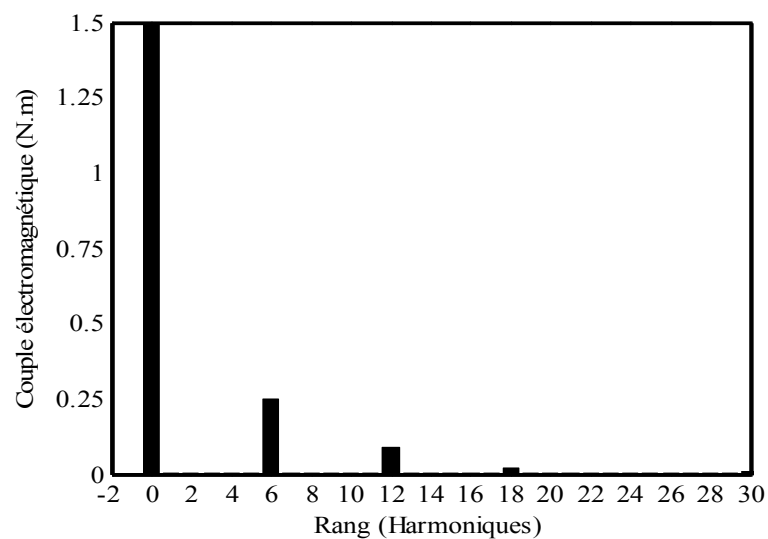


Figure III.6 : Spectre harmonique du couple de la structure initiale

III. 5. Prédétermination analytique de l'allure optimale de la f.c.e.m

L'allure optimale de la f.c.e.m sera prédéterminée par une méthode analytique semblable à celle utilisée dans [60]. Celle-ci consiste à déterminer une nouvelle allure de la f.c.e.m qui annule la composante pulsante la plus importante du couple.

La suppression d'un harmonique de couple mène à la détermination de nouvelles valeurs du module et de la phase d'un harmonique de la f.c.e.m à optimiser. Il est donc nécessaire de développer l'expression de couple en une somme d'harmoniques mettant en évidence l'influence des différents harmoniques de la f.c.e.m induite et du courant d'alimentation. Ce développement est accompli par une double décomposition harmonique de l'allure de la f.c.e.m et du courant.

Dans le cas de la machine Brushless triphasée, nous avons repris l'expression (II.41) du couple électromagnétique. Celle-ci peut se décomposer en une somme de trois composantes, $C_a(t)$, $C_b(t)$ et $C_c(t)$, selon les trois phases "a", "b" et "c" de la machine, comme suit :

$$C_{em} = C_a(t) + C_b(t) + C_c(t) \quad (III.1)$$

où:

$$\begin{cases} C_a(t) = e_{ra}(t) \times i_a(t) \\ C_b(t) = e_{rb}(t) \times i_b(t) \\ C_c(t) = e_{rc}(t) \times i_c(t) \end{cases} \quad (III.2)$$

i_a , i_b et i_c représentent les courants instantanés des trois phases [A] ;

e_{ra} , e_{rb} et e_{rc} sont les f.c.e.m par unité de vitesse ou normalisées [V.s / rd]

Les allures des courants de phases, i_a , i_b et i_c , et des f.c.e.m normalisées, e_{ra} , e_{rb} et e_{rc} , peuvent être décomposées en somme d'harmoniques par un développement en séries de Fourier.

Dans le cas de la phase "a", on peut écrire :

$$e_{ra}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} E_h \cos(h\omega t + \phi_{eh}) \quad (III.3)$$

$$i_a(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cos(k\omega t + \phi_{ik}) \quad (III.4)$$

$$C_a(t) = \left[\sum_{h=1}^{\infty} E_h \cos(h\omega t + \phi_{eh}) \right] \times \left[\sum_{k=1}^{\infty} I_k \cos(k\omega t + \phi_{ik}) \right] \quad (III.5)$$

Les spectres des allures initiales du courant et de la f.c.e.m (voir figures III.4 et III.5), montrent que l'on peut se limiter à l'harmonique de rang 19, pour l'allure du courant initial, et à celle de rang 13, pour la f.c.e.m.

La composante du couple, due à la phase « a », s'exprime alors comme suit :

$$\begin{aligned}
C_a(t) = & [I_1 \cdot \cos(\omega.t + \varphi_{i1}) + I_5 \cdot \cos(5.\omega.t + \varphi_{i5}) + I_7 \cdot \cos(7.\omega.t + \varphi_{i7}) \\
& + I_{11} \cdot \cos(11.\omega.t + \varphi_{i11}) + I_{13} \cdot \cos(13.\omega.t + \varphi_{i13}) + I_{17} \cdot \cos(17.\omega.t + \varphi_{i17}) \\
& + I_{19} \cdot \cos(19.\omega.t + \varphi_{i19})] \times [E_1 \cdot \cos(\omega.t + \varphi_{e1}) + E_3 \cdot \cos(3.\omega.t + \varphi_{e3}) \\
& + E_5 \cdot \cos(5.\omega.t + \varphi_{e5}) + E_7 \cdot \cos(7.\omega.t + \varphi_{e7}) + E_9 \cdot \cos(9.\omega.t + \varphi_{e9}) \\
& + E_{11} \cdot \cos(11.\omega.t + \varphi_{e11}) + E_{13} \cdot \cos(13.\omega.t + \varphi_{e13})]
\end{aligned} \tag{III.6.a}$$

Les composantes du couple, dues aux deux phases « b » et « c », sont déduites en introduisant dans l'expression III.6.a, respectivement, un déphasage de $-2\pi/3$ et de $+2\pi/3$.

Elles sont données par:

$$\begin{aligned}
C_b(t) = & [I_1 \cdot \cos(\omega.t - 2.\pi/3 + \varphi_{i1}) + I_5 \cdot \cos(5(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{i5}) + I_7 \cdot \cos(7(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{i7}) \\
& + I_{11} \cdot \cos(11(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{i11}) + I_{13} \cdot \cos(13(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{i13}) + I_{17} \cdot \cos(17(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{i17}) \\
& + I_{19} \cdot \cos(19(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{i19})] \times [E_1 \cdot \cos(\omega.t - 2.\pi/3 + \varphi_{e1}) + E_3 \cdot \cos(3(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{e3}) \\
& + E_5 \cdot \cos(5(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{e5}) + E_7 \cdot \cos(7(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{e7}) + E_9 \cdot \cos(9(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{e9}) \\
& + E_{11} \cdot \cos(11(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{e11}) + E_{13} \cdot \cos(13(\omega.t - 2.\pi/3) + \varphi_{e13})]
\end{aligned} \tag{III.6.b}$$

$$\begin{aligned}
C_c(t) = & [I_1 \cdot \cos(\omega.t + 2.\pi/3 + \varphi_{i1}) + I_5 \cdot \cos(5(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{i5}) + I_7 \cdot \cos(7(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{i7}) \\
& + I_{11} \cdot \cos(11(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{i11}) + I_{13} \cdot \cos(13(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{i13}) + I_{17} \cdot \cos(17(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{i17}) \\
& + I_{19} \cdot \cos(19(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{i19})] \times [E_1 \cdot \cos(\omega.t + 2.\pi/3 + \varphi_{e1}) + E_3 \cdot \cos(3(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{e3}) \\
& + E_5 \cdot \cos(5(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{e5}) + E_7 \cdot \cos(7(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{e7}) + E_9 \cdot \cos(9(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{e9}) \\
& + E_{11} \cdot \cos(11(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{e11}) + E_{13} \cdot \cos(13(\omega.t + 2.\pi/3) + \varphi_{e13})]
\end{aligned} \tag{III.6.c}$$

L'application de la transformation trigonométrique $\cos(x) \times \cos(y) = \frac{1}{2} \cdot [\cos(x+y) + \cos(x-y)]$,

aux trois équations précédentes, permet d'établir les expressions des composantes pulsantes $C_6(t)$, $C_{12}(t)$ et $C_{18}(t)$, dues aux trois phases «a», «b» et «c», comme suit:

$$\begin{aligned}
C_6(t) = & 3 \cdot \{ E_1 [I_5 \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i5} + \varphi_{e1}) + I_7 \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i7} - \varphi_{e1})] \\
& + E_5 [I_1 \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i1} + \varphi_{e5}) + I_{11} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i11} - \varphi_{e5})] \\
& + E_7 [I_1 \cdot \cos(-6.\omega.t + \varphi_{i1} - \varphi_{e7}) + I_{13} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i13} - \varphi_{e7})] \\
& + E_{11} [I_5 \cdot \cos(-6.\omega.t + \varphi_{i5} - \varphi_{e11}) + I_{17} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i17} - \varphi_{e11})] \\
& + E_{13} [I_7 \cdot \cos(-6.\omega.t + \varphi_{i7} - \varphi_{e13}) + I_{19} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i19} - \varphi_{e13})] \}
\end{aligned} \tag{III.7}$$

$$\begin{aligned}
C_{12}(t) = 3. \{ & E_1[I_{11} \cdot \cos(12.\omega.t + \varphi_{i11} + \varphi_{e1}) + I_{13} \cdot \cos(12.\omega.t + \varphi_{i13} - \varphi_{e1})] \\
& + E_5[I_7 \cdot \cos(12.\omega.t + \varphi_{i7} + \varphi_{e5}) + I_{17} \cdot \cos(12.\omega.t + \varphi_{i17} - \varphi_{e5})] \\
& + E_7[I_5 \cdot \cos(12.\omega.t + \varphi_{i5} + \varphi_{e7}) + I_{19} \cdot \cos(12.\omega.t + \varphi_{i19} - \varphi_{e5})] \\
& + E_{11}[I_1 \cdot \cos(12.\omega.t + \varphi_{i1} + \varphi_{e11})] + E_{13}[I_1 \cdot \cos(-12.\omega.t + \varphi_{i1} - \varphi_{e13})] \}
\end{aligned} \tag{III.8}$$

$$\begin{aligned}
C_{18}(t) = 3. \{ & E_1[I_{17} \cdot \cos(18.\omega.t + \varphi_{i17} + \varphi_{e1}) + I_{19} \cdot \cos(18.\omega.t + \varphi_{i19} - \varphi_{e1})] \\
& + E_5[I_{13} \cdot \cos(18.\omega.t + \varphi_{i13} + \varphi_{e5})] + E_7[I_{11} \cdot \cos(18.\omega.t + \varphi_{i11} + \varphi_{e7})] \\
& + E_{11}[I_7 \cdot \cos(18.\omega.t + \varphi_{i7} + \varphi_{e11})] + E_{13}[I_5 \cdot \cos(18.\omega.t + \varphi_{i5} - \varphi_{e13})] \}
\end{aligned} \tag{III.9}$$

Le spectre du couple de la structure initiale (voir figure III.6) montre que la composante pulsante la plus importante est le sixième harmonique. On se propose de supprimer ce dernier en modifiant l'amplitude et la phase de l'harmonique de la f.c.e.m le plus influent. Sachant que le 5^{eme} harmonique du spectre de la f.c.e.m (figure III.5) est l'harmonique le plus significatif dans l'expression de la composante $C_6(t)$ du couple, par conséquent la détermination de l'allure optimale de la f.c.e.m revient à calculer de nouvelles valeurs de l'amplitude et de la phase de son 5^{eme} harmonique, en posant la condition suivante :

$$C_6(t) = 0 \tag{III.10}$$

La condition précédente conduit à l'équation suivante:

$$\begin{aligned}
& E_5[I_1 \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i1} + \varphi_{e5}) + I_{11} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i11} - \varphi_{e5})] = \\
& - \{ E_1[I_5 \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i5} + \varphi_{e1}) + I_7 \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i7} - \varphi_{e1})] \\
& + E_7[I_1 \cdot \cos(-6.\omega.t + \varphi_{i1} - \varphi_{e7}) + I_{13} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i13} - \varphi_{e7})] \\
& + E_{11}[I_5 \cdot \cos(-6.\omega.t + \varphi_{i5} - \varphi_{e11}) + I_{17} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i17} - \varphi_{e11})] \\
& + E_{13}[I_7 \cdot \cos(-6.\omega.t + \varphi_{i7} - \varphi_{e13}) + I_{19} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i19} - \varphi_{e13})] \}
\end{aligned} \tag{III.11}$$

Posons:

$$H = E_5[I_1 \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i1} + \varphi_{e5}) + I_{11} \cdot \cos(6.\omega.t + \varphi_{i11} - \varphi_{e5})] \tag{III.12}$$

et

$$\begin{aligned}
R = & E_1[I_5 \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i5} + \varphi_{e1}) + I_7 \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i7} - \varphi_{e1})] \\
& + E_7[I_1 \cdot \cos(-6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i1} - \varphi_{e7}) + I_{13} \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i13} - \varphi_{e7})] \\
& + E_{11}[I_5 \cdot \cos(-6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i5} - \varphi_{e11}) + I_{17} \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i17} - \varphi_{e11})] \\
& + E_{13}[I_7 \cdot \cos(-6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i7} - \varphi_{e13}) + I_{19} \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{i19} - \varphi_{e13})]
\end{aligned} \tag{III.13}$$

Ecrivons H sous la forme:

$$H = C_{65}^c \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t) + C_{65}^s \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) \tag{III.14}$$

Avec :

$$C_{65}^c = E_5[I_1 \cdot \cos(\varphi_{i1} + \varphi_{e5}) + I_{11} \cdot \cos(\varphi_{i11} - \varphi_{e5})] \tag{III.15}$$

$$C_{65}^s = -E_5[I_1 \cdot \sin(\varphi_{i1} + \varphi_{e5}) + I_{11} \cdot \sin(\varphi_{i11} - \varphi_{e5})] \tag{III.16}$$

Les deux inconnues E_5 et φ_{e5} peuvent être déterminées en résolvant le système formé par les équations (III.15) et (III.16). Pour cela, il faut établir au préalable les expressions de C_{65}^c et C_{65}^s , en fonction des harmoniques autres que le 5^{ème}, en écrivant R sous la forme:

$$R = \sum_{n \neq 5} C_{nk}^c \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t) + \sum_{n \neq 5} C_{nk}^s \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) \tag{III.17}$$

Où :

$$\begin{aligned}
\sum_{n \neq 5} C_{nk}^c = & \{E_1 \cdot [I_5 \cdot \cos(\varphi_{i5} + \varphi_{e1}) + I_7 \cdot \cos(\varphi_{i7} - \varphi_{e1})] + E_7 \cdot [I_1 \cdot \cos(\varphi_{i1} - \varphi_{e7}) \\
& + I_{13} \cdot \cos(\varphi_{i13} - \varphi_{e7})] + E_{11} [I_5 \cdot \cos(\varphi_{i5} - \varphi_{e11}) + I_{17} \cdot \cos(\varphi_{i17} - \varphi_{e11})] \\
& + E_{13} [I_7 \cdot \cos(\varphi_{i7} - \varphi_{e13}) + I_{19} \cdot \cos(\varphi_{i19} - \varphi_{e13})]\}
\end{aligned} \tag{III.18}$$

et

$$\begin{aligned}
\sum_{n \neq 5} C_{nk}^s = & \{-E_1 \cdot [I_5 \cdot \sin(\varphi_{i5} + \varphi_{e1}) + I_7 \cdot \sin(\varphi_{i7} - \varphi_{e1})] \\
& + E_7 \cdot [I_1 \cdot \sin(\varphi_{i1} - \varphi_{e7}) - I_{13} \cdot \sin(\varphi_{i13} - \varphi_{e7})] \\
& + E_{11} \cdot [I_5 \cdot \sin(\varphi_{i5} - \varphi_{e11}) - I_{17} \cdot \sin(\varphi_{i17} - \varphi_{e11}) \\
& + E_{13} \cdot [I_7 \cdot \sin(\varphi_{i7} - \varphi_{e13}) - I_{19} \cdot \sin(\varphi_{i19} - \varphi_{e13})]\}
\end{aligned} \tag{III.19}$$

En utilisant les équations (III.11) à (III.14) et (III.17), on établit l'égalité suivante:

$$C_{65}^c \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t) + C_{65}^s \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) = -\sum_{n \neq 5} C_{nk}^c \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t) - \sum_{n \neq 5} C_{nk}^s \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) \tag{III.20}$$

En combinant l'égalité précédente avec les équations (III.18) et (III.19), on en déduit, par identification que : $C_{65}^c = -\sum_{n \neq 5} C_{nk}^c$ et $C_{65}^s = -\sum_{n \neq 5} C_{nk}^s$

Par conséquent:

$$\begin{aligned}
C_{65}^c = & -\{E_1 \cdot [I_5 \cdot \cos(\varphi_{i5} + \varphi_{e1}) + I_7 \cdot \cos(\varphi_{i7} - \varphi_{e1})] \\
& + E_7 \cdot [I_1 \cdot \cos(\varphi_{i1} - \varphi_{e7}) + I_{13} \cdot \cos(\varphi_{i13} - \varphi_{e7})] \\
& + E_{11} [I_5 \cdot \cos(\varphi_{i5} - \varphi_{e11}) + I_{17} \cdot \cos(\varphi_{i17} - \varphi_{e11})] \\
& + E_{13} [I_7 \cdot \cos(\varphi_{i7} - \varphi_{e13}) + I_{19} \cdot \cos(\varphi_{i19} - \varphi_{e13})]\}
\end{aligned} \tag{III.21}$$

$$\begin{aligned}
C_{65}^s = & \{-E_1 \cdot [I_5 \cdot \sin(\varphi_{i5} + \varphi_{e1}) + I_7 \cdot \sin(\varphi_{i7} - \varphi_{e1})] \\
& + E_7 \cdot [I_1 \cdot \sin(\varphi_{i1} - \varphi_{e7}) - I_{13} \cdot \sin(\varphi_{i13} - \varphi_{e7})] \\
& + E_{11} \cdot [I_5 \cdot \sin(\varphi_{i5} - \varphi_{e11}) - I_{17} \cdot \sin(\varphi_{i17} - \varphi_{e11})] \\
& + E_{13} \cdot [I_7 \cdot \sin(\varphi_{i7} - \varphi_{e13}) - I_{19} \cdot \sin(\varphi_{i19} - \varphi_{e13})]\}
\end{aligned} \tag{III.22}$$

Les expressions de C_{65}^c et C_{65}^s en fonction des harmoniques autres que le 5^{ème} étant ainsi établies, on réécrit ensuite les équations (III.15) et (III.16) comme suit:

$$C_{65}^c = E_5 \{ [I_1 \cdot \cos(\varphi_{i1}) + I_{11} \cos(\varphi_{i11})] \cdot \cos(\varphi_{e5}) + [-I_1 \cdot \sin(\varphi_{i1}) + I_{11} \cdot \sin(\varphi_{i11})] \cdot \sin(\varphi_{e5}) \} \tag{III.23}$$

$$C_{65}^s = -E_5 \{ [I_1 \cdot \sin(\varphi_{i1}) + I_{11} \sin(\varphi_{i11})] \cdot \cos(\varphi_{e5}) + [I_1 \cdot \cos(\varphi_{i1}) - I_{11} \cdot \cos(\varphi_{i11})] \cdot \sin(\varphi_{e5}) \} \tag{III.24}$$

En posant :

$$\begin{aligned}
A_1 &= [I_1 \cdot \cos(\varphi_{i1}) + I_{11} \cos(\varphi_{i11})] \text{ et } A_2 = [-I_1 \cdot \sin(\varphi_{i1}) + I_{11} \cdot \sin(\varphi_{i11})] \\
A_3 &= [I_1 \cdot \sin(\varphi_{i1}) + I_{11} \cdot \sin(\varphi_{i11})] \text{ et } A_4 = [I_1 \cdot \cos(\varphi_{i1}) - I_{11} \cdot \cos(\varphi_{i11})]
\end{aligned}$$

On en déduit des expressions plus condensées de C_{65}^c et C_{65}^s :

$$C_{65}^c = E_5 [A_1 \cdot \cos(\varphi_{e5}) + A_2 \sin(\varphi_{e5})] \tag{III.25}$$

$$C_{65}^s = -E_5 [A_3 \cdot \cos(\varphi_{e5}) + A_4 \sin(\varphi_{e5})] \tag{III.26}$$

La combinaison des équations (III.25) et (III.26) permet enfin d'établir l'expression de la phase φ_{e5} modifiée:

$$\varphi_{e5} = a \tan \left\{ \frac{-[A_3 \cdot C_{65}^c + A_1 \cdot C_{65}^s]}{[A_2 \cdot C_{65}^s + A_4 \cdot C_{65}^c]} \right\} \tag{III.27}$$

L'amplitude E_5 modifiée peut être alors déduite de l'équation (III.15) ou (III.16) comme suit:

$$E_5 = \frac{C_{65}^c}{[A_1 \cdot \cos(\varphi_{e5}) + A_2 \sin(\varphi_{e5})]} = -\frac{C_{65}^s}{[A_3 \cdot \cos(\varphi_{e5}) + A_4 \sin(\varphi_{e5})]} \tag{III.28}$$

Finalement, les nouvelles valeurs de l'amplitude et de la phase de l'harmonique 5 de la f.c.e.m, obtenues après calculs, sont les suivantes:

$$E_5 = 0.0263 \text{ V.s/rd} \quad \text{et} \quad \varphi_{e5} = 2.5825 \text{ rd}$$

En utilisant l'allure de la f.c.e.m correspondant aux nouvelles valeurs de l'amplitude E_5 et la phase φ_{e5} de l'harmonique d'ordre 5, on effectue une nouvelle simulation du système dans les mêmes conditions que celle de la structure initiale.

La figure III.7 montre les nouvelles allures du courant de phase, de la f.c.e.m de phase optimale et du couple électromagnétique. L'allure du courant est en forme de créneaux déformés, assez proche de l'allure initiale. Celle de la f.c.e.m optimale présente, par contre, une forme différente de celle initiale. En effet, elle s'éloigne de la forme trapézoïdale avec un affaissement au niveau du palier, dû à l'augmentation de l'harmonique de rang 5. L'allure du couple montre que les ondulations de ce dernier sont nettement atténuées. En effet, son taux d'ondulation a subi une diminution d'environ 7 fois celui de la structure initiale ; il est inférieur à 6%.

Les spectres harmoniques du courant, de la f.c.e.m optimale et du couple électromagnétique, sont représentés sur les figures III.8, III.9 et III.10, respectivement. Le spectre de la f.c.e.m diffère de celui de la structure initiale du fait de l'augmentation de l'amplitude de l'harmonique 5, tandis que celui du courant comporte les mêmes harmoniques avec des amplitudes assez proches. Dans le cas du spectre du couple, on peut constater que l'harmonique 6 est presque totalement annulé. De plus, les harmoniques significatifs 12 et 18 sont atténués.

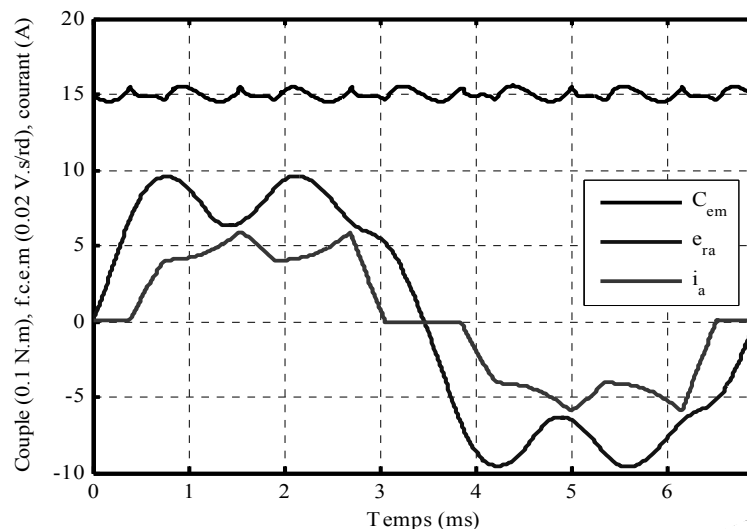


Figure III.7 : Allures du courant de phase, de la f.c.e.m optimale analytique et du couple électromagnétique.

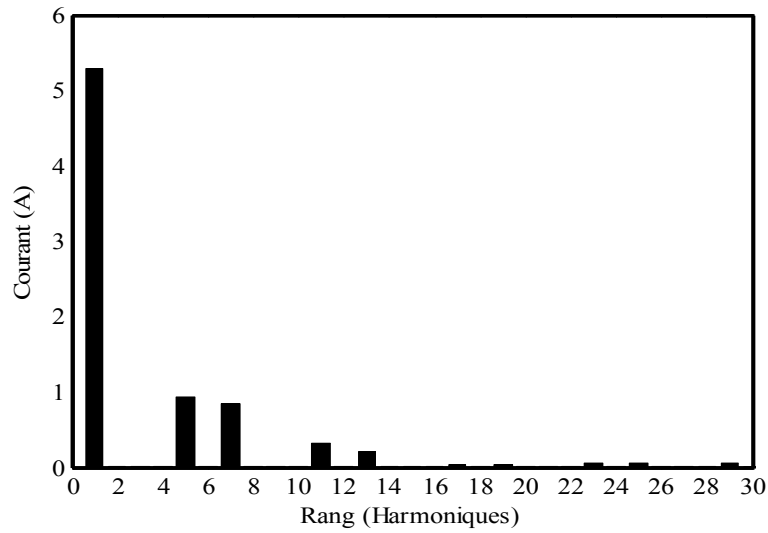


Figure III.8 : Spectre harmonique du courant de phase avec f.c.e.m analytique

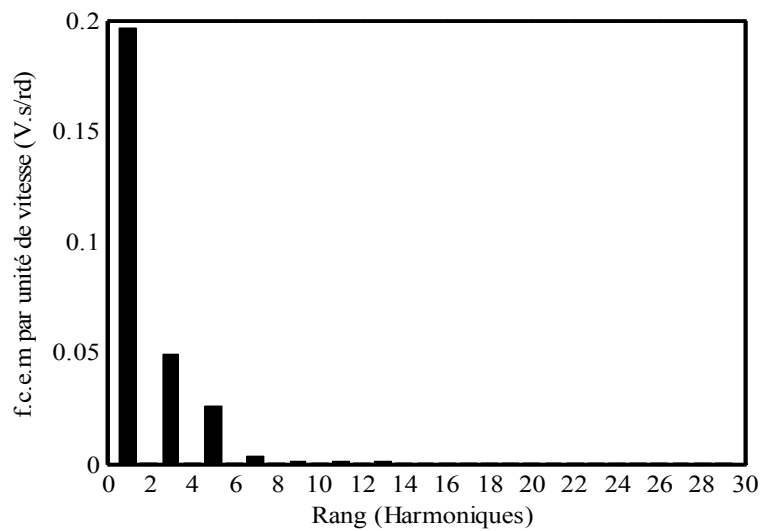


Figure III.9 : Spectre harmonique de la f.c.e.m optimale analytique

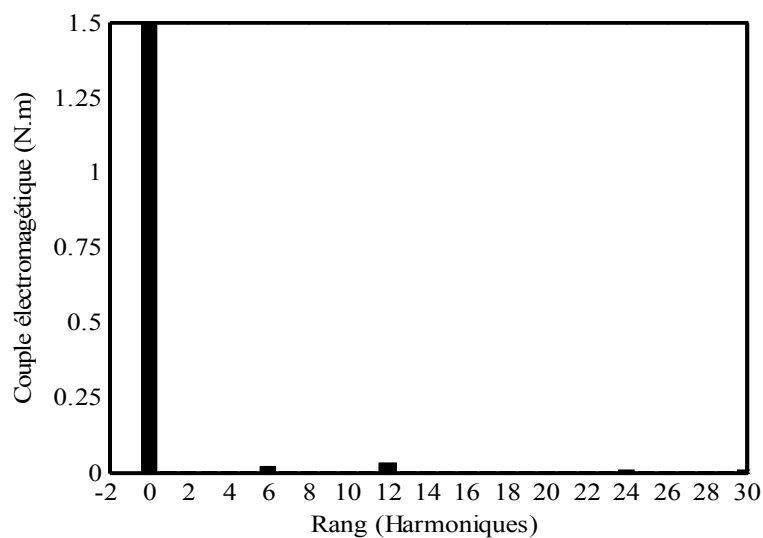


Figure III.10 : Spectre harmonique du couple électromagnétique avec f.c.e.m analytique

III. 6 Influence de la géométrie des aimants sur l'allure de la f.c.e.m

Les ondulations du couple électromagnétique ont été nettement réduites en utilisant l'allure optimale de la f.c.e.m prédéterminée analytiquement. Ce résultat serait d'un grand intérêt si l'on pouvait modifier la structure de la machine, de telle sorte qu'elle produise une f.c.e.m ayant une allure proche de celle prédéterminée.

La machine étudiée dans ce travail est une machine à pôles lisses avec des aimants collés à la surface du rotor et ne possède qu'une encoche par pôle et par phase. L'allure de la f.c.e.m induite dépend ainsi directement de la forme des aimants rotoriques. Il serait donc judicieux de modifier la géométrie de ces aimants afin d'obtenir une structure produisant un couple avec un minimum d'ondulations. La solution proposée est la segmentation de l'aimant polaire en deux parties formant un angle d'ouverture réglable. Un intérêt particulier sera accordé à l'influence de cet angle sur l'allure de la f.c.e.m et celle du couple de la machine.

III.6.1 Principe de la segmentation

La figure III.11(a) montre que la structure initiale comporte des aimants avec une ouverture polaire d'arc de 81° (méc) et produit une f.c.e.m avec un plateau de 120° (élec), idéal pour la forme trapézoïdale exigée [27]. Aussi, on se propose de fragmenter les aimants polaires en deux segments identiques, d'ouverture λ , tout en maintenant l'aimantation radiale. La méthode consiste, d'une part, à maintenir l'ouverture δ de l'aimant polaire à 81° et, d'autre part, à faire varier l'angle d'ouverture α entre les deux segments conformément à l'équation (III.29). Selon la géométrie de cette ouverture (forme U ou V), la structure sera nommée "structure en V" ou "structure en U", comme on peut le voir sur les figures III.11 (b) et III.11(c), respectivement.

Ainsi, différentes structures du rotor, correspondant à différentes valeurs de l'angle α , peuvent être envisagées. Pour chaque valeur de α , l'allure de la f.c.e.m sera déterminée et sa répercussion sur les ondulations du couple électromagnétique de la machine sera évaluée.

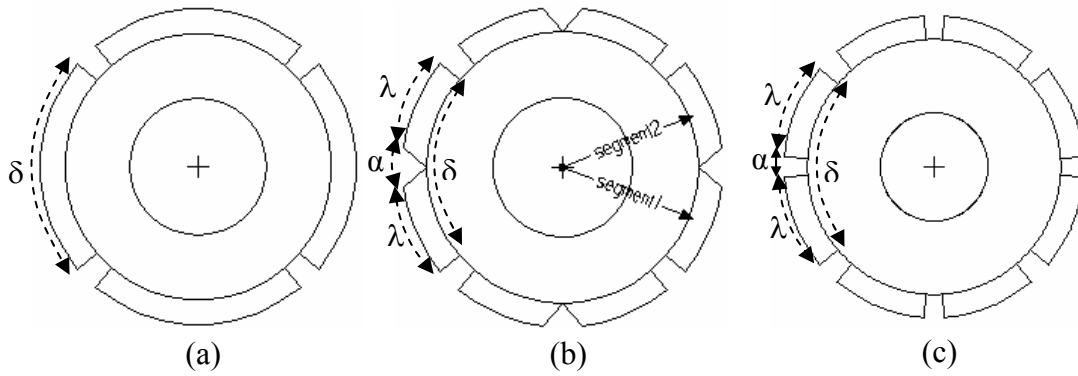


Figure III.11 : Segmentation des aimants polaires: (a) Structure initiale, (b) Structure en V et (c) Structure en U

Avec :

δ : angle d'ouverture de l'aimant polaire

λ : angle d'ouverture d'un segment d'aimant

α : angle entre les deux segments d'aimant

Les trois angles δ , λ et α s'expriment en degrés mécaniques et sont liés par :

$$\lambda = \frac{\delta - \alpha}{2} \quad (\text{III.29})$$

La procédure d'optimisation, itérative pour les deux structures (V ou U), est organisée selon l'organigramme de la figure III.12. Le processus d'itération débute par l'introduction des dimensions de la structure initiale non segmentée. Il se poursuit par une fragmentation des aimants en deux segments formant un angle d'ouverture α . Afin d'effectuer plusieurs itérations correspondant à différentes modifications, on a fait varier la valeur de l'angle α avec une incrémentation $\Delta\alpha=2^\circ$. A priori, cet incrément était acceptable pour toute la durée du processus d'optimisation. Cependant, pour affiner les résultats on pourrait utiliser soit une approche analytique, soit une méthode d'interpolation. Dans notre cas, nous avons opté pour la technique d'interpolation, basée sur les réseaux de neurones [89], pour déterminer d'autres allures de f.c.e.m correspondant à d'autres valeurs de l'angle d'ouverture α , particulièrement dans la zone correspondant aux faibles ondulations du couple. En effet, les techniques basées sur les réseaux de neurones s'avèrent appropriées pour la résolution de ce type de problème. Elles ont non seulement la capacité de prévoir de nouvelles structures mais, en plus elles sont adaptées pour représenter la fonction objective d'un processus d'optimisation [38].

Dans ce travail, la technique neuronale a été appliquée pour prédéterminer d'autres formes d'onde de f.c.e.m, moyennant un temps de calcul beaucoup plus faible. Le logiciel commercial MATLAB avec son outil Neuronal Network a été utilisé pour programmer la méthode Artificial Neural Network (ANN) [89]. Dans cette application particulière, les réseaux de neurones à régression généralisée (GRNN) ont été employés pour l'interpolation. Cette approche montre que l'interpolation utilisant la technique GRNN mène à d'autres structures pour de plus faibles incréments de l'angle α . Dès que la f.c.e.m de chaque structure est déterminée, soit par le modèle à éléments finis soit par la méthode GRNN, celle-ci sera injectée dans modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur afin de déterminer l'allure du couple électromagnétique. Le taux d'ondulation du couple peut être obtenu ensuite par la relation (III.30). Le processus s'arrête lorsque les ondulations du couple sont minimales et la réduction du couple moyen reste inférieure à 10%.

$$\tau \% = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\text{moy}}} \quad (\text{III.30})$$

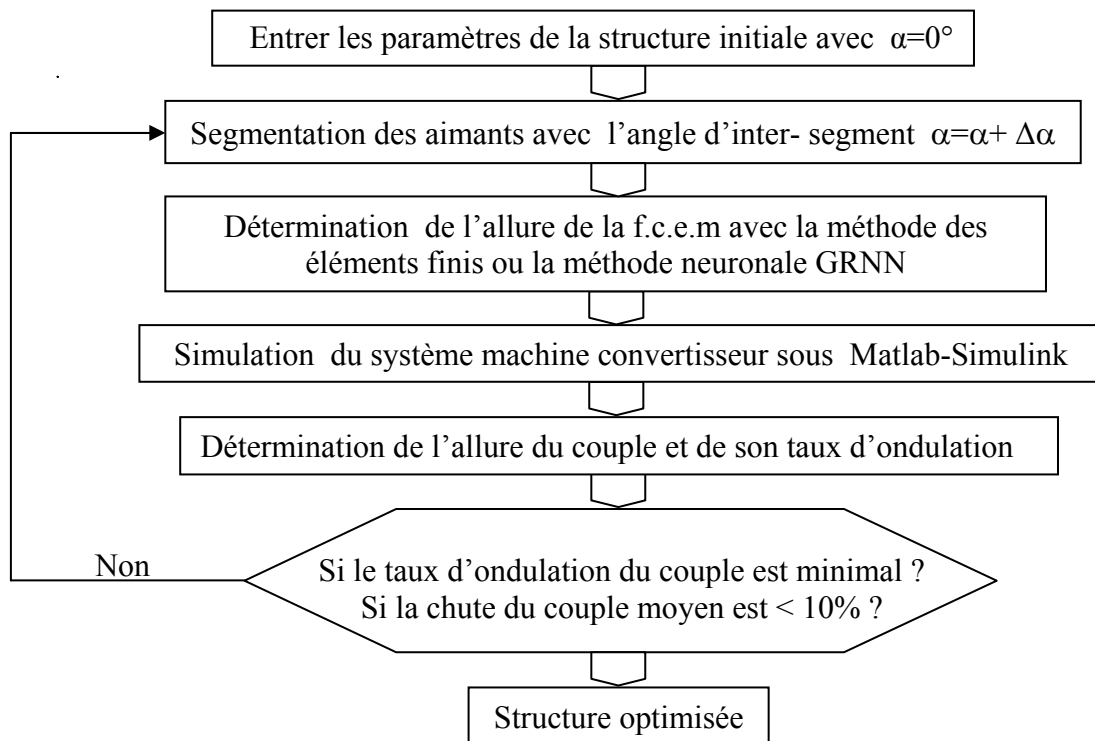


Figure III.12 Organigramme de la procédure de la détermination de la structure optimale

III.6.2 Cas des structures en V

Dans ce cas, 24 itérations ont été effectuées en utilisant le modèle magnétostatique basé sur la méthode des éléments finis et la méthode GRNN. Les allures de la f.c.e.m correspondant à chaque incrément $\Delta\alpha$ ont été déterminées. La figure III.13 donne les solutions du champ magnétique et les allures de la f.c.e.m des nouvelles structures correspondant à trois valeurs de l'angle α (6° , 10° et 22°). L'influence de l'angle α sur l'allure de la f.c.e.m est remarquable. En effet la f.c.e.m présente un affaissement au niveau du plateau qui s'accroît avec l'augmentation de la valeur de l'angle d'inter-segments α .

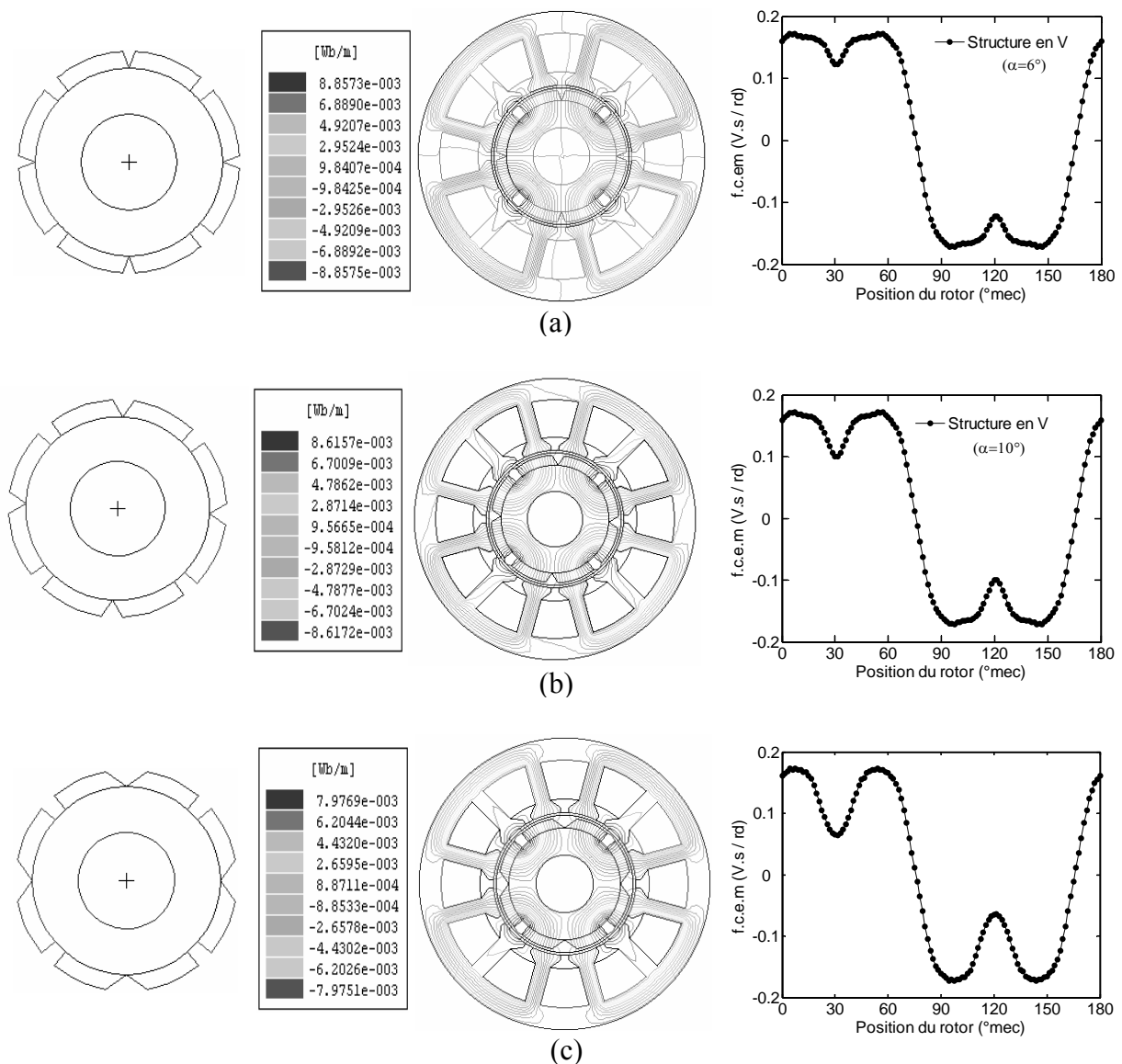


Figure III.13 : Rotor de la machine, distribution du champ magnétique et allure de la f.c.e.m des structures en V pour différentes valeurs de α : (a) $\alpha=6^\circ$, (b) $\alpha=10^\circ$ et (c) $\alpha=22^\circ$.

En utilisant le modèle sous Matlab-Simulink de l'ensemble machine-convertisseur nous avons déterminé l'allure, la valeur moyenne et le taux d'ondulation du couple électromagnétique pour les différentes variations de l'angle α . Les variations du taux d'ondulation du couple en fonction de l'angle α , obtenues par simulation, sont représentées sur la figure III.14. Le lissage des résultats de cette simulation, à l'aide d'une fonction de type polynomial, indique la zone à faibles ondulations du couple. La structure en V ayant le taux d'ondulations le plus faible correspond à la structure en deux segments d'arc $\lambda=31.5^\circ$ avec un angle d'inter-segments $\alpha=18^\circ$. Celle-ci présente un taux d'ondulation (5.8%) très faible devant celui de la structure initiale (40%). Donc la structure à deux segments d'arc $\lambda=31.5^\circ$ avec un angle d'inter segments $\alpha=18^\circ$ présente une réduction du taux d'ondulations de presque 86% par rapport à la structure initiale.

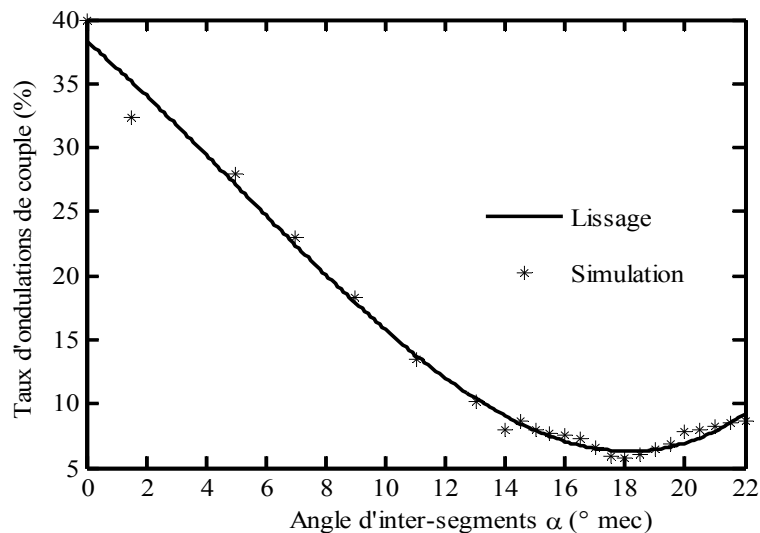


Figure III.14 : Taux d'ondulations de couple des structures en V en fonction de α

Les allures du courant de phase, de la f.c.e.m de phase et du couple électromagnétique de la structure en V optimale sont représentées sur la figure III.15. Le courant présente une allure proche de l'allure initiale, avec une amplitude légèrement supérieure. La f.c.e.m présente une forme différente de la forme initiale mais proche de celle prédéterminée analytiquement. Elle présente aussi un affaissement au niveau du palier dû à l'ouverture entre les deux segments d'aimant. L'allure du couple montre que les ondulations sont nettement atténuées et que le taux d'ondulation présente une réduction de presque 86% par rapport à la structure initiale. En outre, le modèle prouve que la fragmentation des aimants en deux segments identiques est efficace lorsque l'angle d'avance entre la f.c.e.m et le courant est convenablement ajusté.

Le tableau III.1 montre l'influence de l'angle de calage β sur le taux d'ondulation du couple et indique que sa valeur doit être ajustée à -15° électriques. D'autres valeurs de β mènent à des taux plus élevés car l'affaissement du plateau de la f.c.e.m doit coïncider avec le maximum du courant de phase.

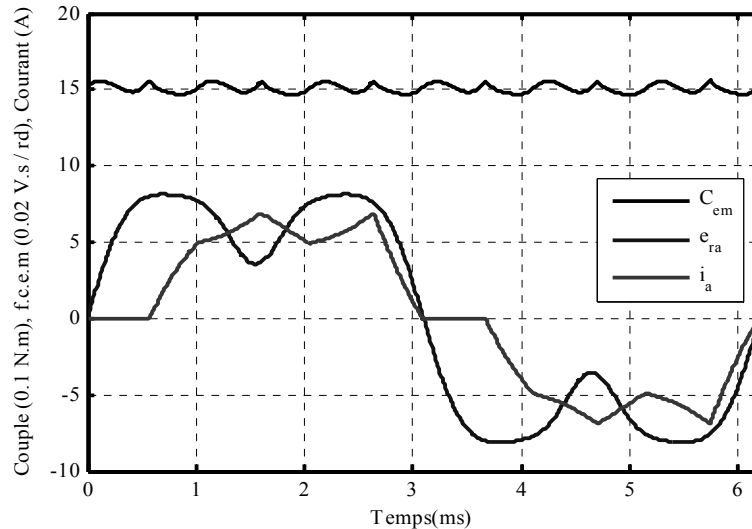


Figure III.15 : Allures du courant de phase, de la f.c.e.m et du couple électromagnétique de la structure en V optimale ($\alpha=18^\circ$ mec).

Tableau III.1 : Structure en V optimale ($\alpha = 18^\circ$ mec)

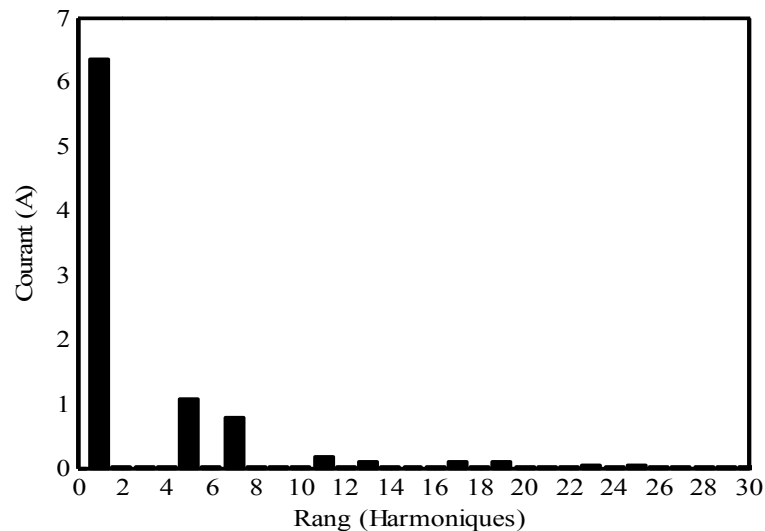
Angle d'avance β ($^\circ$ elec)	Taux d'ondulations de couple τ %
-15	5.6
0	36.3
15	38.4
30	60.2

La procédure d'optimisation a été répétée pour différentes valeurs de la tension d'entrée continue correspondant à différentes vitesses de fonctionnement. Les résultats sont consignés dans le tableau III.2. Ce dernier montre que le taux d'ondulation de couple augmente jusqu'à 15% quand la vitesse chute à 1000 tr/mn. Par conséquent, la réduction des ondulations de couple réalisée se situe entre 65 et 85% de celle de la structure initiale, ceci aux dépens d'une légère baisse du couple moyen de la machine ($< 8\%$) quand le moteur fonctionne dans une large gamme de vitesse.

Tableau III.2 : Taux d'ondulations de couple pour diverses vitesses de fonctionnement

Vitesse de fonctionnement (tr/min)	Taux d'ondulations τ % structure initiale ($\alpha = 0^\circ$)	Taux d'ondulations τ % structure segmentée ($\alpha = 18^\circ$)
4500	40.0	5.8
2200	40.3	6.9
1000	40.7	8.5

Les figures III.16 à III.18 montrent respectivement les spectres harmoniques du courant, de la f.c.e.m et du couple électromagnétique de la structure en V optimale, respectivement. Le spectre du courant comporte les mêmes harmoniques. Cependant, l'amplitude de son fondamental a augmenté de plus de 1A, ce qui correspond à plus de 22% de celle de la structure initiale. Dans le cas de la f.c.e.m, le spectre diffère de celui de la structure initiale et on observe une réduction de 15% de l'amplitude du fondamental et la disparition de l'harmonique 5. Le spectre du couple montre que l'harmonique 6 est presque totalement annulé, qu'il a subi une réduction de plus de 90 % et que les deux autres harmoniques significatifs 12 et 18 sont aussi nettement atténués.

Figure III.16 : Spectre du courant de phase de la structure en V optimale ($\alpha=18^\circ$).

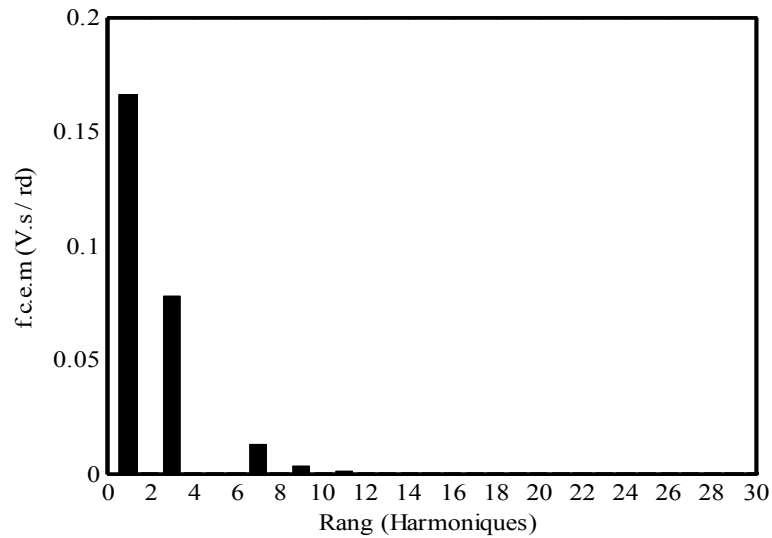


Figure III.17 : Spectre de la f.c.e.m de la structure en V optimale ($\alpha=18^\circ$).

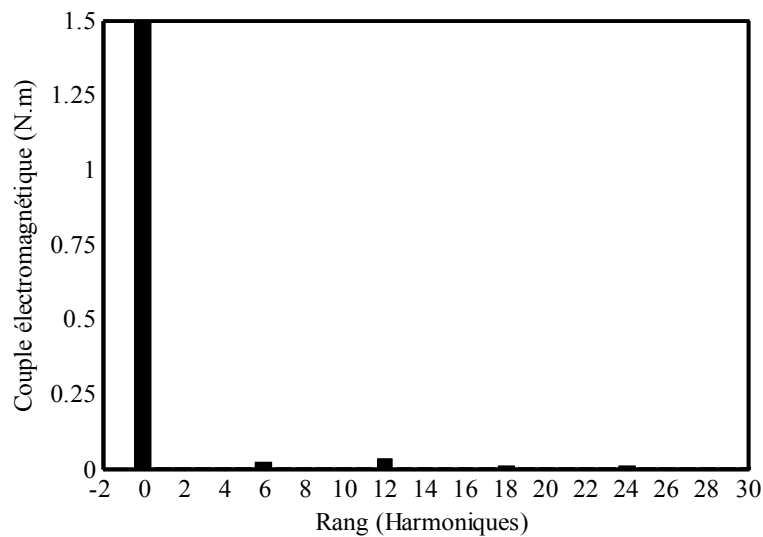


Figure III.18 : Spectre du couple électromagnétique de la structure en V optimale ($\alpha=18^\circ$).

III.6.3 Cas des Structures en U

Dans le cas des structures en U, 16 itérations ont été effectuées avant d'aboutir à une structure optimale. La figure III.19 montre les solutions du champ magnétique et les allures des f.c.e.m des nouvelles structures correspondant à trois valeurs de l'angle α (6° , 10° et 22°). Dans ce cas de structure, aussi, l'allure de la f.c.e.m présente un affaissement au niveau du plateau, qui s'accroît avec l'augmentation de la valeur de l'angle d'inter-segments α . Comme dans le cas des structures en V, les résultats du taux d'ondulations de couple en fonction de la variation de l'angle α sont représentés sur la figure III.20. Le lissage de ces résultats, à l'aide d'une équation de type polynomiale, indique clairement que la structure en

deux segments d'arc $\lambda=35.5^\circ$ avec l'inter segments $\alpha=10^\circ$ présente un minimum d'ondulations du couple, avec un taux de 8.5%.

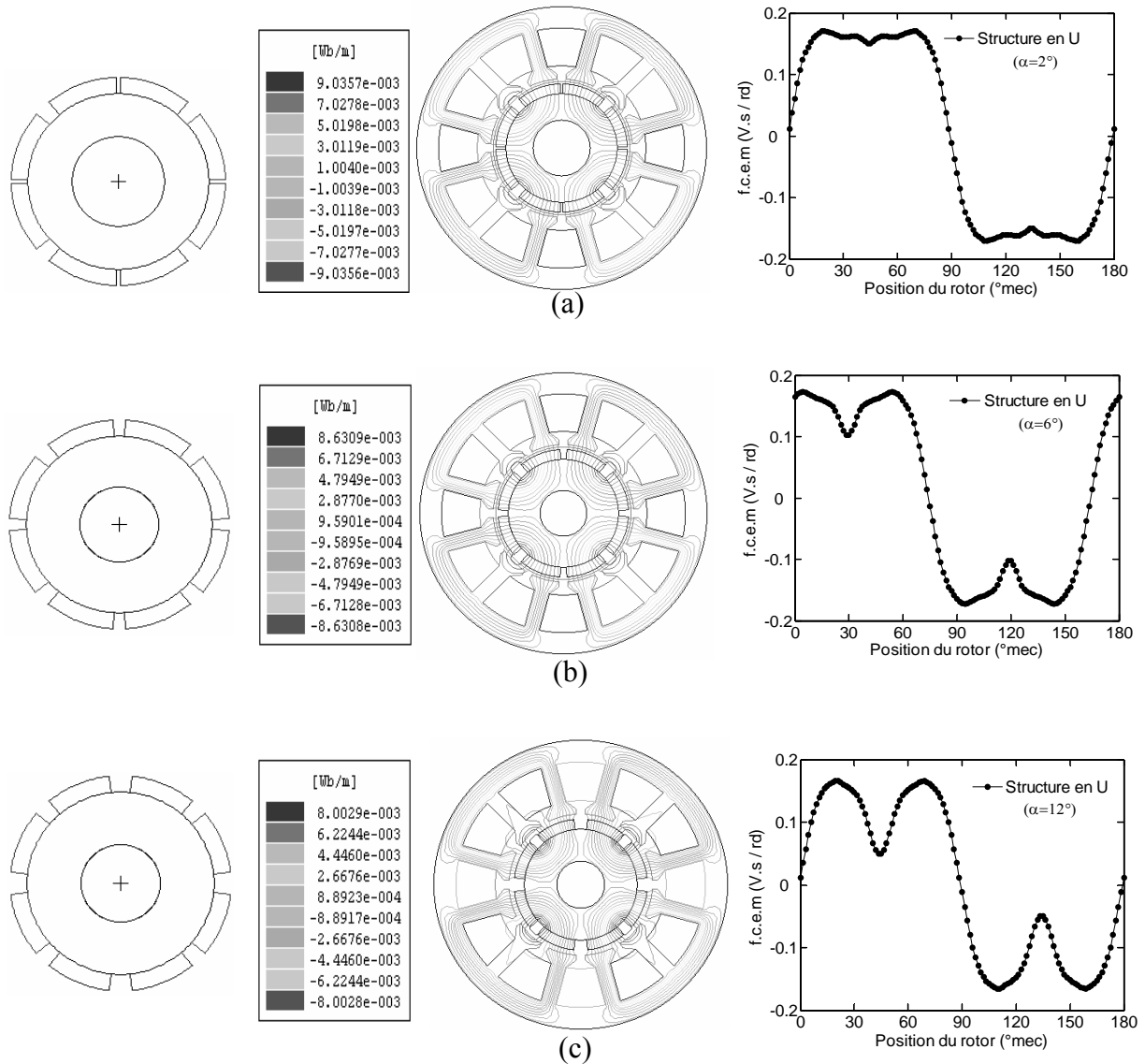


Figure III.19 : Rotor de la machine, solution du champ magnétique et allure de la f.c.e.m pour différentes structures en U en fonction de l'angle α : (a) $\alpha=2^\circ$, (b) $\alpha=6^\circ$ et (c) $\alpha=14^\circ$.

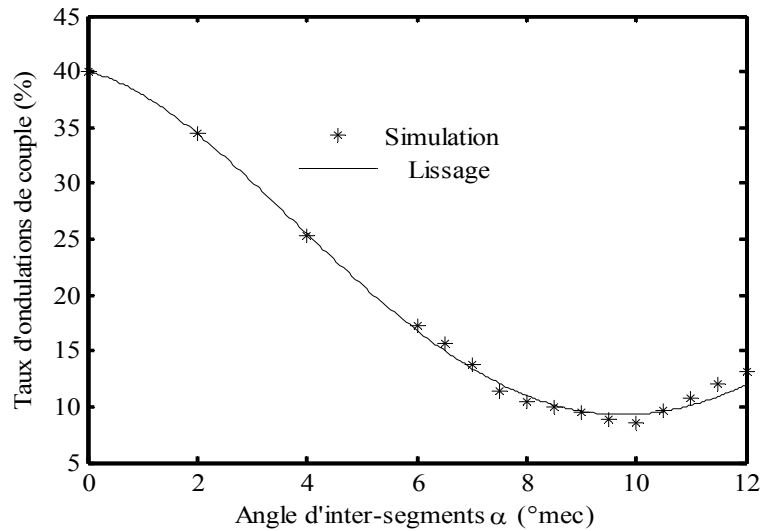


Figure III.20 : Taux d'ondulations de couple des structures en U en fonction de α

Les allures du courant de phase, de la f.c.e.m de phase et du couple électromagnétique de la structure en U optimale, pour $\alpha = 10^{\circ}$, sont illustrées par la figure III.21. Le courant présente une allure similaire à celle de la structure en V optimale. L'allure de la f.c.e.m est différente de celle initiale mais très proche de celle de la structure en V optimale. L'angle de calage entre la f.c.em et le courant est le même que pour la structure en V optimale; il est ajusté à -15° électriques. Dans ce cas, le couple présente des ondulations nettement plus faibles que dans le cas de la structure initiale. Son taux d'ondulation devient très faible et il présente une réduction de presque 79% par rapport à la structure initiale.

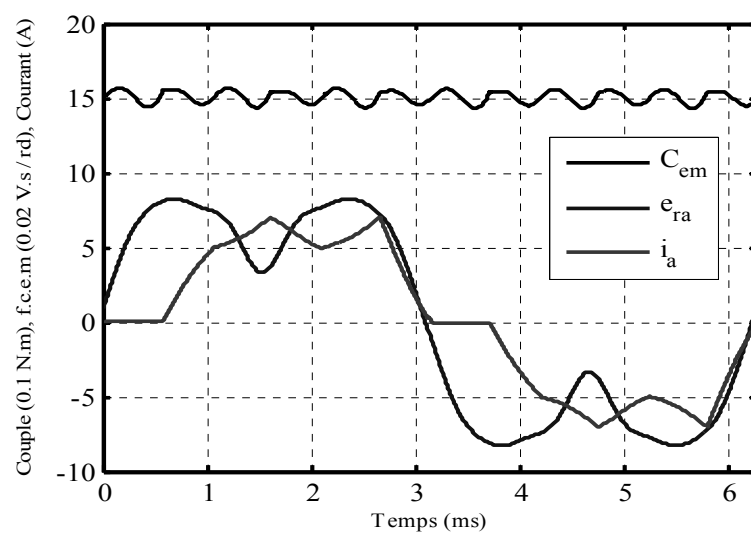


Figure IV.21 : Allures du courant de phase, de la f.c.e.m et du couple électromagnétique de la structure en U optimale ($\alpha=10^{\circ}$ mec).

Les spectres harmoniques du courant, de la f.c.e.m et du couple électromagnétique de la structure en U optimale sont représentés sur les figures III.22, III.23 et III.24, respectivement. Les spectres du courant et de la f.c.e.m sont similaires à ceux de la structure en V optimale, tandis que celui du couple montre que l'harmonique 6 est totalement annulé et que l'harmonique 12 n'est que très légèrement atténué.

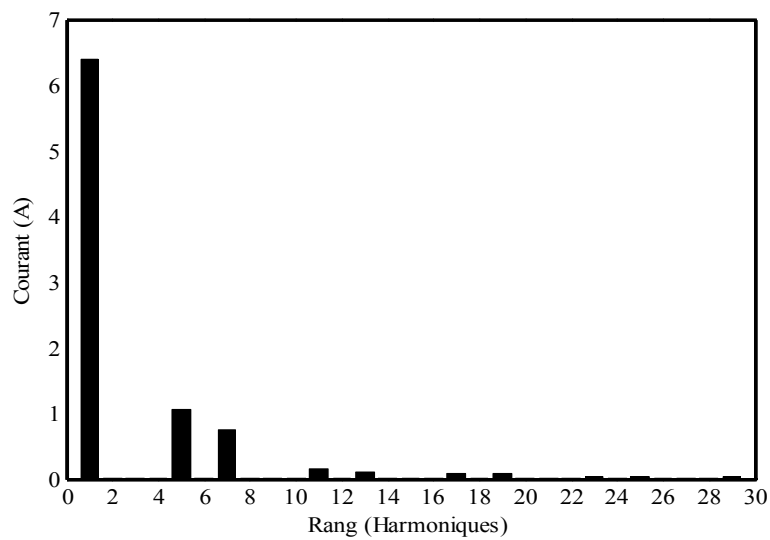


Figure III.22 : Spectre du courant de phase de la structure en U optimale ($\alpha=10^\circ$).

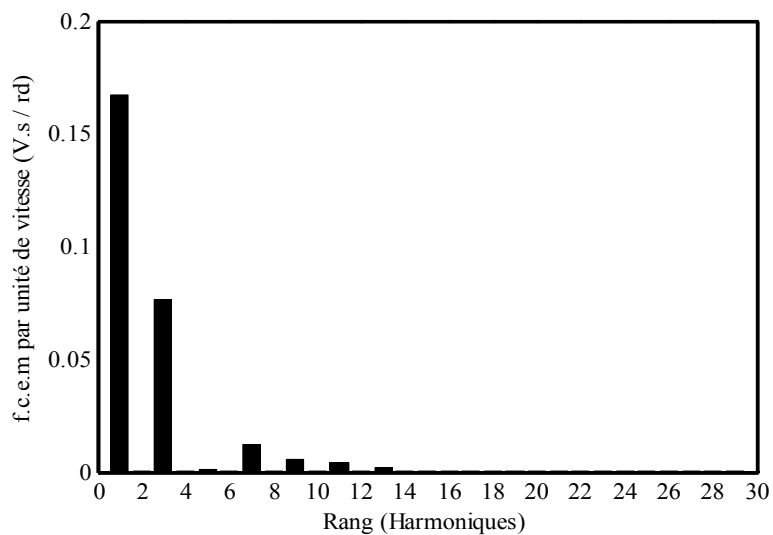


Figure III.23 : Spectre de la f.c.e.m de la structure en U optimale ($\alpha=10^\circ$).

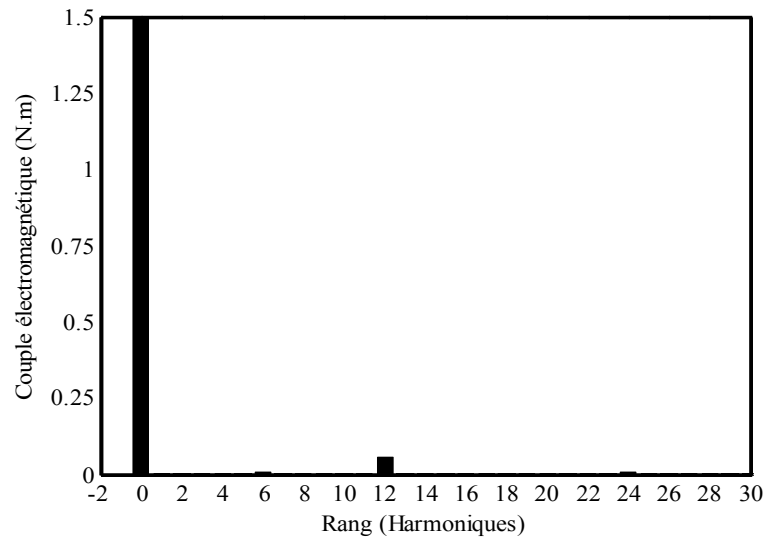


Figure III.24 : Spectre du couple de la structure en U optimale ($\alpha=10^\circ$).

III.7 Comparaison des résultats obtenus avec les différentes f.c.e.m

La figure III.25 montre les allures de f.c.e.m, correspondant à la structure initiale et celles obtenues par calcul analytique ou après segmentation des aimants en forme de U ou V.

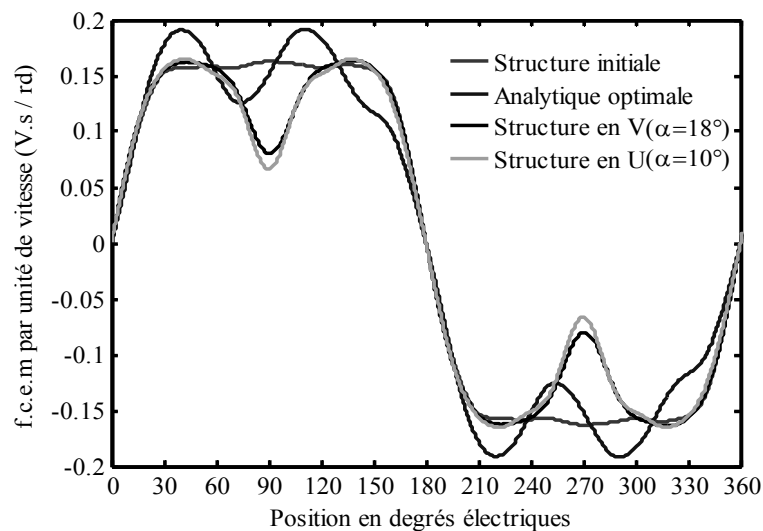


Figure III.25: Allures des différentes f.c.e.m : Structure initiale, l'optimale analytique, la structure en V optimale ($\alpha=18^\circ$) et la structure en U optimale ($\alpha=10^\circ$)

Nous pouvons remarquer que les allures des trois nouvelles f.c.e.m s'éloignent de la forme initiale trapézoïdale avec un plateau de 120° électriques. En effet, bien qu'elles présentent des formes assez proches avec un affaissement au niveau du plateau, elles diffèrent cependant en termes d'amplitudes. Dans le cas de f.c.e.m analytique le fondamental de la f.c.e.m est maintenu constant et la modification ne concerne que le 5^{ème} harmonique. Cependant, les structures optimales en U ou en V, subissent une réduction en matière d'aimant qui induit donc une légère diminution de l'amplitude de leur fondamental. Ceci aura aussi pour conséquence une perte en couple de la machine. Dans ce sens, les structures segmentées optimisées ont été évaluées en termes de couple statique et couple de détente en utilisant le modèle magnétostatique. Les figures III.26 et III.27 présentent, respectivement, la variation du couple statique et celle du couple de détente en fonction de la position du rotor. Celles-ci sont comparées à celles de la structure initiale. La figure III.26 indique que les structures segmentées présentent une diminution du couple statique moyen. Cependant, cette situation ne compromet pas beaucoup leur avantage, du point de vue réduction des ondulations de couple, car cette diminution du couple moyen ne dépasse pas 10%. De plus, la figure III.27 montre que l'amplitude du couple de détente présente une nette diminution, d'environ 50%. Ce résultat confirme ceux obtenus par [38, 90] et conforte l'avantage des structures segmentées en terme de réduction d'ondulation de couple.

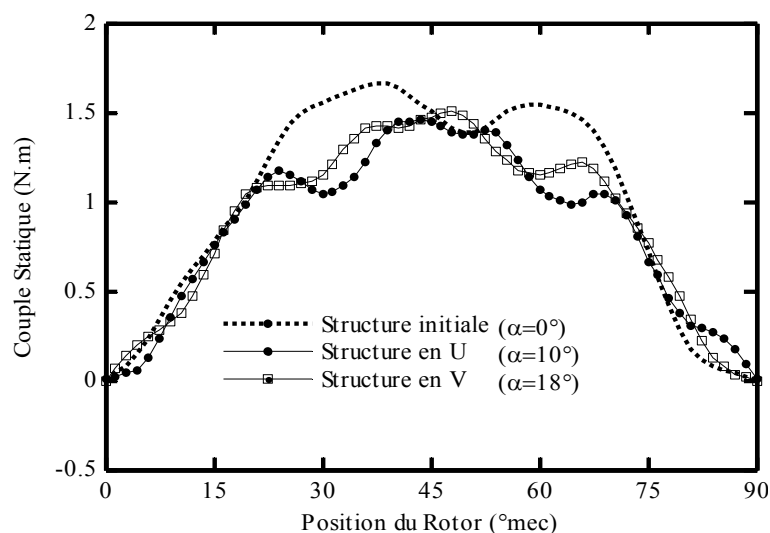


Figure III.26 : Couple statique des trois structures : Initiale, optimisée en V et optimisée en U

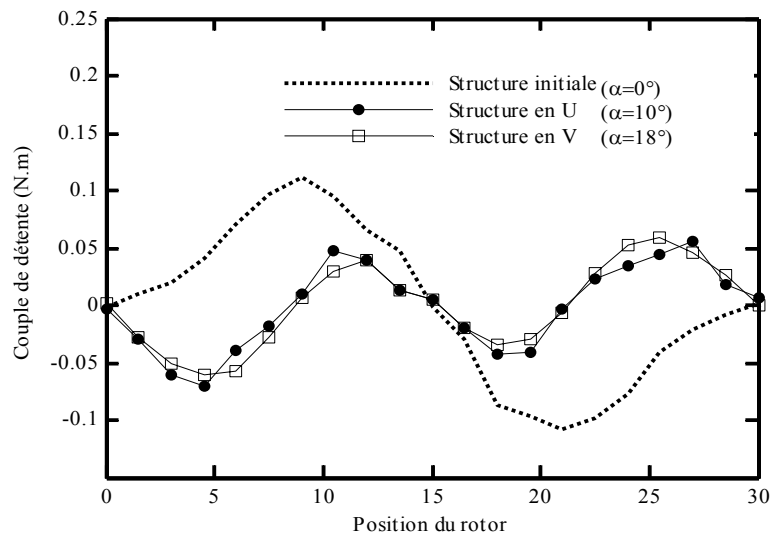


Figure III.27 : Couple de détente des structures : Initiale, en V optimale et en U optimale

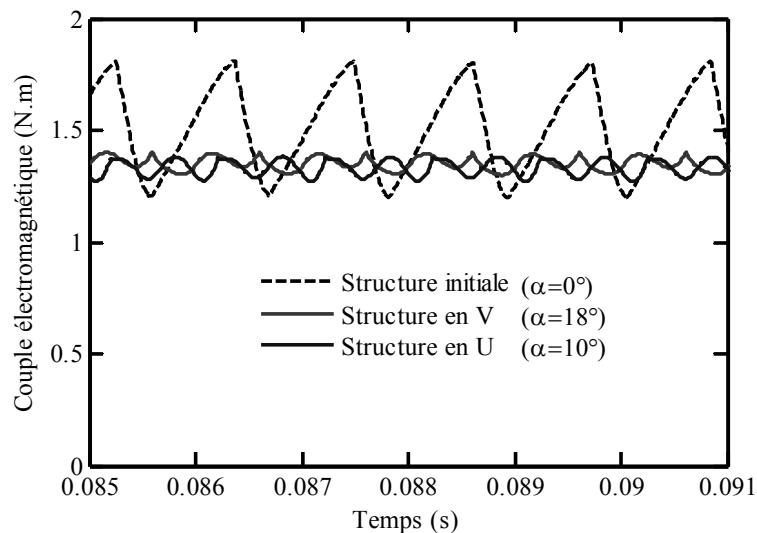


Figure III.28 : Couple électromagnétique des structures : Initiale, optimales en V et en U

La figure III.28 montre l'influence de l'angle d'inter-segments α sur l'allure du couple de la structure en V optimale, pour un courant d'entrée continue maintenu à sa valeur nominale de 4.8 A. Afin de maintenir ce courant à sa valeur nominale, dans le cas des structures optimales en V et en U, le couple de charge est réduit à 1.38 N.m et 1.36 N.m, respectivement. Ceci correspond à des chutes de 0.12 N.m et 0.14 N.m, par rapport à la structure initiale ainsi qu'à des réductions du couple moyen de 8 % et de 9%, respectivement. En comparant la structure en U à celle en V, nous pouvons dire que la structure en U optimale est obtenue pour $\alpha=10^\circ$, correspondant à un rapport $\alpha/\delta = 0.12$ avec un taux d'ondulations de couple de 8.5% et un couple moyen nominal de 1.36 N.m, tandis que l'optimum de la

structure en V est obtenu pour $\alpha=18^\circ$, correspondant à un rapport $\alpha/\delta = 0.22$, avec un taux d'ondulations de couple de 5.8% et un couple moyen nominal de 1.36 N.m. Ce résultat nous permet de confirmer que la structure en V avec $\alpha=18^\circ$ est la structure optimale recherchée.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle structure de la BDCM a été envisagée en se basant sur l'évaluation du couple et de ses ondulations dues à l'effet de la commutation pour diverses configurations des aimants rotoriques.

L'analyse prouve que la structure à aimants segmentés présente des ondulations du couple nettement plus faibles que celles de la structure initiale non segmentée. L'étude analytique basée sur le développement harmonique de l'expression du couple électromagnétique montre que ces ondulations peuvent être sensiblement réduites si l'allure de la f.c.e.m présente un affaissement durant la période de commutation. Par ailleurs, l'étude montre que l'on peut aboutir à une structure optimale avec un affaissement optimal de la f.c.e.m durant la période de commutation.

La structure segmentée en deux segments identiques d'arc 31.5° , avec une forme en V aux deux extrémités, représente la structure optimale avec un taux d'ondulation de couple minimal de 5.8% correspondant à une réduction de 86% par rapport à la structure initiale.

L'étude montre aussi que le couple moyen de cette nouvelle structure n'est pas très affecté, qu'il subit une réduction de 8% et apparaît donc comme une meilleure solution. De plus, l'approche utilisée pourrait être étendue afin d'incorporer d'autres paramètres de construction du rotor, tels que l'angle d'ouverture polaire et l'angle d'avance, et aboutir, après un temps de calcul raisonnable, à une BDCM avec de plus grandes performances sur une large gamme de vitesses.

Le système machine-convertisseur proposé peut être destiné aux applications à faible coût, à commande en boucle ouverte et à faibles ondulations de couple. Cette nouvelle structure peut donner un autre essor aux BDCM dans les applications commerciales de production en série, telles que le pompage, la ventilation, ...etc.

Afin de valider notre approche, les résultats du modèle de simulation seront confrontés à ceux expérimentaux. La mise en œuvre d'un banc d'essai expérimental fera l'objet du dernier chapitre.

Chapitre IV

Mise en Œuvre d'un banc d'essai
expérimental

IV.1. Introduction

Ce quatrième chapitre est consacré à la mise en œuvre d'un banc d'essai expérimental du système de l'ensemble BDCM–Convertisseur étudié. Le convertisseur de structure tension, commandé en pont IGBT/diodes en antiparallèle, a été entièrement réalisé dans le cadre de ce travail, tandis que la BDCM, étudiée au chapitre II, est une machine industrielle de type HD92C4-32.

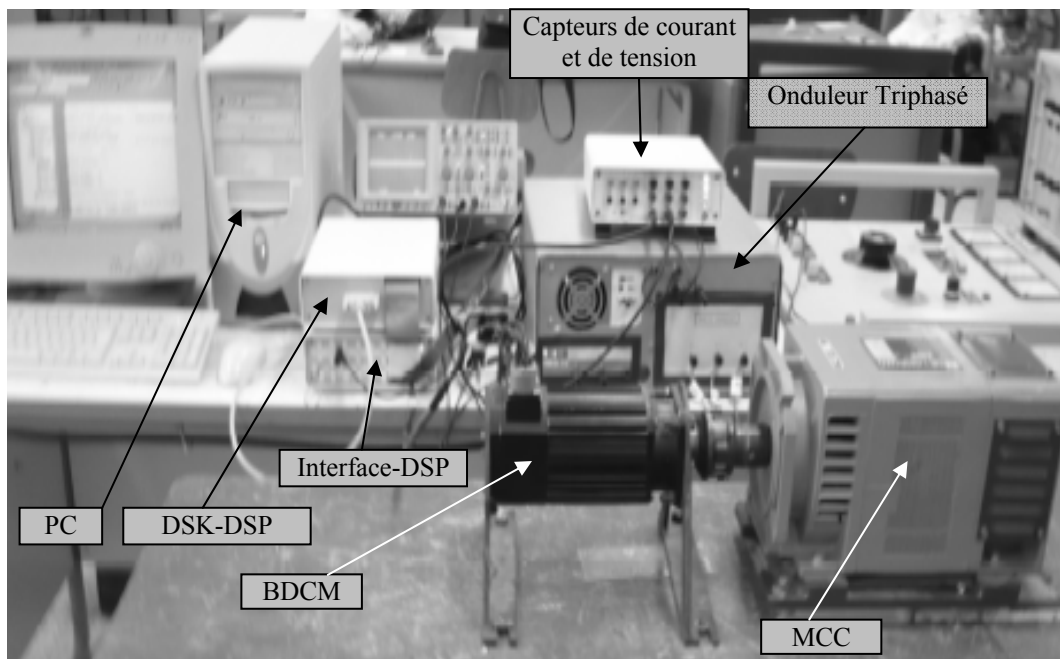
La construction d'une nouvelle structure de machine ayant des aimants, segmentés en forme de « V » avec un angle d'inter segment α optimal, était plus que souhaitable, mais nous n'avons pas encore pu réaliser cette structure pour valider expérimentalement l'optimisation de la forme du couple d'une manière directe. Cependant, dans le but de montrer la fonctionnalité d'un tel convertisseur pour piloter une machine à aimants en fonctionnement moteur et de valider notre modèle de simulation, nous avons développé au laboratoire un banc d'essai comprenant le convertisseur et la machine à aimants industrielle couplée à une machine de charge à courant continu. La flexibilité de la configuration du convertisseur réalisé permet d'incorporer un circuit de commande analogique ou un circuit de commande numérique à base d'une carte DSP TMS320LF2407A. Cela a permis de tester différentes stratégies de contrôle de la machine et de montrer que les résultats obtenus expérimentalement sont en accord avec ceux obtenus par le modèle de simulation élaboré.

Dans la première partie nous présentons le banc d'essai expérimental réalisé en donnant la description et le dimensionnement des maquettes de mesure des courants et des tensions ainsi que les différents circuits constituant le convertisseur. L'ensemble des circuits a été réalisé au sein de notre laboratoire.

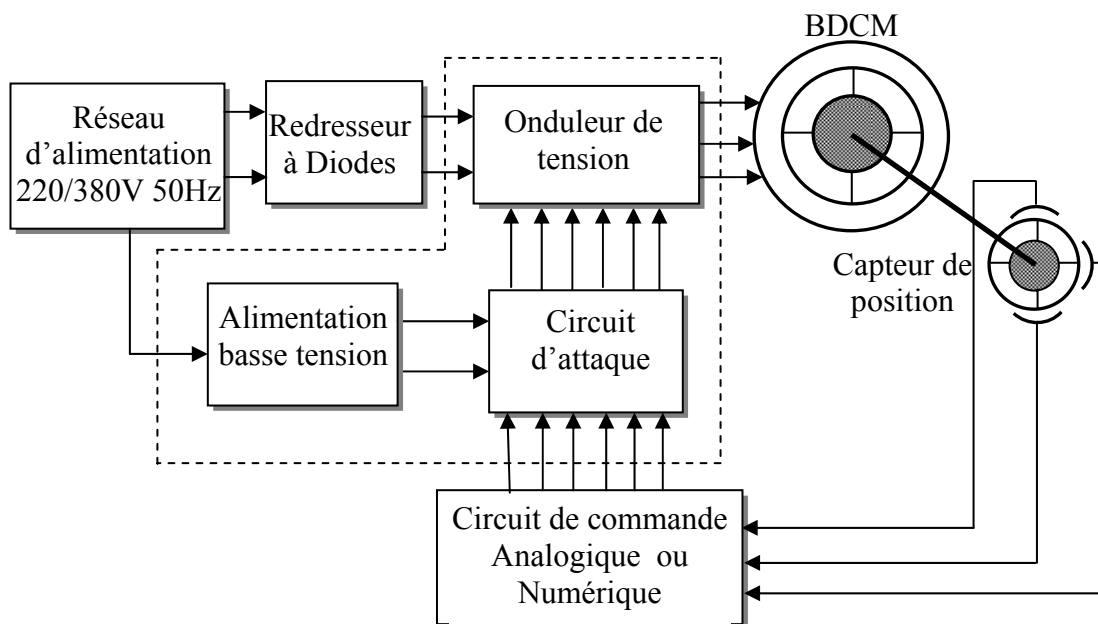
Dans la seconde partie, nous présentons les résultats expérimentaux obtenus lors du fonctionnement en mode moteur en utilisant, soit le circuit de commande analogique, soit le circuit de commande numérique à base du TMS320LF2407A pour tester différentes techniques MLI. Les résultats expérimentaux sont comparés avec les résultats de simulation dans les mêmes conditions de fonctionnement

IV.2. Description du banc d'essai

Le banc d'essai est représenté à l'aide du schéma synoptique montré par la figure IV.1. Il comporte principalement la BDCM, un capteur de position avec trois sondes effet Hall et un onduleur de tension 120°.



(a)



(b)

Figure IV.1 : Banc d'essai réalisé, (a) Sa photographie, (b) son schéma synoptique.

IV.2.1: La machine

La BDCM avec les sorties de ses trois phases et de celles des signaux du capteur de position à effet Hall est illustrée par la figure IV.2 (a). Afin de vérifier la structure et les dimensions géométriques de la machine, nous avons découpé le rotor et le stator de la machine, comme illustré par la figure IV.2 (b).

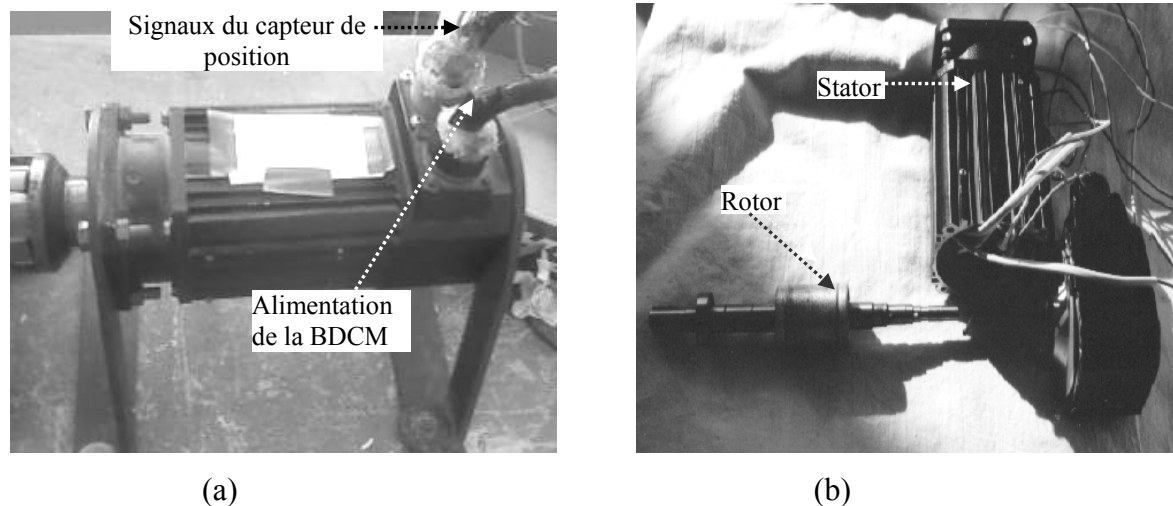


Figure IV.2: Photographies de la BDCM. (a) machine montée sur châssis avec les sorties de ses trois phases et des signaux du capteur, (b) machine avec rotor et stator découplés.

IV.2.2 Capteur de position

Le capteur de position à trois sondes à effet Hall, monté sur la BDCM, est représenté sur la figure IV.3. Il comporte :

- quatre aimants d'ouvertures 90° (mec) placés sur une bague solidaire du rotor de la BDCM.
- un circuit imprimé solidaire du stator de la BDCM sur lequel sont implantés trois sondes à effet Hall A, B et C dont les signaux de sortie dépendent de l'amplitude du champ créé par les aimants. La mise en forme des signaux du capteur en signaux logiques exploitables est assurée par des triggers de Schmitt à l'aide du circuit 74HC14.

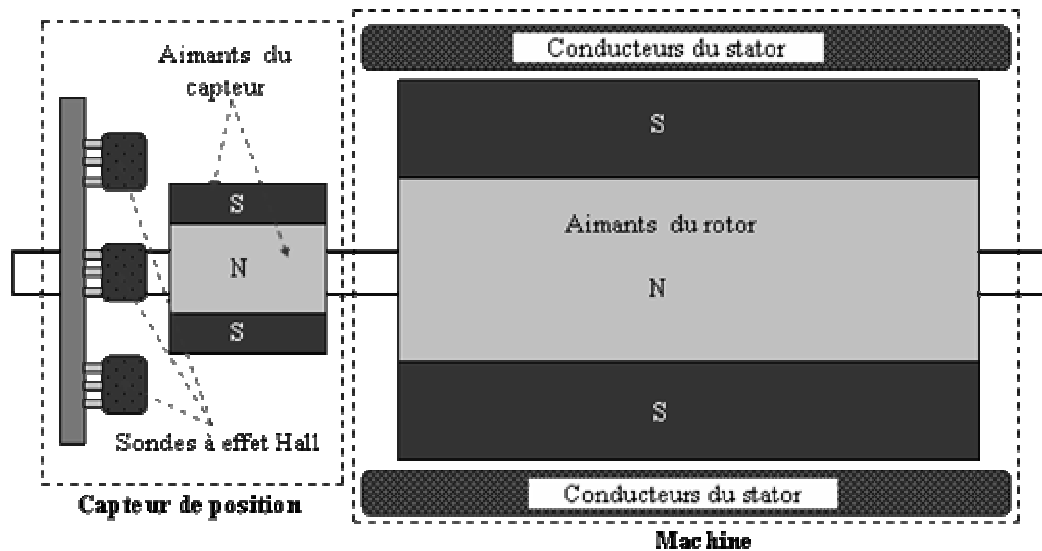


Figure IV.3 : Représentation de la BDCM équipée d'un capteur de position à effet Hall

La comparaison entre les signaux du capteur avec ceux des f.c.e.m analogues de la machine permet de caler le capteur pour assurer un déphasage nul entre la f.c.e.m et le courant, cette disposition permet un démarrage du moteur avec un couple maximal. Les signaux du capteur doivent être callés à 0° avec le passage à zéro des f.c.e.m composées ou bien 30° après le passage à zéro des f.c.e.m simples correspondantes. La figure IV.4 illustre un calage avec un déphasage nul entre la f.c.e.m composée e_{ac} de la machine et le signal S_A de la sonde A du capteur de position. Les mêmes résultats ont été obtenus avec les signaux S_B et S_C des deux autres sondes du capteur.

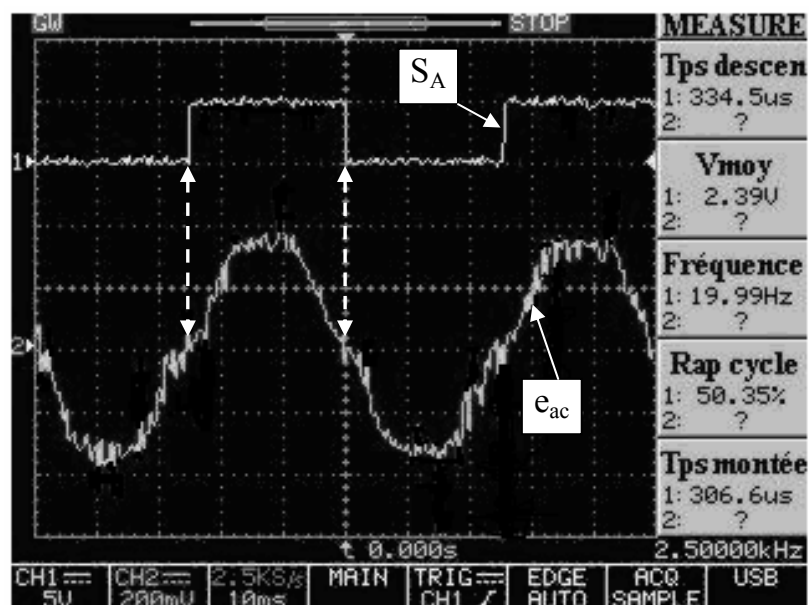


Figure IV.4 : Calage à 0° du capteur de position à effet HALL

IV.2.3 Capteurs de Courant

Afin de mesurer et de visualiser la forme du courant d'entrée I_{dc} ainsi que les courants de phase de la machine I_a , I_b et I_c , nous avons réalisé une maquette de mesure avec trois capteurs de courant à effet Hall à boucle fermée de type LEM (LA55-P). Ce type de capteur présente les avantages suivants :

- Mesure des courants alternatifs, continus et de forme d'onde complexe
- Isolation galvanique du système de mesure face au circuit à mesurer
- Excellente précision et très bonne linéarité
- Faible dérive thermique
- Temps de retard très court et large gamme de fréquences
- Bonne tenue aux surcharges de courant

Les capteurs à boucle fermée (dits également à compensation ou à flux nul) comprennent un circuit de compensation intégré qui en améliore sensiblement les performances. Tandis que les capteurs à boucle ouverte fournissent comme tension de sortie la tension de Hall amplifiée, les capteurs à boucle fermée (Figure IV.5) utilisent la tension Hall comme signal de contre réaction. Ce signal pilote le courant I_s d'un bobinage secondaire de manière que ce flux secondaire compense exactement le flux créé par le courant primaire I_p à mesurer. Le flux total dans le noyau et dans la cellule de Hall reste toujours nul.

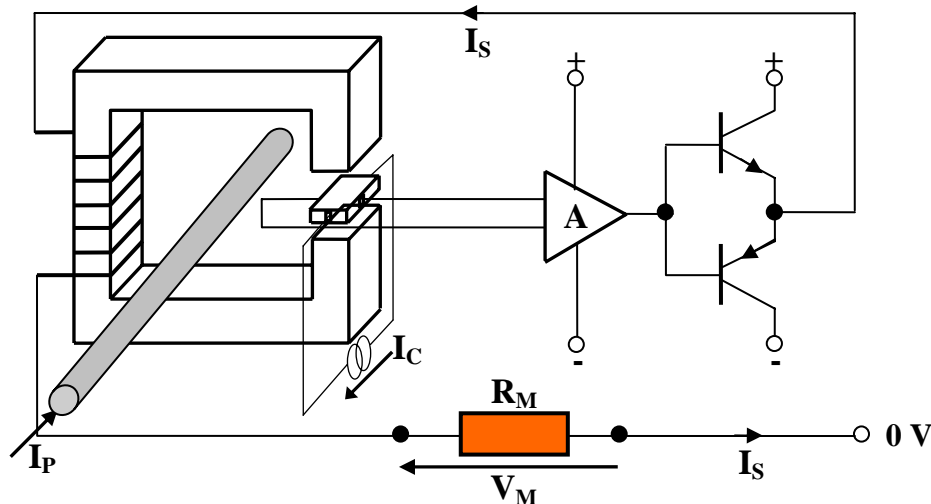


Figure IV.5 : Fonctionnement d'un capteur de courant à effet Hal à boucle fermée.

Lorsque le flux magnétique est compensé (flux total = 0) les ampères tours des deux bobines sont égaux, on peut alors écrire :

$$N_p \times I_p = N_s \times I_s \quad (IV.1)$$

D'où :

$$I_s = I_p \times \frac{N_p}{N_s} \quad (IV.2)$$

L'expression (IV.2) montre que le courant secondaire I_s est donc l'image exacte du courant I_p à mesurer. L'insertion d'une résistance de mesure R_M en série avec l'enroulement secondaire (Figure IV.4) permet de récolter une tension à l'image du courant à mesurer. Cependant, pour spécifier les limites de nos mesures, nous devons calculer la résistance de mesure à accorder au capteur.

- **Dimensionnement de la résistance de mesure R_M**

La fiche technique du capteur LA55-P précise les conditions d'utilisation pour une plage de mesure de courant allant jusqu'à 2 fois le courant nominal I_N . Il est toute fois possible de mesurer des courants plus élevés pour autant qu'on tienne compte des deux paramètres suivants :

- La résistance de mesure ne doit pas être inférieure à la valeur R_M (min) indiquée sur la fiche technique, cela afin de limiter la puissance dissipée par l'électronique du capteur.
- La température maximale du conducteur primaire doit être inférieure à 100°C (valeur indiquée par le constructeur) pour éviter d'endommager les éléments du capteur.

Dans le cas du capteur LA55-P, la résistance de mesure minimale dépend de la tension d'alimentation, la valeur maximale du courant primaire à mesurer et de la température ambiante. Les principales caractéristiques du capteur LA55-P, données par le constructeur (Voir Annexe 04) pour une alimentation symétrique de ± 15 V, sont telles que :

- Courant nominal primaire: $I_{PN} = 50$ A.
- Rapport de transformation: 1 /1000.
- Résistance de mesure: $50 \Omega < R_M < 160 \Omega$ (à $T=70^\circ\text{C}$)

Dans notre étude, la machine a un courant nominal de 4.8 A et nous avons fixé le courant de mesure maximal à 10 A (2 fois le courant nominal). Le capteur LA55-P ayant un courant primaire nominal de 50 A, afin de l'utiliser à des courants proche de sa valeur nominale nous avons enroulé 5 spires au primaire pour avoir un courant de mesure total maximal $N_p \times I_p = 5 \times 10 = 50$ A. Le rapport de transformation étant de 1/1000, le courant secondaire I_s serait alors de 50 mA.

La tension de mesure V_M maximale est fixée par la caractéristique des entrées analogiques du bloc ADC de la carte numérique TMS320LF207, celles-ci n'admettent pas des tensions de plus de 3.3 V.

Nous avons :

$$R_M = \frac{V_M}{I_S} = \frac{3.3}{0.05} = 66 \Omega$$

Nous disposons d'une alimentation $\pm 15V$ et dans ce cas le constructeur (voir Annexe 04) indique les valeurs maximale et minimale de la résistance de mesure pour un courant de mesure maximal de 50 A et une température ambiante défavorable de 70 °C :

$$R_{M(\min)} = 50 \Omega \quad \text{et} \quad R_{M(\max)} = 160 \Omega$$

La puissance maximale dissipée par la résistance est :

$$P_M = R_M \times I_{S(\max)}^2 = 66 \times 0.05^2 = 0.15 \text{ W}$$

Pour des raisons de non disponibilité, nous avons monté une résistance normalisée de valeur $R_M = 100 \Omega$ et de puissance 1 W. Dans ce cas le courant maximal à mesurer, sans dépasser une tension de 3.3 V, est de 6.5 A.

Afin de vérifier la linéarité et de déterminer la constante de mesure du capteur dans notre zone de travail, nous déterminons sa caractéristique de transfert expérimentale $V_M = f(I_P)$.

- **Caractéristique de transfert expérimentale $V_M = f(I_P)$**

En utilisant le montage de la figure IV.5 et pour différentes valeurs du courant d'entrée I_p du capteur, on relève la tension V_M aux bornes de la résistance de mesure R_M .

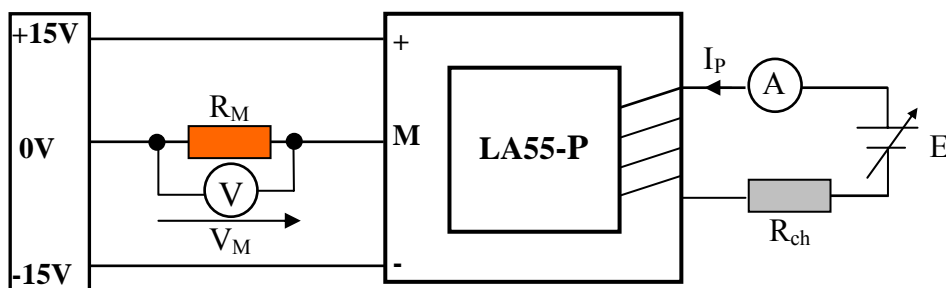


Figure IV.5 : Schéma de connections du capteur LA55-P.

Nous avons effectué différents essais pour différents courants d'entrée I_p . Les résultats ont été utilisés pour tracer le graphe de la figure ci-dessous :

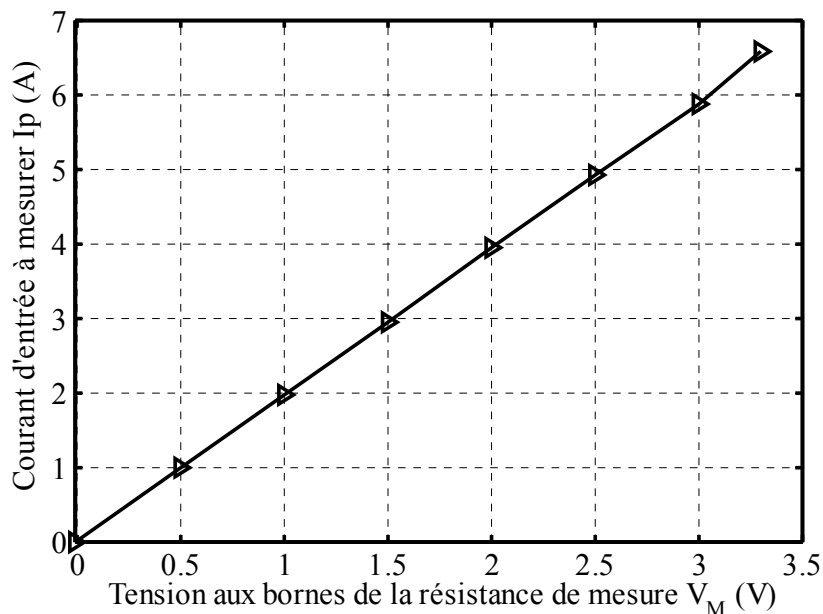


Figure IV.7 : Caractéristique de transfert $V_M = f(I_p)$ du capteur de courant.

La figure IV.7 montre que la caractéristique $V_M = f(I_p)$ est une droite de pente $K_A = 1,97 \text{ A/V}$. Ce qui nous permet de conclure que la tension V_M est l'image du courant d'entrée I_p , tel que : $I_p = 1.97 \times V_M$.

Nous constatons aussi d'après l'expérience que la caractéristique ne débute pas du point (0,0), le capteur présente un offset, mesuré à -0.015V .

IV.2.4 Capteurs de tension

Dans le but de mesurer les tensions simple et composée de la machine ainsi que celle du bus continu de l'onduleur, nous avons réalisé une maquette de mesure avec trois capteurs de tensions à effet hall à boucle fermée du type LV25-P.

Les capteurs de tension à effet Hall à boucle fermée reposent exactement sur les mêmes principes que leurs homologues capteurs de courant à boucle fermée. La principale différence est l'adjonction d'un bobinage primaire à nombre de spires élevé, permettant de produire les ampères-tours nécessaires à la réaction d'une bonne induction primaire au moyen d'un courant I_p de faible intensité dévié du circuit primaire sous tension (figure IV.8).

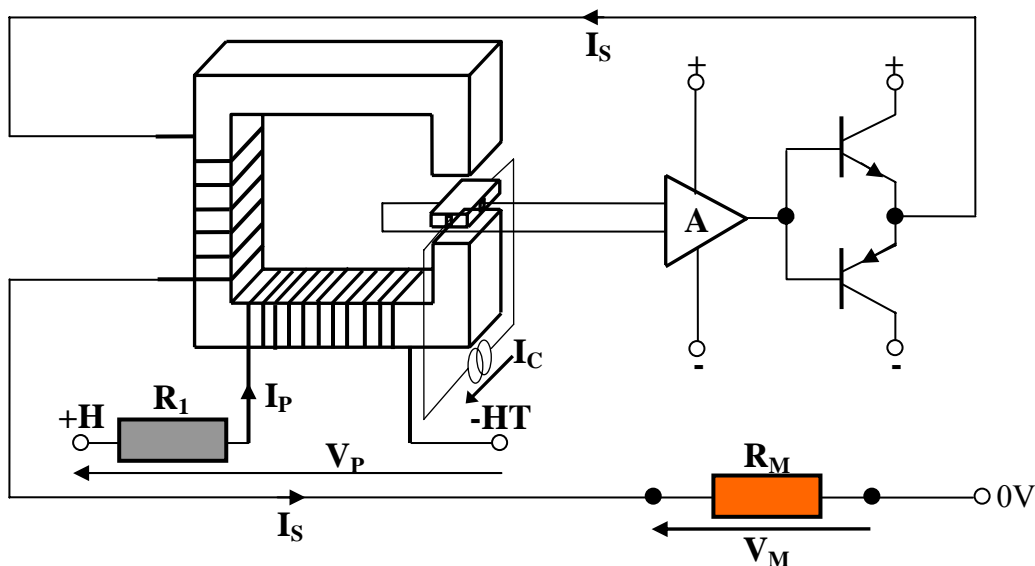


Figure IV.8 : Fonctionnement d'un capteur de tension à effet Hal à boucle fermée.

Une résistance externe R_1 est placée avec le bobinage primaire pour limiter le courant primaire. La résistance R_1 ainsi que la résistance de mesure R_M doivent être dimensionnés par l'utilisateur.

- **Dimensionnement de la résistance primaire R_1**

Le choix de la résistance R_1 , montée en série avec l'enroulement primaire dépend surtout de la tension maximale à mesurer et cela en ajustant le courant d'entrée I_{PN} . Cette résistance est souvent partagée en deux résistances placées de part et d'autre du capteur afin de limiter la sensibilité au mode commun (Figure IV.9).

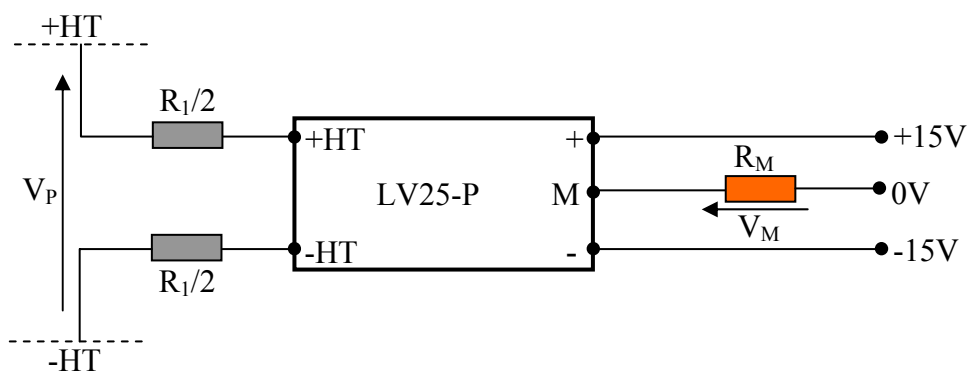


Figure IV.9 : Schéma de montage du capteur LV25-P

Les principales caractéristiques données par le constructeur (Voir Annexe 05) pour une alimentation symétrique de $\pm 15V$ sont les suivantes :

- Tension nominale d'entrée : $V_{PN} = 500V$
- Courant nominal primaire : $I_{PN} = 10mA$.

- Rapport de transformation : 2500/1000
- Résistance de mesure : $100 \Omega < R_M < 320 \Omega$ (70 °C)
- Résistance du bobinage primaire : $R_P = 250 \Omega$ (70 °C)
- Résistance du bobinage secondaire : $R_S = 110 \Omega$ (70 °C)

Dans notre cas, la tension nominale de la machine est de 190 V, nous avons choisi de mesurer des tensions avec des pics jusqu'à presque deux fois la valeur nominale 320V. Le courant nominal d'entrée I_{PN} du capteur est de 10mA et la résistance de son bobinage primaire R_P est de 250Ω à 70 °C.

Nous avons : $V_{P(max)} = (R_1 + R_P) \times I_{PN}$

$$\text{D'où : } R_1 = \frac{V_{P(max)}}{I_{PN}} - R_P = \frac{380}{0.01} - 250 = 37750 \Omega$$

La puissance maximale P_M dissipée dans R_1 :

$$P_M = R_1 \times I_{PN}^2 = 37750 \times 0.01^2 = 3.77 \text{ W}$$

Afin d'éviter une dérive thermique excessive de R_1 et dans un souci de fiabilité, nous devons choisir une résistance R_1 ayant une gamme 2 à 3 fois supérieure à la puissance maximale calculée.

Parmi les résistances normalisées disponibles au Labo, nous avons choisi d'implanter deux résistances de $33 \text{ K}\Omega$ de puissance 4 W montées en parallèle de part et d'autre de l'entrée du capteur.

Finalement, la résistance totale R_1 choisie est de valeur $33\text{K}\Omega$ et de puissance 8W.

La tension maximale à mesurer sera donc limitée à la valeur de 330V.

• Dimensionnement de la résistance de mesure R_M

Le calcul de la résistance de mesure se fait de la même façon que celui du capteur de courant.

La tension maximale de mesure $V_{M(max)}$ aux bornes de la résistance R_M est fixée à 3.3V. Le courant nominal dans le bobinage secondaire I_{SN} est de 250 mA.

$$\text{Ce qui donne : } R_M = \frac{V_{M(max)}}{I_{SN}} = \frac{3.3}{0.025} = 132 \Omega$$

La puissance maximale dissipée par R_M serait alors de 0.08W.

Nous avons choisi une résistance normalisée disponible de valeur 120Ω et de puissance $\frac{1}{4}$ W.

Dans ce cas, la tension maximale de mesure $V_{M(max)}$ est alors de 3V.

- **Caractéristique de transfert expérimentale $V_M = f(V_P)$**

Le relevé expérimental de la tension d'entrée à mesurer V_P en fonction de la tension de sortie V_M a donné les résultats illustrés par la figure ci-dessous :

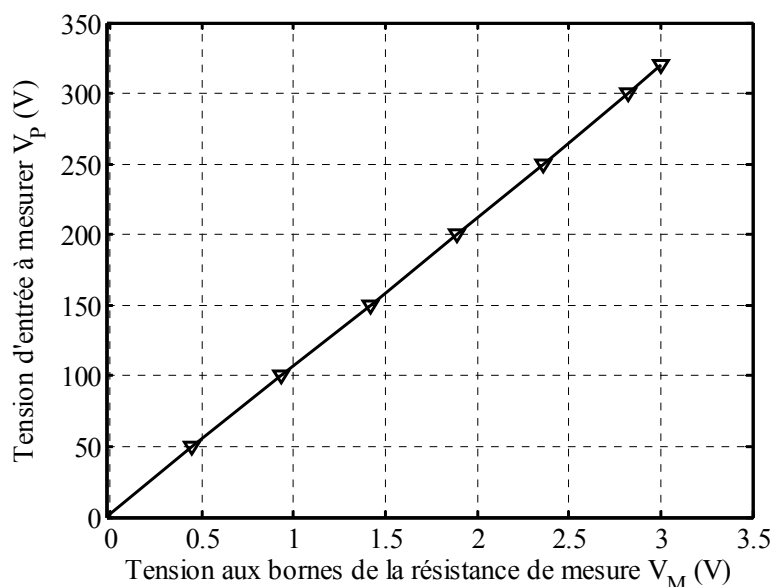


Figure IV.10 : Caractéristique de transfert $V_M = f(V_P)$ du capteur de tension

La figure IV.10 montre que la caractéristique $V_P = f(V_M)$ est une droite de pente $K_V = 107,98$ tel que $V_P = 107,98 \times V_M$. Ceci permet de conclure que la tension V_M est l'image de la tension d'entrée V_P .

Comme dans le cas du capteur de courant, nous constatons que la caractéristique ne débute pas du point (0,0), le capteur de tension présente un offset, mesuré à $-0.025V$.

IV.2.5 Onduleur de tension triphasé

Le rôle de l'onduleur est de transmettre à la machine des tensions triphasées élaborées à partir des signaux de référence de l'unité de commande. Dans le cas d'une logique de commande relativement simple, ces signaux peuvent être générés par un circuit analogique à base de portes logiques. Cependant, dans le cas de commande nécessitant des algorithmes complexes, les dispositifs numériques à base de microprocesseur s'imposent. Les circuits numériques les plus adaptés sont les DSP, ils sont spécialement dédiés au traitement de signal en temps réel et offrent des performances inégalées dans ce domaine d'application.

Dans cette partie, nous décrivons les différentes parties constituant l'onduleur triphasé réalisé. Sa structure générale est illustrée par la figure IV.11, elle comporte essentiellement trois

parties, la logique de commande, la commande rapprochée des interrupteurs et la partie puissance.

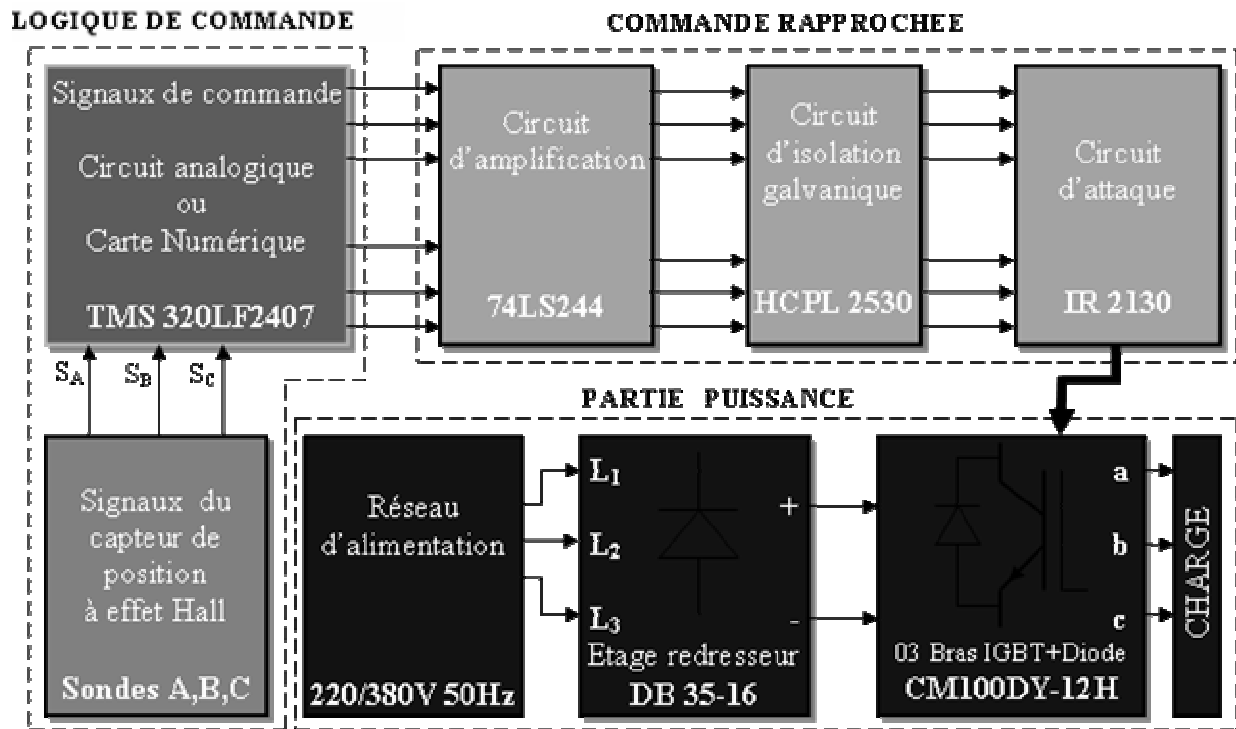


Figure IV.11 : Structure générale de l'onduleur

IV.2.5.1 Circuit de Puissance

Une partie puissance constituée par 03 modules montés en demi pont de transistor IGBT muni de diodes en anti-parallèle. L'ensemble est alimenté par un pont redresseur fournissant une tension continue V_{dc} filtrée par un réseau capacitif.

Ce circuit est constitué de trois sous étages qui sont :

- Réseau d'alimentation continue.
- Les cellules de commutation.
- Les différentes protections.

A- Réseau d'alimentation continue :

D'après le transfert d'énergie dans l'onduleur (continu alternatif), nous sommes amenés à dimensionner un circuit afin de redresser le réseau d'alimentation alternatif 220/380V-50Hz disponible au niveau du Laboratoire. Cependant, dans le but d'effectuer des essais à tension réduite lors des étapes de mise au point de notre dispositif, un autotransformateur triphasé est inséré entre le réseau d'alimentation et le bloc redresseur.

Notre choix s'est porté sur un pont redresseur triphasé à diodes de type DB 35-16 qui admet des courants jusqu'à 35A et des tensions jusqu'à 1600V.

Afin de limiter les ondulations de la tension continue V_{dc} , la tension redressée est filtrée à l'aide d'un condensateur ayant une grande capacité $C_{dc} = 3300\mu\text{F}$ et une tension de service maximale de 350V. De plus, dans le but d'entamer nos essais par une tension nulle, un réseau résistif R_{dc} a été inséré en parallèle avec la capacité de filtrage pour lui permettre de se décharger au repos. La figure ci-dessous illustre le schéma de l'alimentation continue utilisée.

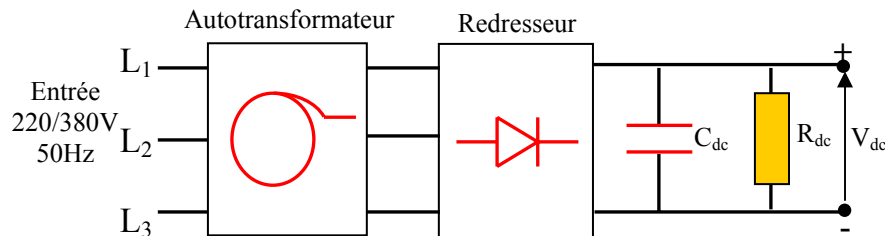


Figure IV.12 : Réseau d'alimentation continue

B- Les Cellules de commutations:

La réalisation d'un onduleur triphasé à deux niveaux nécessite l'utilisation de trois demi ponts (trois bras) munis chacun de deux cellules de commutation.

Dans notre cas, nous avons opté pour trois modules à transistor IGBT de type CM100DY-12H comportant chacun deux cellules de commutations, chacune formée par un transistors IGBT et une diode en antiparallèle. Le transistor IGBT peut drainer un courant collecteur I_C jusqu'à 100 A et supporte en blocage une tension collecteur- émetteur V_{CE} jusqu'à 600 V (voir annexe 06). La diode joue le rôle de roue libre assurant la réversibilité en courant. Elle doit supporter la même tension que l'IGBT, avoir une faible chute de tension, un recouvrement le plus faible possible, pour minimiser les pertes à la fermeture de l'IGBT.

Le choix de L'IGBT apparaît surdimensionné dans le cas de la machine étudiée dans ce travail, cependant ce même dispositif sera utilisé pour alimenter d'autres machines de puissance plus grande (jusqu'à 7 kW) dans le cadre de travaux futurs.

La figure IV.13 montre l'image photographique et l'architecture interne du module IGBT CM100DY-12H utilisé.

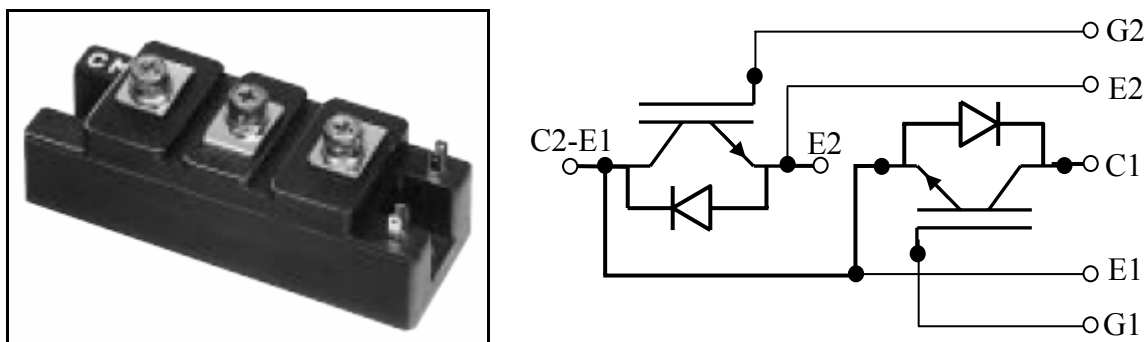


Figure IV.13: Module CM100DY-12H, (a) Photo d'un module, (b) Son architecture interne

Pour une bonne dissipation de chaleur et un refroidissement rapide, les modules IGBT et le pont redresseur sont montés sur un même radiateur et nous avons pris le soin d'incorporer un ventilateur pour évacuer rapidement cette chaleur. La figure IV.14 illustre l'assemblage des différents éléments de la partie puissance.

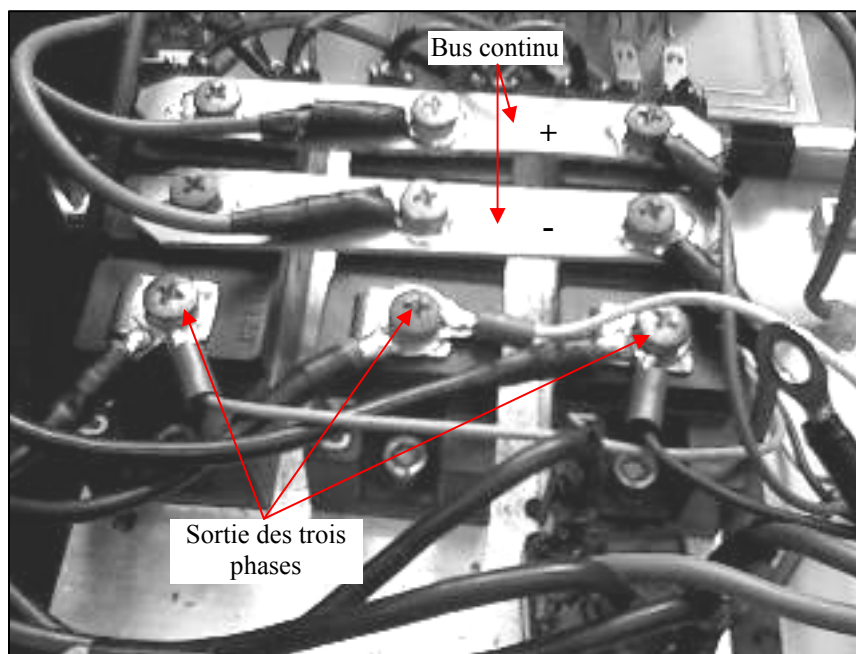


Figure IV.14 : Convertisseur triphasé formé par trois modules CM100DY-12H

C- Protection en tension des IGBT:

Afin de limiter la tension V_{CE} aux bornes des transistors, nous avons inséré des diodes Transil entre collecteur et émetteur de chaque transistor. La tension Zener de ses diodes doit être inférieure à la tension maximale que peut supporter l'IGBT. Ces diodes doivent être très rapides pour écrêter les pics de tension et ainsi éviter tout risque de claquage du transistor [1].

La diode Transil choisie est de type 1.5KE160P, celle-ci supporte une tension inverse nominale de 160V et peut résorber des pics de puissance de 1500 W de durée 1ms.

D- Protection en courant

La protection contre les surintensités est assurée par le circuit d'attaque IR2130 qui incorpore une boucle de contrôle du courant continu à travers une résistance shunt de mesure R_s . La tension aux bornes du shunt est comparée à un seuil de 0,5V au niveau des entrées trip et V_{ss}

du IR2130. Si ce seuil est dépassé alors les six sorties de commandes des transistors s'annulent et le système se met à l'arrêt.

Dans notre cas la machine a un courant moyen nominal de 4,8A, et nous avons choisi de limiter le courant à 1,5 fois sa valeur nominale qui est de 7A.

Le dimensionnement de la résistance R_S dépend donc de la limite du courant continu $I_{dc(max)} = 7A$ et du seuil $V_{seuil} = 0,5V$.

$$R_S = \frac{V_{seuil}}{I_{dc(max)}} = \frac{0,5}{7} \Rightarrow \boxed{R_S = 0,07\Omega}$$

La puissance maximale dissipée par la résistance est : $P_{R_S} = R_S \times I_{dc(max)}^2 = 3,4 W$

Pour former cette valeur de résistance, nous avons monté en parallèle quatre résistances chacune de valeur $0,27\Omega$ et de puissance 4W.

L'ensemble des éléments de puissance des protections en tension et en courant sont insérés sur une même carte, celle-ci est représentée par la photo de la figure IV.15.

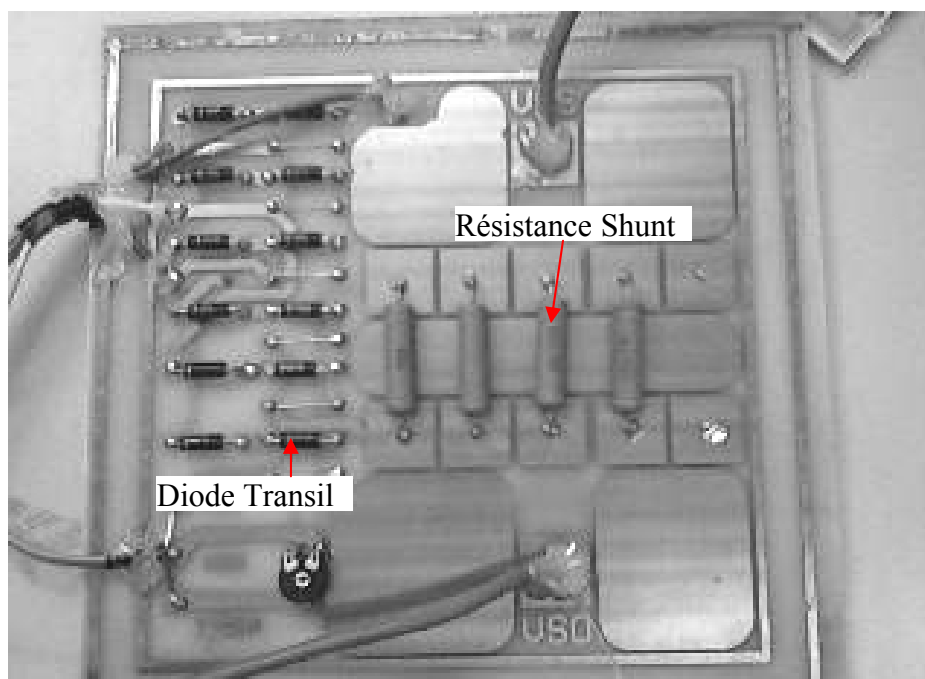


Figure IV.15 : Eléments de puissance des protections en tension et en courant

IV.2.5.2 Commande Rapprochée

La commande rapprochée s'articule autour du circuit d'attaque IR2130, celui-ci joue le rôle de driver et assure une bonne commutation des transistors de puissance IGBT. Elle comprend entre autre un étage d'amplification à base de buffers et un circuit à base d'opto-coupleurs assurant l'isolation galvanique entre la commande et la puissance. Ce circuit assure la liaison entre le circuit de commande et les cellules de commutations, il comporte trois parties :

A- Etage d'Amplification:

Afin d'éviter tout appel de courant vers la logique de commande, particulièrement dans le cas de la carte numérique, nous avons insérés un étage d'amplification en utilisant le circuit 74LS244 qui comporte 08 amplificateurs de lignes (buffers).

B- Isolation galvanique :

En général, dans les montages d'électronique de puissance, l'isolation électrique entre les signaux de commande et la partie puissance est recommandée [91,92]. En effet, les signaux de commande sont issus de cartes électroniques de faible puissance et alimentées sous basse tension ; alors que le circuit de puissance est soumis à de fortes tensions continues ou alternatives. Afin d'éliminer tout parasitage des signaux de commande, une isolation galvanique s'impose.

Nous avons opté pour une isolation à base d'opto-coupleur en utilisant le composant HCPL2530 qui est un double circuit opto-isolateur dont les caractéristiques conviennent à notre montage du point de vue temps de réponse et consommation [Annexe 07].

La mise en œuvre du circuit HCPL2530 nécessite une résistance en série avec chacune des deux entrées. Son schéma de montage est donné par la figure ci-dessous.

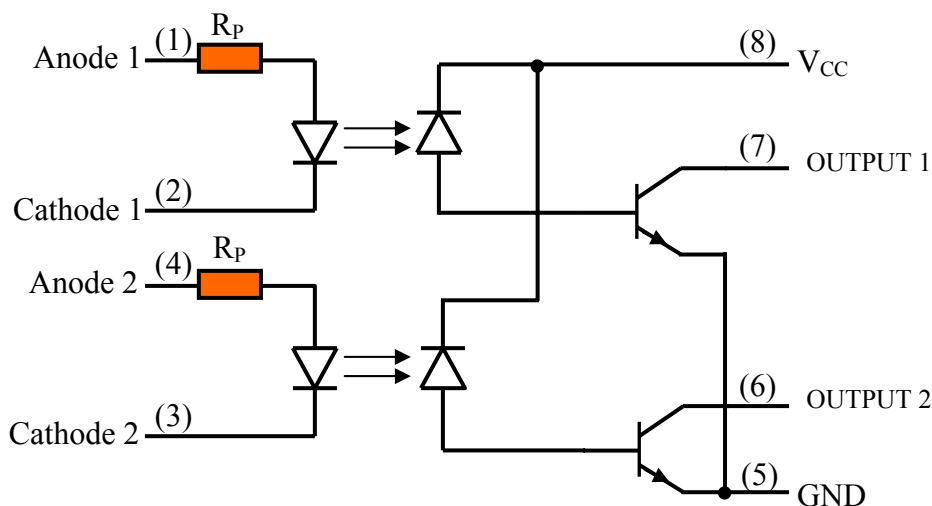


Figure IV.16 Schéma de montage du circuit HCPL2530

La résistance R_p est dimensionnée de façon à limiter le courant d'entrée de l'optocoupleur.

$$R_p = \frac{V_{DD} - V_0}{I_{d\max}} = \frac{5 - 1.6}{16 \cdot 10^{-3}} = 212.5 \Omega$$

V_{DD} : Alimentation basse tension

V_0 : Chute de tension dans la diode émettrice

$I_{d \max}$: Courant direct admissible dans la diode émettrice

Nous avons opté pour une résistance normalisée disponible de valeur 220Ω et de puissance $\frac{1}{4} W$

C- Circuit d'attaque : Driver IR2130

Ce circuit compact est spécialement conçu pour la commande des transistors IGBT et MOSFET. Il permet d'attaquer simultanément les six transistors des trois bras d'onduleur triphasé de faible et moyenne puissance [92]. Celui-ci utilise la technique de commande de la capacité de « bootstrap » et tolère un potentiel flottant jusqu'à 600 V. L'étage de sortie haut « high side » délivre une pointe de courant de 250 mA et l'étage du bas « low side » délivre 500 mA. Il génère un temps mort fixe de 2.5 μs entre les signaux de sortie des deux étages (voir Annexe 08).

Ce circuit a aussi la qualité de disposer de plusieurs protections. En effet, il intègre une boucle de contrôle de courant trip à travers une résistance shunt de mesure externe qui est dimensionné dans la partie puissance. Il annule toutes sorties si deux signaux d'entrée du même bras sont au même niveau logique. Il assure un blocage individuel de chaque transistor 'highside' en cas d'une alimentation flottante trop faible. De plus, il bloque les six sorties au démarrage tant que son alimentation basse tension en sortie V_{cc} n'a pas atteint au moins la valeur de 9.8V et au cours de fonctionnement si elle venait à chuter en dessous de 8.8 V.

- Alimentation de « bootstrap »:

La mise en conduction des transistors IGBT de puissance nécessite une tension de commande entre grille et émetteur ayant un seuil minimal (10 V dans notre cas) et un seuil maximal (20 V). A première vue, une tension de commande à 15V référencée à la masse (0V) serait une solution appropriée pour commander ces interrupteurs. Cependant dans le cas des montages en demi pont, un problème de référence flottante se pose pour les transistors du haut. En effet, le potentiel de l'émetteur du transistor du haut flotte entre 0V et $+V_{dc}$ selon que celui-ci conduit ou se trouve à l'état bloqué.

Pour remédier à ce problème de référence flottante, une solution existe, elle est proposée par le constructeur du driver IR2130. Elle consiste en l'usage de la commande à capacité de « bootstrap » représentée par le schéma de principe de la figure IV.17, celle-ci nécessite trois composants externes au IR2130, un condensateur C_b , une diode D_b et une résistance R_b .

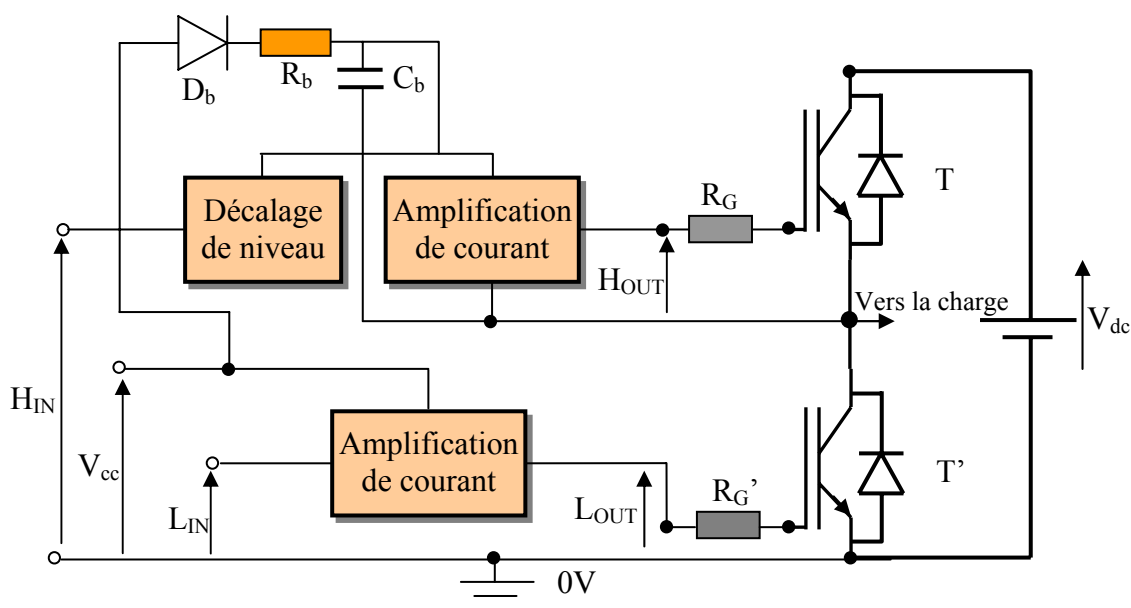


Figure IV.17 Schéma de principe de la commande « bootstrap » d'un demi pont

Le condensateur C_b de « bootstrap » permet de créer une alimentation flottante pour le circuit de commande du transistor du haut T à partir de l'alimentation du circuit de commande du transistor du bas T' .

Le principe consiste à profiter de la conduction du transistor T' pour charger la capacité C_b sous la tension V_{cc} à travers la diode D_b . En suite, la charge portée par le condensateur C_b doit servir à fournir l'énergie nécessaire à l'ensemble (Décalage de niveau + Amplificateur de courant) de la commande du transistor T . En effet, lorsque le transistor T' se bloque et que la tension réapparaît à ses bornes, la diode D_b se bloque à son tour. La charge alors portée par C_b (charge qui a été apportée pendant la conduction de T') assure l'alimentation du circuit de commande du transistor T , la charge de sa capacité d'entrée et son maintien pendant toute sa durée de conduction.

- Choix de la diode de « bootstrap » D_b :

La diode D_b doit être capable de supporter la tension V_{dc} et assez rapide pour permettre à C_b de se charger rapidement lors de la conduction du transistor T' .

Dans le cas de la commande numérique à travers la carte eZ dsp TMS320LF2407, les signaux de commande sont modulés à une fréquence de 20KHz avec un rapport cyclique entre 5 et 95% de la période, le temps minimal de conduction des interrupteurs est donc relativement faible, de l'ordre de $2,5\mu s$ pour un rapport cyclique de 5%.

Notre choix s'est porté sur une diode haute tension ultrarapide de référence STTA1206P. Celle-ci supporte une tension inverse maximale de 600V, elle présente un temps de recouvrement maximal de 65 ns en inverse et 600 ns en direct.

- Choix du condensateur de « bootstrap » C_b :

La durée de conduction du transistor du bas T' doit être suffisante pour que le condensateur de « bootstrap » C_b puisse se charger totalement. Mais, compte tenu de la consommation du circuit de commande, la durée de conduction du transistor du haut T doit être limitée afin d'éviter une trop forte décharge du condensateur. Le choix de la capacité de « bootstrap » découle de ces deux contraintes.

En effet, le dimensionnement de la capacité C_b passe par la connaissance de la charge Q_G nécessaire pour la mise en conduction du transistor du haut T et la charge Q_{bs} nécessaire pour l'alimentation de l'ensemble (Décalage de niveau + Amplification de courant) de la commande du transistor T. Finalement, la charge totale Q_b que doit fournir le condensateur serait donc la somme des deux charges Q_G et Q_{bs} .

On peut alors écrire :

$$Q_b = Q_G + Q_{bs} = \Delta V \times C_b$$

En plus

$$Q_{bs} = I_{Q_{bsmax}} \cdot \tau_c$$

Avec :

$I_{Q_{bsmax}}$: Courant maximal consommé est de 30 μ A dans le cas du IR2130.

τ_c : Temps maximal de conduction du transistor du haut T.

On se place dans le cas le plus défavorable, cas de la commande analogique où les transistors conduisent sans interruption pendant 120° électriques (1/3 de la période). Nous avons fixé la vitesse minimale de la machine à 100tr/min, ce qui correspond à une fréquence de 3,33Hz et une période de 0,3s. Dans ce cas limite, le temps de conduction est maximal, $\tau_c = 0,1s$.

On en déduit : $Q_{bs} = 30 \cdot 10^{-6} \times 0,1 = 3\mu C$.

La charge nécessaire Q_G à la mise en conduction du transistor CM100DY-12H est donnée par le constructeur, elle est de 300 nC.

La charge totale vaut alors : $Q_b = 3,3\mu C$.

En fin de charge, la tension aux bornes de C_b est de 14 V, on souhaite que cette tension reste supérieure à 12 V, on a donc $\Delta V = 2V$.

$$\text{D'où : } C_b = \frac{Q_B}{\Delta V} = \frac{3,3}{2} \Rightarrow \boxed{C_b = 1,65 \mu\text{F}}$$

Notre choix s'est porté sur condensateur tantale disponible de capacité $2,2 \mu\text{F}$ qui supporte une tension jusqu'à 25V.

Notons que ce choix reste largement valable dans le cas de la commande numérique à travers la carte eZ dsp où le temps de conduction des interrupteurs est nettement plus faible.

- Choix de la résistance de « bootstrap » R_b :

Le choix de cette résistance doit permettre de satisfaire deux conditions. D'une part la croissance de la tension aux bornes de C_b ne doit pas dépasser $50 \text{ V}/\mu\text{s}$ (exigence du constructeur du driver IR2130, annexe 08). D'autre part la charge de C_b doit être suffisamment rapide pour que la tension à ses bornes ait au moins atteint 95 % de sa valeur finale ($V_1 = 14\text{V}$) pendant le temps minimum de conduction de l'interrupteur du bas T' ($t_{c(\min)} = 50 \times 0,05 = 2,5 \mu\text{s}$), dans le cas des signaux de commande MLI de fréquence 20KHz avec un rapport cyclique minimal de 5%).

On se place dans le cas limite où le condensateur se charge à partir de zéro, la tension $v_c(t)$ à ses bornes évolue selon l'expression suivante :

$$v_c(t) = V_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad \text{avec : } \tau = R_b \cdot C_b,$$

$$\text{On peut écrire que : } \frac{d v_c}{d t} = \frac{V_1}{\tau}$$

$$\text{Or, on veut que : } \frac{d V_c}{d t} < 50 \text{ V}/\mu\text{s}, \quad \text{soit : } R_b > \frac{V_1}{C_b \cdot \left(\frac{d v_c}{d t}\right)_{\max}}$$

$$\text{AN : } R_b > \frac{14}{2,2 \cdot 10^{-6} \times 75 \cdot 10^6}, \quad \boxed{R_b > 0,13 \Omega}$$

D'autre part, On souhaite atteindre 95% de V_1 quelque soit le temps de conduction du transistor T' (le temps minimal $t_{c(\min)}$ est de $2,5 \mu\text{s}$).

$$\text{Nous avons donc : } 0,95 V_1 = V_1 \left(1 - e^{-\frac{t_c}{\tau}}\right) \Rightarrow e^{-\frac{t_c}{\tau}} = 0,05$$

$$\text{On en déduit : } \frac{t_c}{\tau} = 3 \quad \text{et donc } \tau < 3 \cdot t_{c(\min)} \Rightarrow R_b \cdot C_b < 7,5 \mu\text{s}$$

$$\text{AN : } R_b < \frac{7,5 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow \boxed{R_b < 3,4\Omega}$$

Nous avons opté pour une résistance normalisée disponible de valeur 3Ω et de puissance $\frac{1}{4}$ W.

D- Choix de la résistance de grille R_G

Une résistance R_G , appelée « résistance de Grille », est insérée entre le circuit d'attaque et la grille des transistors IGBT, celle-ci a un rôle important dans la commande des IGBT, elle permet de :

- Contrôler le courant de mise en conduction et du blocage de l'IGBT, ce qui fait qu'elle contrôle sa vitesse de commutation.
- Augmenter l'immunité du circuit de commande rapprochée aux perturbations, donc rend ce dernier stable et minimise les pertes liées à la commutation.
- Limiter les pointes de tension lors de la commutation.

Pour choisir cette résistance, nous nous sommes référés à la caractéristique dynamique du transistor donnée par le constructeur (Voir Annexe 06), sa valeur typique est de 6.3Ω .

Nous avons opté pour une résistance normalisée disponible de valeur 10Ω et de puissance $\frac{1}{4}$ W.

E- Protection de la grille contre les surtensions

La tension de commande Grille-Emetteur V_{GE} des transistors de puissance est limitée à $V_{GE(\max)} = 20V$ (Voir Annexe 06). Dans le but de les protéger contre d'éventuelles surtensions qui peuvent survenir soit par erreur de manipulation ou par faute de défaillance d'un composant quelconque, nous avons inséré une diode Zener en parallèle avec chacun des signaux d'attaque des six transistors. Notre choix s'est porté sur la diode BZX18 de tension Zener $V_z = 18V$.

Finalement, après avoir choisi minutieusement les différents composants, le circuit de la commande rapprochée réalisé est donné par la figure IV.18.

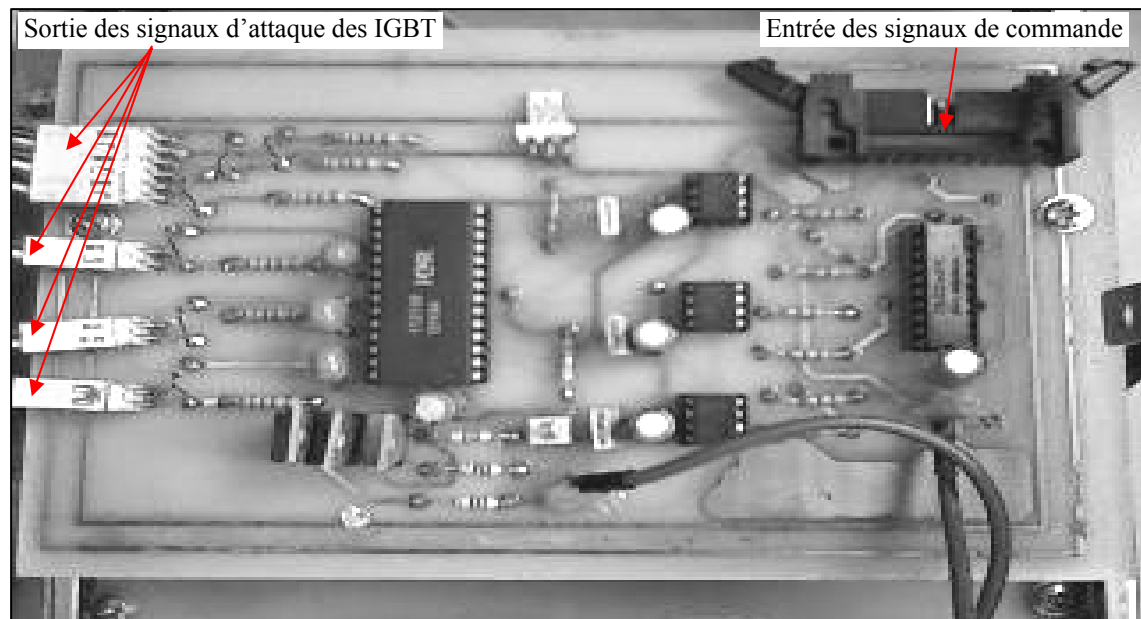


Figure IV.18 : Image photographique du circuit de commande rapproché réalisé

IV.2.5.3 Logique de Commande

Une logique de commande, composée par six signaux logiques, trois signaux de l'étage haut C_1, C_2, C_3 décalés de 120° électriques et leur trois complémentaires de l'étage du bas C_1', C_2', C_3' eux aussi décalés de 120° électriques. Ceux-ci sont générés soit par un circuit de décodage analogique, soit à travers une carte numérique de traitement de signal eZdspTMS320LF2407.

A- Circuit de commande analogique

Dans le cas simple d'une commande en boucle ouverte, la machine étant alimentée par des créneaux de courant 120° électriques, le décodage des états des six interrupteurs de puissance en fonction des signaux du capteur de position est donné par la table IV.1. Le schéma de logique qui en découle est représenté par la figure IV.19.

Table IV.1 : Décodage des signaux de commande

Sonde A	Sonde B	Sonde C	T_1	T_1'	T_2	T_2'	T_3	T_3'
1	0	1	1	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	1	1	0

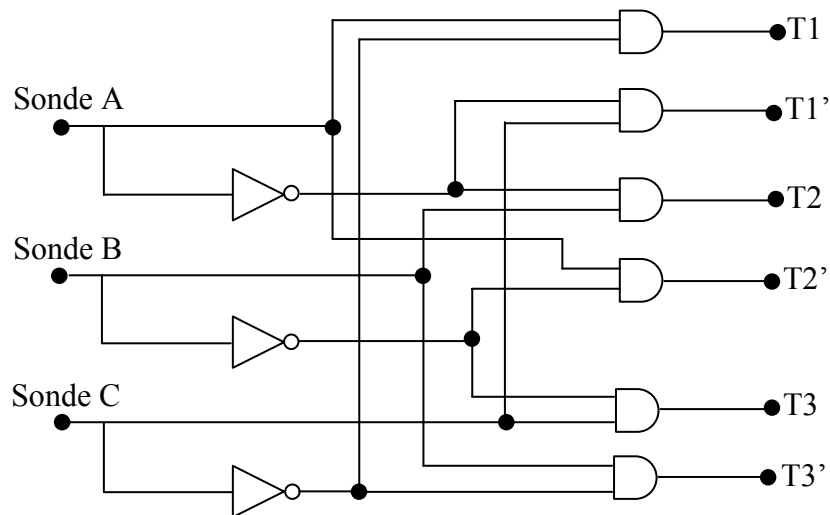


Figure IV.19 Schéma de la logique de commande

Au cours de la réalisation, nous avons opté pour les circuits CMOS 4069 et 4081. La figure IV.20 illustre la photo de la carte de commande analogique réalisée.

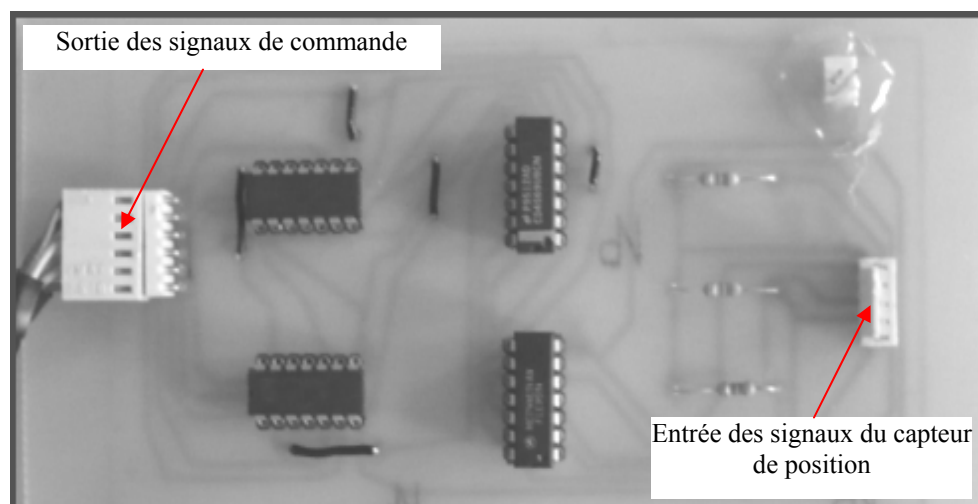


Figure IV.20 Photo de la carte de commande analogique réalisée

B- Circuit de commande numérique

Afin de tester différentes stratégies de commande de l'onduleur, nous avons opté pour l'utilisation du Kit DSK eZ dsp TMS320LF2407A qui est spécialement dédié pour la commande en temps réel des machines électriques. Sa protection et l'adaptation de ses signaux avec les autres composants du système nécessitent la réalisation d'une interface.

Dans cette partie, nous allons décrire d'une manière succincte la structure de la carte numérique à base du DSP TMS320LF2407A ainsi que la carte d'interface réalisée.

➤ **Kit DSK eZ DSP TMS320LF2407A**

Le kit DSP de démarrage, DSP Starter Kit (DSK), représenté par la figure IV.21, disponible au niveau du Laboratoire comporte :

- Une carte de développement eZ DSP TMS320LF2407
- Son bloc d'alimentation de 5V
- Câble d'interface parallèle pour communication entre la carte et un PC
- Un CD comportant le logiciel code composer Studio qui pilote la carte.
-

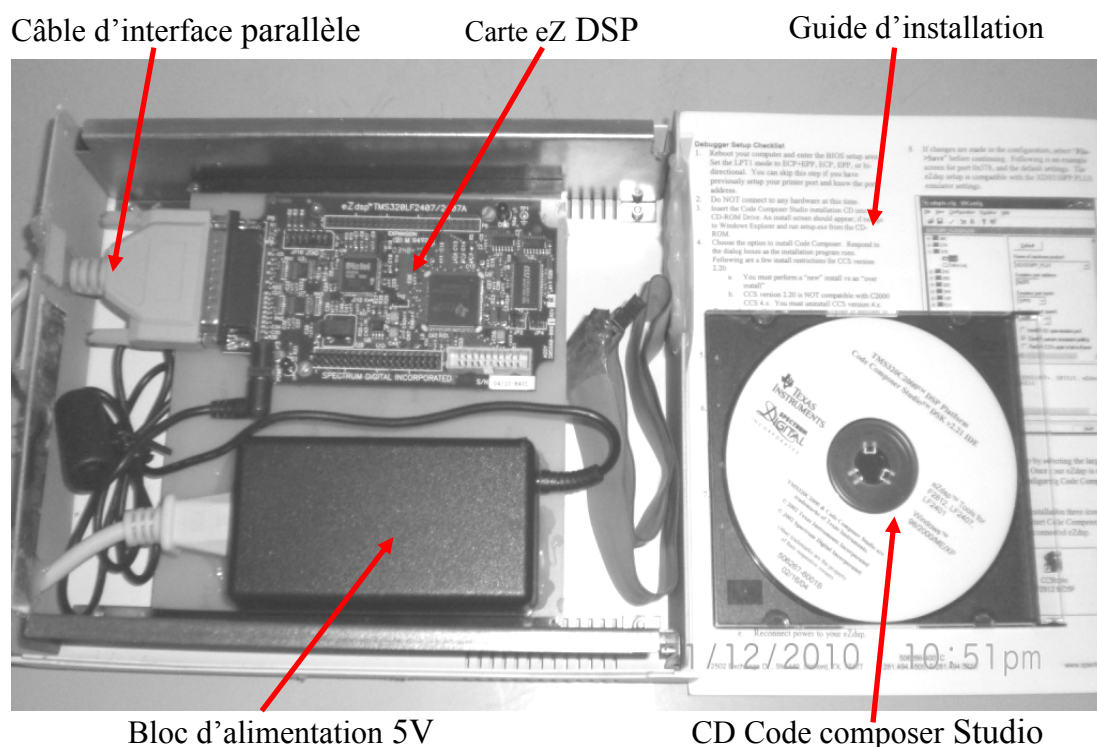


Figure IV.21: Kit DSK eZ DSP TMS320LF2407A

➤ **Carte eZ DSP TMS320LF2407A**

La carte eZ DSP est développée sous forme d'un module qui intègre le DSP TMS320LF2407 et une interface parallèle lui permettant de communiquer avec un PC. Il est ainsi possible de développer des logiciels sur le DSP, et d'évaluer son fonctionnement grâce aux multiples périphériques et interfaces intégrés dans le module de communication. Elle comporte aussi une mémoire statique SRAM de 64K mots [93].

Sur l'image photographique de la figure IV.22, nous indiquons les principaux éléments de la carte eZ DSP. Son schéma synoptique est donné par la figure IV.23.

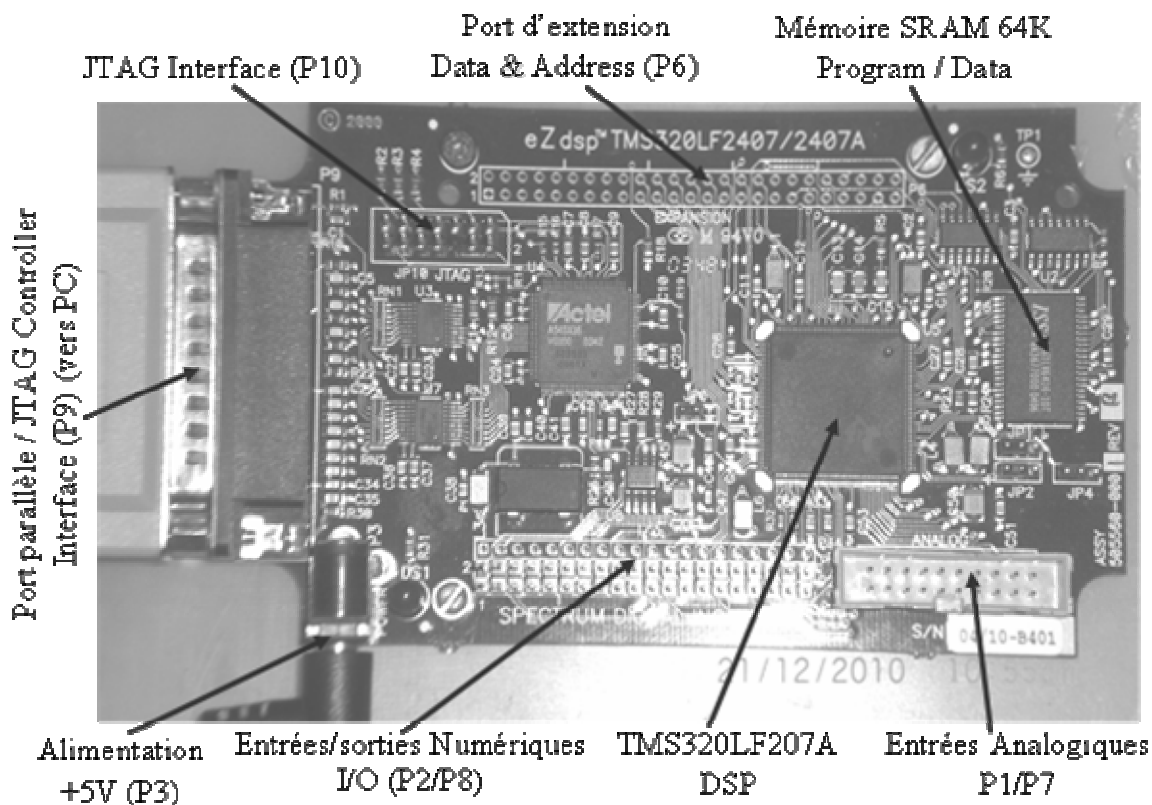


Figure IV.22: Hardware de la carte eZ DSP TM320LF2407

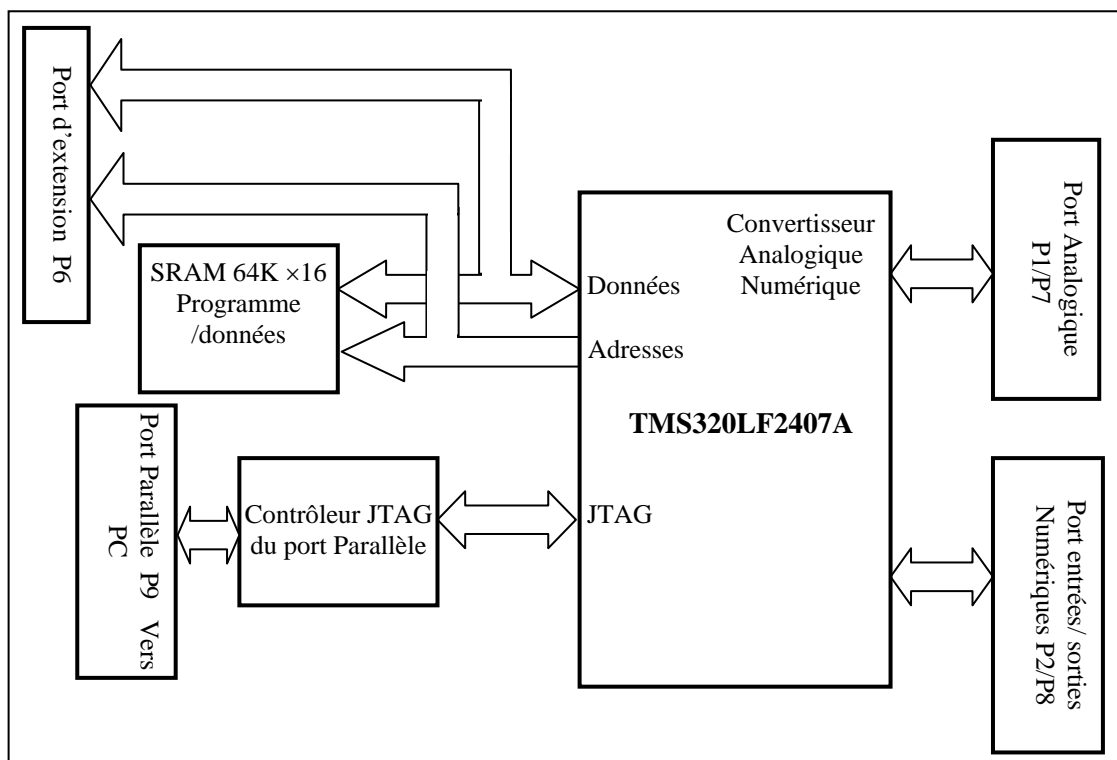


Figure IV.23 : Schéma synoptique de la carte eZ DSP TM320LF2407 [93]

➤ **DSP TMS320LF2407A**

Depuis maintenant plusieurs années, le traitement numérique du signal est en plein essor. Une des techniques les plus utilisées pour traiter numériquement les signaux, est l'utilisation de processeurs de traitements des signaux, plus communément désignés par l'acronyme anglais DSP « Digital Signal Processor ».

Un DSP est un type particulier de microprocesseur. Il se caractérise par le fait qu'il intègre un ensemble de fonctions spéciales. Ces fonctions sont destinées à le rendre particulièrement performant dans le domaine du traitement numérique du signal. Son architecture est optimisée pour effectuer des calculs complexes en un cycle d'horloge, mais aussi pour accéder très facilement à un grand nombre d'entrées-sorties (numériques ou analogiques). La fonction principale utilisée dans le DSP est la fonction Multiply-ACcumulate (MAC), c'est-à-dire une multiplication suivie d'une addition et d'un stockage du résultat en un seul cycle d'horloge [94-96].

Dans notre travail, la carte eZ DSP s'articule autour du DSP TMS320LF2407A de chez Texas Instrument qui appartient à la famille des TMS320LF240xA issus de la génération des TMS320C24x et fait partie de la plate-forme TMS320C2000 des DSPs à virgule fixe. Ce DSP est dédié au contrôle en temps réel. En effet, celui-ci inclus deux gestionnaires d'événement (Event Manager) A et B spécialement optimisés pour le contrôle numérique des moteurs (BDCM, PMSM, MRV, pas à pas, MCC...).

Le processeur TMS320LF2407A comporte 144 broches et travaille sur des mots de 16 bits à virgule fixe. IL possède une horloge interne qui peut atteindre les 40MHz et peut exécuter une instruction d'un cycle en un temps très court de 25ns. Il est constitué d'un noyau dit CPU (Core Processor Unit) associé à une mémoire et des périphériques. Ce DSP est construit selon l'architecture Harvard qui consiste à avoir des bus de données et d'adresses différents vers la mémoire de donnée et la mémoire de programme. Il est de plus doté de fonctionnalités puissantes, comme deux Event Manager, une interface de communication série SCI, des Timers, des ADC, un GPIO, une interface CAN [93]. Le schéma synoptique du processeur est représenté sur la figure IV.24

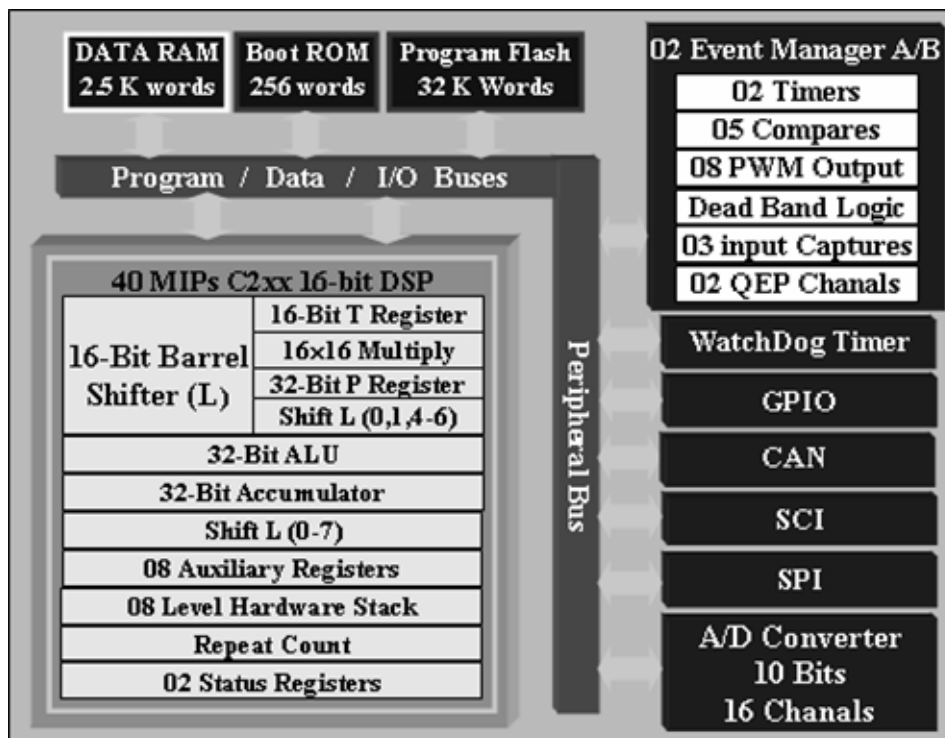


Figure IV.24 : Schéma synoptique de l'architecture du TMS320LF 2407A

➤ Unité Centrale de Traitement ou Core Processor Unit (CPU)

L'unité centrale CPU est le cœur du DSP, elle effectue des calculs sur des données organisées en des mots de 16 bits, elle contient les unités nécessaires pour effectuer et réaliser différents types d'opérations telles que l'addition, la soustraction et la multiplication. Ces unités sont :

- Une unité de décalage dite input scaling shifter : Elle possède une entrée de 16 bits et une sortie de 32 bits et sert à donner le format adéquat aux données qui proviennent du bus de données.
- L'unité de Multiplication: le processeur peut réaliser une multiplication de 16×16 bits donnant ainsi un produit sur 32 bits, cela grâce au registre T qui va contenir l'un des nombres à multiplier (16 bits) et au registre de produit P (32 bits).
- L'unité arithmétique et logique (L'UAL) : Cette unité travaille sur des mots de 32 bits, dès qu'une opération est faite, le résultat est transféré vers l'accumulateur.

➤ Carte Mémoire

Le TMS320LF2407A utilise une mémoire de 192 k mots répartie en trois blocs, qui sont :

- Bloc de mémoire programme
- Bloc de mémoire de données
- Bloc de mémoire d'entrées/sorties.

Le CPU accède à ces trois blocs de mémoire à travers trois bus de communication différents.

- Mémoire de programme (64 K mots) :

Cette mémoire est destinée à recevoir le code écrit par l'utilisateur, elle contient :

- 32 K mots de mémoire EEPROM qui est une mémoire flash, l'utilisateur peut enregistrer son programme dans cette zone de mémoire, elle contient aussi les vecteurs d'interruptions [94, 96].
- 32 K mots de RAM externe.

Le bloc de la mémoire programme est représenté par la figure ci dessous.

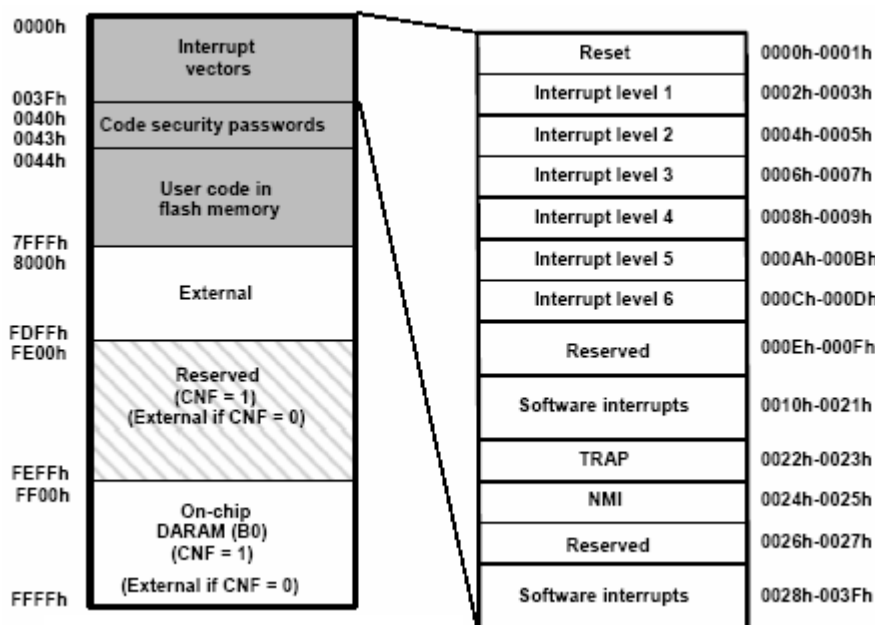


Figure IV.25 : Bloc de la mémoire programme du TMS320LF2407A [94,96].

La configuration de la mémoire de programme est déterminée par les bits CNF et MP/MC :

- Le bit CNF :

- CNF=0 utilisée comme mémoire de donnée.
- CNF=1 utilisée comme mémoire de programme.

- Le bit MP/MC :

- MP/MC=0 le DSP utilisé comme microcontrôleur.
- MP/MC=1 le DSP utilisé comme microprocesseur

- Mémoire de données (64 k mots) :

Cette mémoire conserve les données utilisées par les instructions. Elle contient les registres de contrôle du processeur (SCSR, IMR, IFR, PIVR...) ainsi que les registres de configuration des périphériques. La mémoire de données peut être adressée directement ou indirectement,

elle est répartie dans des pages de 128 mots dits 'data pages', elles sont au nombre de 512 et sont utilisées dans le cas de l'adressage direct.

Le bloc de la mémoire de données est représenté par la figure ci dessous.

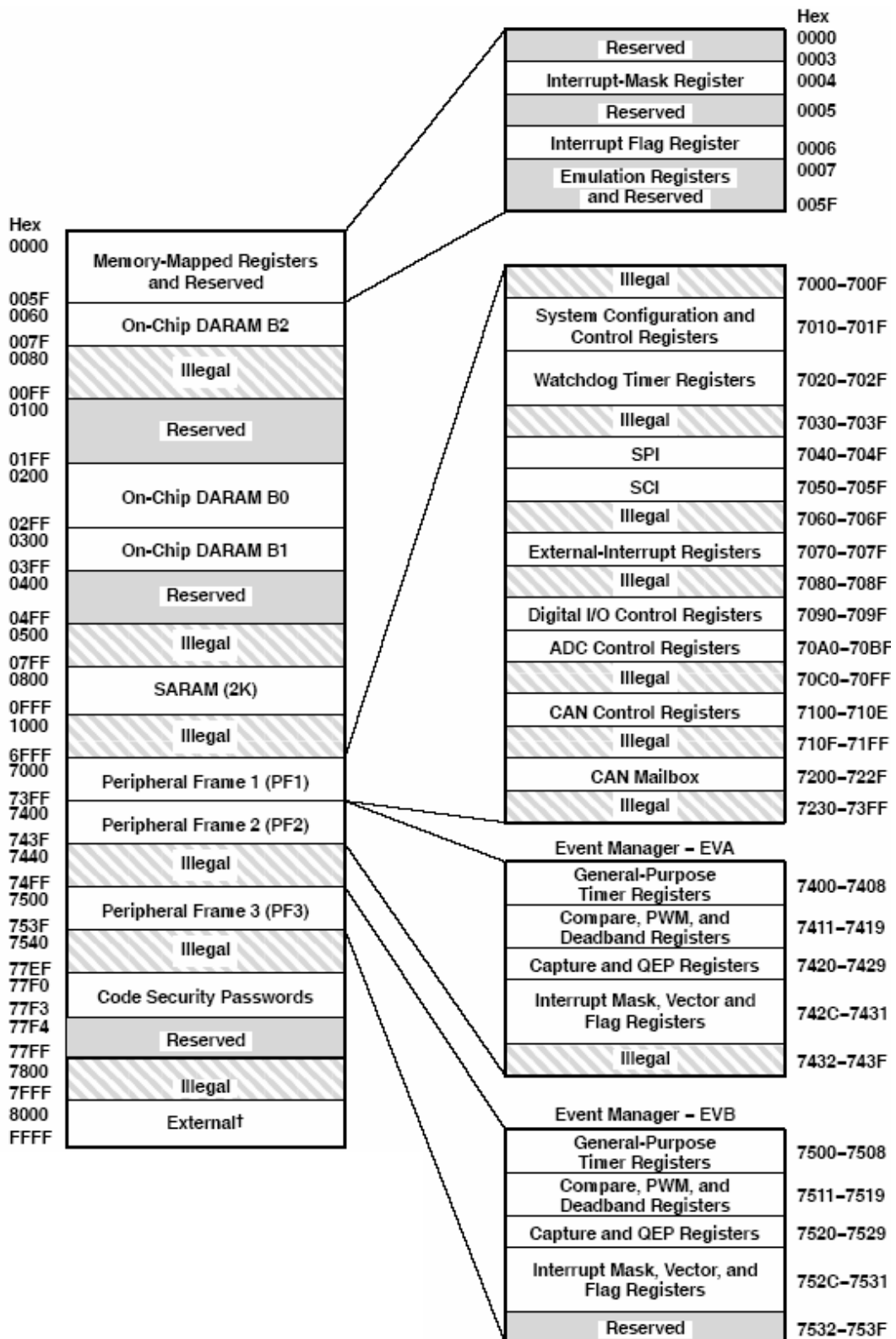


Figure IV.26 : Bloc de la mémoire de données du TMS320LF2407A [94,96].

- Mémoire des entrées/sorties (64 K mots) :

Cette mémoire est reliée aux périphériques externes qu'ils ne faut pas confondre avec les entrées/sorties numériques (GP I/O) , sa carte mémoire est donnée par la figure IV.27.

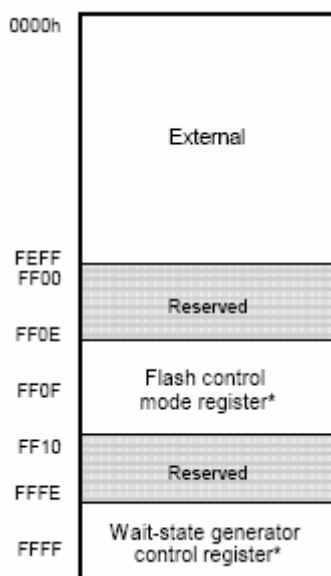


Figure IV.27: Bloc de la mémoire d'entrées/sorties du TMS320LF2407A [94,96].

➤ Fonctionnalités du DSP TMS320LF 2407A

Nous nous intéresserons uniquement aux périphériques que nous avons utilisés au cours de notre travail.

▪ Event Manager

Les gestionnaires d'événements ou Event Manager (EV), sont spécialement conçus et optimisés pour le domaine de la commande des machines électriques.

Comme son nom l'indique, un gestionnaire d'événements sert à traiter tout ce qui est en rapport avec le déclenchement en général. En effet, lorsqu'une tâche se déclenche, c'est qu'il y a eu un événement. Ces événements peuvent être internes ou externes. Un événement interne est du type dépassement d'une certaine quantité de temps ou interruption logique. Du type externe, un événement est par exemple un retour sur capteur.

Le DSP TMS320LF2407A comporte deux EV identiques A et B. Chaque EV est appelé à générer des signaux MLI, détecter les instants de passage de fronts d'un capteur de position à effet HALL, compter les impulsions d'un encodeur incrémental. En intégrant les deux EV ce DSP est alors capable d'assurer la tâche de synchronisation de deux machines.

Ainsi, les EV gèrent :

- Les Timers d'usage général ou General Purpose Timers (GP Timer)
- Les Unités de Comparaison sur les timers ou Full Compare Units
- Les générateurs de signaux MLI ou PWM (générés à partir des timers)
- Les Unités de Capture ou Capture Units (pour détection de fronts)
- Les Capteurs Quadratiques ou Quadratique encoder Pulse (QEP)
- Les Interruptions ou Interrupts

- **Les GP Timers**

Chaque gestionnaire d'événement contient deux timers à usage général (General Purpose Timer), les (GPT1, GPT2) pour le EVA et les (GPT3, GPT4) pour le EVB qui permettent :

- De fixer une période d'échantillonnage pour un système de contrôle grâce au registre TxPR (x=1, 2 pour le EVA x=3, 4 pour le EVB)
- De donner une base de temps pour les opérations des Unités de Capture et le circuit MLI associé afin de générer des sorties MLI.

Pour configurer un timer il faut utiliser au moins 5 registres, GPTCON_x(x=A ou B), TxCNT(x=1, 2, 3 ou 4), TxCMPR(x=1, 2, 3 ou 4), TxPR(x=1, 2, 3 ou 4) et TxCON(x=1, 2, 3 ou 4).

GPTCON_x sert à lancer des acquisitions sur les ADC et configurer quelles unités de comparaison sont utilisées et leur niveau actif. Par exemple, si l'on souhaite commander un bras d'onduleur, il faut avoir deux MLI une active haute et l'autre active basse.

TxCNT contient la valeur du compteur. C'est ce registre qui est incrémenté ou décrémenté lors du comptage

TxCMPR peut contenir une valeur qui sera comparée en permanence avec le timer x. Si le timer x est égale à cette valeur, alors une interruption a lieu.

TxPR définit la période de comptage. En mode incrémentation/décrémentation le compteur compte jusqu'à la moitié de TxPR puis décompte jusqu'à zéro.

TxCON permettent de configurer les timers. Ces registres contiennent le facteur de pré-division, le mode de comptage (incrémentation/décrémentation), l'activation des unités de comparaison ainsi que l'activation du compteur.

- **Les Compérateurs sur les Timers**

Chaque EV contient trois unités de comparaison ; les compare units 1, 2 et 3 pour le EVA permettent de générer trois paires de signaux modulés au non en largeur d'impulsions à

travers les pins PWM (1, 2,...,6) du port I/O en utilisant les registres CMPR1, CMPR2 et CMPR3.

Les compare units 4, 5 et 6 pour le EVB identiques aux précédents mais les signaux sont générés à travers les pins PWM (7, 8,..., 12) en utilisant les registres CMPR4, CMPR5, CMPR6.

Les registres COMCONA et CONCONB permettent d'activer le compare unit. Les registres ACTRA et ACTRB permettent de choisir la polarité des sorties PWM (l'état actif) ainsi que le fonctionnement en mode modulation vectorielle avec un possibilité de programmer un temps mort en associant cette unité à celle du temps mort (dead band).

- **Les générateurs de signaux MLI (PWM)**

16 signaux PWM peuvent être générés à travers les pins I/O, 12 à travers les compare units et 4 à travers les sorties des timers (TxCMP/TxPWM).

Le dead band unit associé au circuit PWM permet de générer un temps mort en utilisant les registres DBTCONA et DBTCONB.

Les trois types de signaux PWM peuvent être générés en utilisant ce circuit :

- PWM asymétrique.
- PWM symétrique.
- PWM vectorielle.

Pour cela des registres dédiés à ces fonctions doivent être configurés : ACTRx, DBTCONx, CMPRx, COMCONx, T1CON (EVA) ou T3CON (EVB).

- **Les Unités de Capture**

Les unités de capture sur le LF2407 permettent de détecter les instants de passage de fronts montants et descendants sur les entrées de capture par l'intermédiaire du GP Timer choisi.

Il y a trois unités de capture dans chaque EV, chacun avec ses propres entrées de capture (CAPx). Les unités de captures 1, 2, et 3 sont associés à EVA tandis que les unités de capture 4, 5, et 6 sont associées à EVB. A chaque module d'EV sont associés les éléments de capture suivants:

- Un registre de contrôle de capture de 16 bits par EV (CAPCONA pour EVA, CAPCONB pour EVB) est employé pour configurer la fonctionnalité des unités de capture.
- Trois piles FIFO (First-In-First-Out) de 16 bits à 2 niveaux par EV (CAPxFIFO) ; une pile FIFO pour chaque unité de capture ; c'est là que la valeur du GP Timer à l'instant de capture est stockée.

- Un registre statut de capture de 16 bits pour chaque EV (CAPFIFOA pour EVA, CAPFIFOB pour EVB) ; fournit des informations sur le nombre de captures du Timer dans chaque pile FIFO.
- Les entrées de capture utilise l'un ou l'autre des GP Timers 1 ou 2 (pour EVA) et Timer 3 ou 4 (pour EVB) comme base de temps.
- Une pin d'entrée par unité de capture configurable pour la détection de fronts (montants, descendant, ou les deux). CAP1 à CAP3 pour EVA, et CAP4 à CAP6 pour EVB.
- Six drapeaux d'interruption masqués, un pour chaque unité de capture.

Quand une unité de capture est activée, un front montant ou descendant est détecté sur une des entrées de capture (CAPx), la valeur courante du GP Timer choisi est copiée et stockée dans la pile FIFO correspondante. Pour qu'une transition soit détectée, l'entrée doit se tenir à son niveau actuel pour la durée au moins de deux cycles d'horloge de l'unité centrale de traitement. Après que la valeur du GP Timer soit enregistrée dans la pile FIFO, une interruption pourrait également être produite, et le logiciel peut alors lire la valeur de la pile FIFO. Cette valeur de capture peut alors être employée dans un algorithme.

- **Interruptions**

Les interruptions sur le LF2407 permettent de déclencher l'unité centrale de traitement du LF2407 (CPU) pour interrompre une tâche courante et se brancher à une nouvelle section de code et commencer une nouvelle tâche, puis revenir de nouveau à la tâche initiale. La « nouvelle tâche » visée à la phrase précédente est connue comme Interrupt Service Routine (ISR). L'ISR est simplement une sous-routine écrite par l'utilisateur à la quelle le CPU se branchera chaque fois qu'une certaine interruption se produit.

Par exemple, quand l'ADC est utilisé et nous voulons que le programme charge la valeur de conversion dans l'accumulateur à chaque fois que l'ADC termine une conversion. L'ADC peut être configuré pour produire une interruption toutes les fois qu'une conversion est terminée. Quand l'ADC produit son interruption, le signal d'interruption passe par une voie d'hierarchie d'interruption vers le CPU, ce dernier se branche alors à l'ISR approprié.

Dans un sens plus général, quand une interruption se produit, le CPU se branche à l'ISR (GISR1, GISR2 etc... selon l'interruption) où une routine d'interruption est localisée. Dans l'ISR, après que les instructions soient exécutées, l'interruption de priorité maximale est réservée au "RESET" du processeur pour tenir compte de futures interruptions. Ceci nécessite habituellement d'effacer le bit de drapeau de l'interruption au niveau du périphérique et

d'enlever le masque par le bit d'INTM. Ces étapes assurent que les futures interruptions de même origine pourront passer à travers le CPU. L'instruction finale dans l'ISR est la commande RET, qui demande au noyau de revenir là où il était avant que l'interruption se soit produite.

Les interruptions sont paramétrées grâce aux registres de EVA et EVB.

Pour activer les interruptions sur les timers, les unités de comparaison ou les capteurs, il faut enlever les masques correspondants dans EVAMRA (timer1 et compare 1, 2 et 3), EVAMRB (timer 2), EVAMRC (CAP1, 2 et 3). Les EVBMRx sont similaires.

Chaque périphérique est connecté à une interruption CPU (INTx). Cependant, il n'est possible de déterminer exactement la source de l'interruption qu'en consultant le registre des vecteurs d'interruption dont voici un fragment (figure IV.28):

<i>(b) INT2 (level 2)</i>						
Overall Priority	Interrupt Name	CPU Interrupt Vector	Peripheral Interrupt Vector	Maskable?	Source Peripheral	Description
14	CMP1INT	INT2 0004h	0021h	Y	EVA	Compare 1 interrupt
15	CMP2INT	INT2 0004h	0022h	Y	EVA	Compare 2 interrupt
16	CMP3INT	INT2 0004h	0023h	Y	EVA	Compare 3 interrupt
17	T1PINT	INT2 0004h	0027h	Y	EVA	Timer 1 period interrupt
18	T1CINT	INT2 0004h	0028h	Y	EVA	Timer 1 compare interrupt
19	T1UFINT	INT2 0004h	0029h	Y	EVA	Timer 1 underflow interrupt
20	T1OFINT	INT2 0004h	002Ah	Y	EVA	Timer 1 overflow interrupt
21	CMP4INT	INT2 0004h	0024h	Y	EVB	Compare 4 interrupt
22	CMP5INT	INT2 0004h	0025h	Y	EVB	Compare 5 interrupt
23	CMP6INT	INT2 0004h	0026h	Y	EVB	Compare 6 interrupt
24	T3PINT	INT2 0004h	002Fh	Y	EVB	Timer 3 period interrupt
25	T3CINT	INT2 0004h	0030h	Y	EVB	Timer 3 compare interrupt
26	T3UFINT	INT2 0004h	0031h	Y	EVB	Timer 3 underflow interrupt
27	T3OFINT	INT2 0004h	0032h	Y	EVB	Timer 3 overflow interrupt

Figure IV.28: Fragment du registre du vecteur d'interruptions concernant les interruptions CPU de niveau 2 (INT2) [95].

Par exemple, le timer 3 peut générer une interruption sur INT2 à la fin de sa période (T3PINT). Pour être sûr que c'est bien T3PINT, il faut vérifier que PIVR (peripheral interrupt vector register) est égale à 002F:

➤ Convertisseur analogique numérique (ADC)

Le convertisseur analogique-numérique (ADC) du LF2407 permet au DSP d'acquérir l'analogique numérique de tensions réelles. Le résultat de l'ADC est un nombre entier qui représente le niveau de tension acquise. Le nombre entier peut être employé pour des calculs dans l'algorithme de l'utilisateur. La résolution de l'ADC est de 10 bits, signifiant que l'ADC produira un nombre de bits 10 pour chaque conversion qu'il exécute. Cependant, l'ADC stocke les résultats de conversion dans des registres qui sont à 16 bits. Les 10 bits les plus significatifs sont le résultat de l'ADC, alors que le reste des bits est rempli de zéros. Afin de tronquer les zéros inutiles, il suffit simplement de décaler à droite de six positions le résultat du registre [94-96].

Si l'ADC effectue la conversion d'une tension réelle de 3.3V, il enregistre théoriquement une valeur en binaire de "1111111111000000" ou "FFC0" en hexadécimal dans le registre de résultat spécifié. Et dans le cas d'une tension de 0V, la valeur convertie est "0000000000000000b" ou 0h. Cependant, dans la réalité, à cause de la présence de faibles signaux parasites, il n'enregistre pas exactement ces valeurs mais des valeurs très proches.

L'ADC inclut [94] :

- Convertisseur à 10 bits qui intègre l'échantillonnage et le stockage (Sample and Hold S/H).
- Un temps minimal de conversion de 375 ns.
- 16 canaux d'entrée analogique (ADCIN0 - ADCIN15).
- Capable d'effectuer jusqu'à 16 conversions en une seule session. Chaque session de conversion peut être programmée pour choisir n'importe quel des 16 canaux d'entrée.
- 02 Séquenceurs de 8 états (SEQ1 et SEQ2) qui peuvent être actionnés individuellement en mode Dual ou être réunis en mode Cascade pour former un séquenceur à 16 états..
- 04 Registres de contrôle des séquences (CHSELSEQ1..4) qui déterminent l'ordre des entrées analogiques qui sont concernées par la conversion.
- 16 Registres de résultat pour stocker les valeurs converties (RESULT0 - RESULT15).
- Plusieurs Sources de déclenchement pour lancer la conversion (SOC) :
 - a. Software (Programme) : Au début du programme (par le bit SOC SEQx)

- b. EVA : Gestionnaire A (sources d'événement multiples dans EVA)
- c. EVB : Gestionnaire B (sources d'événement multiples dans EVB)
- d. Externe : pin d'ADCSOC
- Le contrôle des interruptions permet la génération d'interruption à la fin d'une séquence (EOS)
- Les séquenceurs peuvent fonctionner en mode marche-arrêt, permettant des ordres de déclenchements multiples.
- EVA et EVB peuvent indépendamment déclencher les séquenceurs SEQ1 et SEQ2.

La conversion à travers l'ADC du LF2407 nécessite plusieurs étapes de configuration. L'utilisateur doit d'abord configurer l'ADC pour l'opération désirée. Comme tous les périphériques, tous les registres concernant l'opération de l'ADC ont des adresses dans l'espace mémoire de données. Pour configurer l'ADC, la première étape devrait être la réinitialisation (Reset) ou la remise à zéro de l'ADC. Après reset de l'ADC, la seconde étape est de configurer ses registres de contrôle principaux (ADCTRL1, ADCTRL2) pour l'opération désirée. Puis, charger le registre de MAXCONV avec le nombre de conversions désiré moins 1. Par exemple, si 7 conversions sont utilisées, MAXCONV serait chargé avec la valeur 6. Les canaux d'entrée utilisés et leur ordre de conversion doivent être spécifié dans les registres CHSELSEQx. En fin, un déclenchement du SOC permet de lancer le procédé d'acquisition. Après que le processus de conversion soit complet, chaque résultat de 10 bits peut être lu à partir des registres de résultat RESULTx. Les résultats de conversion sont stockés séquentiellement dans des registres RESULT0 à RESULT15. Le premier résultat est stocké dans RESULT0, le deuxième résultat dans RESULT1, et ainsi de suite. Par exemple, si le canal 1 de l'ADC est choisi pour quatre conversions consécutives, les résultats apparaîtront dans les registres RESULT0 à RESULT3. Il n'y a aucune corrélation entre la canal d'entrée 1 de l'ADC et le registre de résultat RESULT1 ou le canal 2 et RESULT2 etc.

➤ **Logiciel TI Code Composer Studio**

Code Composer Studio (CCS) est un environnement intégré de développement de code pour les DSP de Texas Instrument. Il est fourni en standard sur un CD avec la carte de développement pour le DSP.

CCS fournit plusieurs outils pour faciliter la construction et la mise au point des programmes de DSP. Il comprend un éditeur de code source, un compilateur de langage c/c++, un

assembleur de code, un éditeur de liens, et un environnement d'exécution qui permet d'implanter un programme exécutable sur une carte cible, de l'exécuter et de le déboguer au besoin. CCS comprend aussi des outils qui permettent l'analyse en temps réel d'un programme en cours d'exécution et des résultats produits [97]. Finalement, il fournit un environnement de gestion de fichiers qui facilite la construction et la mise au point des programmes.

Nous allons maintenant détailler les principales fonctions de cet environnement de développement très puissant.

- **Notion de Projet**

Avant de commencer tout développement, il est nécessaire de créer un nouveau projet. Pour se faire, la démarche à suivre est la suivante :

Il faut tout d'abord créer le fichier de gestion du projet (extension .mak). Une fois ce fichier créé, on peut ajouter des fichiers source à ce projet, comme par exemple des bibliothèques C (math.h, string.h, etc.), le fichier donnant la tables des vecteurs d'interruption, ou encore le fichier d'entête (Header file) donnant la correspondance entre le nom des registres et leur adresse (f2407_c.h). Ces fichiers sont alors classés dans divers sous-menus, en fonction de leur type [97].

- **Fichiers Source C**

Une fois que le fichier code source principal a été écrit, et que tous les fichiers annexes sont présents dans le projet, il faut " construire " le projet, c'est à dire générer un fichier exécutable compréhensible par le DSP. Pour cela, Il faut utiliser l'instruction " rebuild all ", dans le menu " project ". Cette fonction réalise toutes les opération nécessaires à la génération du fichier compréhensible par le DSP, c'est à dire sauvegarde des fichiers, assemblage, des fonctions écrites en langage assembleur, élaboration des liens entre les différents fichiers, et compilation du fichier source C principal.

Une fois le fichier (.out) généré, s'il n'y a pas d'erreur, on peut alors lancer le programme sur le DSP, à l'aide de la commande " run " du menu " debug ". On peut arrêter l'exécution du programme à l'aide de la fonction " halt ", et effacer le programme de la mémoire du DSP, à l'aide de la commande " reset DSP " [97].

- **Aide au Débuggage**

Code Composer Studio possède une fonctionnalité intéressante pour le débogage de programmes. Il est en effet possible de visualiser en temps réel pendant l'exécution du programme le contenu de variables globales du programme C. On doit pour cela faire appel à l'outil appelé " watch window ", accessible depuis le menu " view ". Il est ainsi possible d'insérer des variables et de modifier leurs valeurs en temps réel. Il est également possible de visualiser en temps réel le contenu des registres et de la mémoire du DSP [97]. La figure IV.29 donne une image de l'environnement de travail sur CCS.

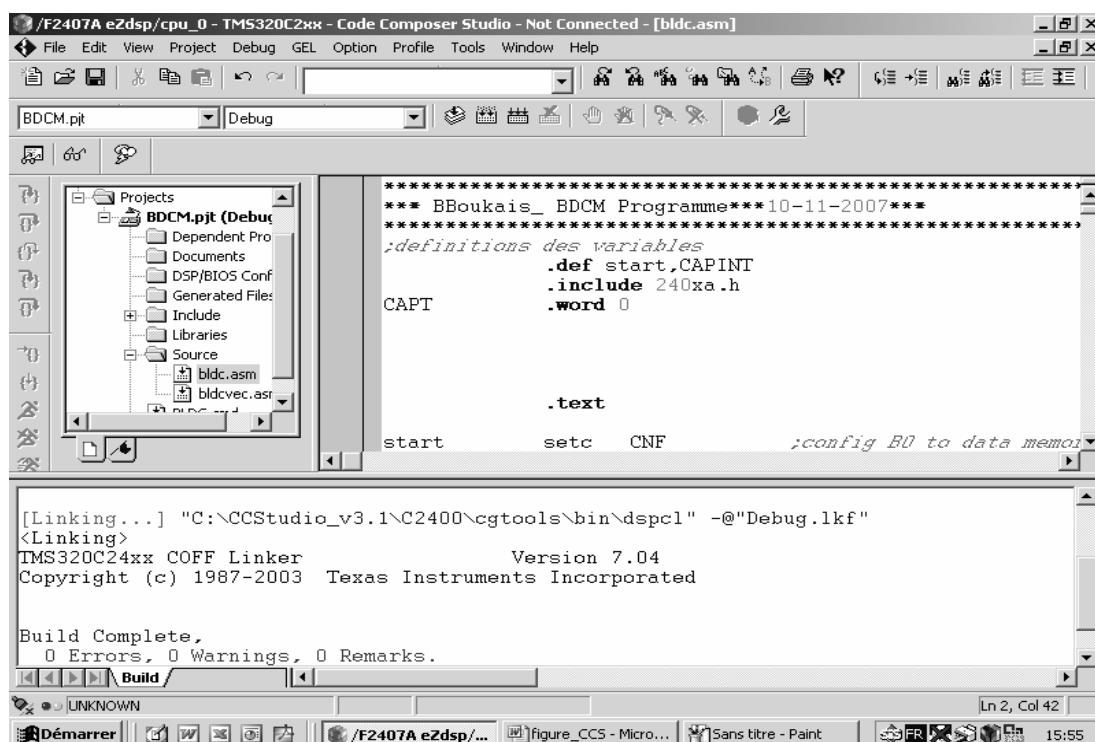


Figure IV.29 : Environnement de travail sur CCS

IV.3 Résultats expérimentaux

Les résultats concernent les essais préliminaires et les essais sur le système machine convertisseur dans le cas des deux cartes de commande analogique et numérique.

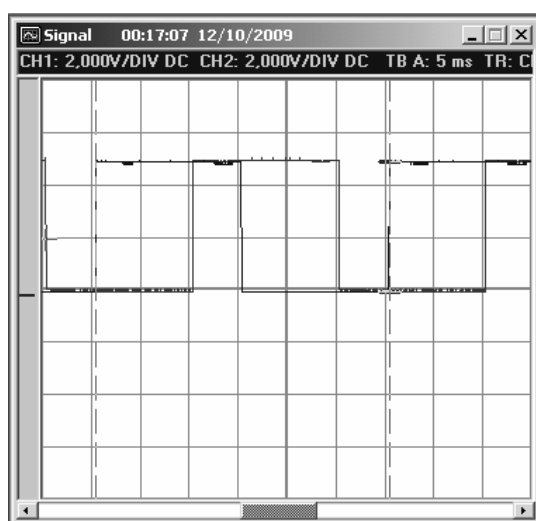
IV. 3.1 Essais préliminaires

Afin de tester le fonctionnement des différentes parties du système, nous avons effectués des essais préliminaires sur le capteur de position et les signaux de commandes de l'onduleur.

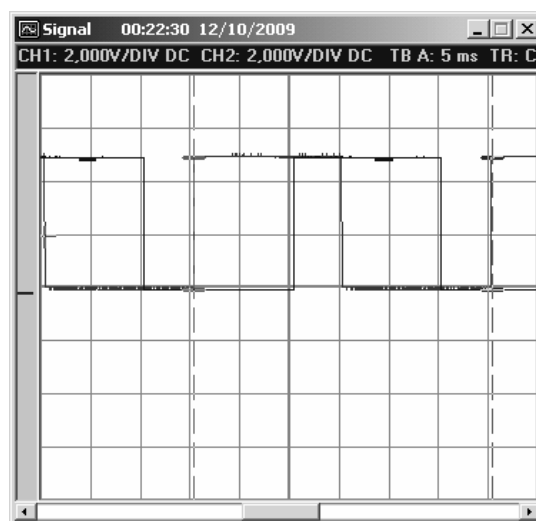
a- Signaux délivrés par le capteur de position :

Le capteur de position solidaire de la BDCM est entraîné par un moteur à courant continu. Les signaux délivrés par le capteur après mise en forme sont visualisés pour deux vitesses différentes 1000 et 1500 tr/min.

Les figures IV.30 et IV.31 présentent respectivement les signaux des sondes AB et BC du capteur de position, la période de ces signaux est de 30ms pour ($N = 1000$ tr/min, $f = 33$ Hz) et de 20ms pour ($N = 1500$ tr/min, $f = 50$ Hz), leur amplitude est égale à 5V pour les deux vitesses. Les signaux des sondes A, B et C sont effectivement de durée 180° électrique et décalés entre eux de 120° électriques.

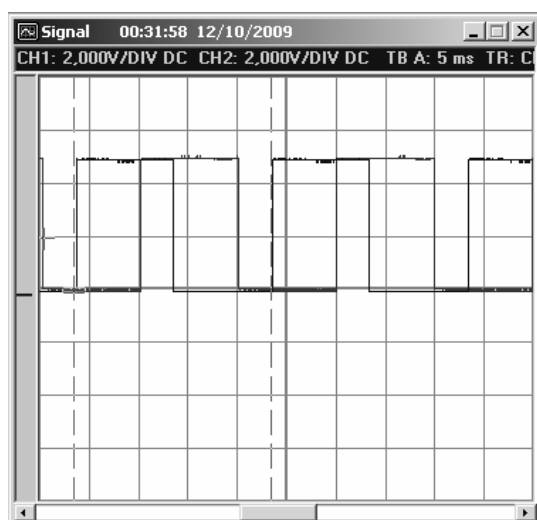


(a)

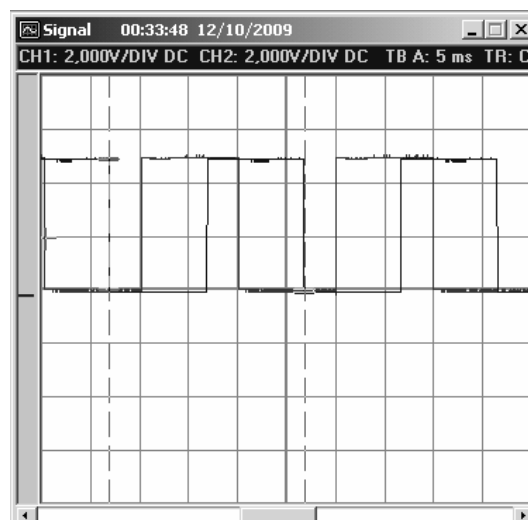


(b)

Figure IV.30 : Allure des signaux du capteur de position pour une vitesse de 1000 tr/min :
(a) signaux des sondes A et B, (b) signaux des sondes B et C



(a)

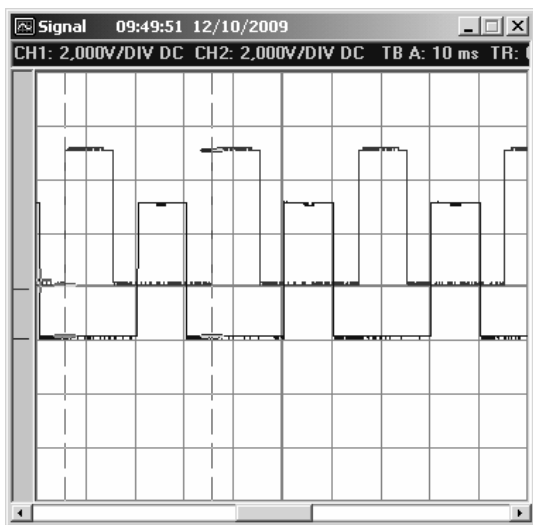


(b)

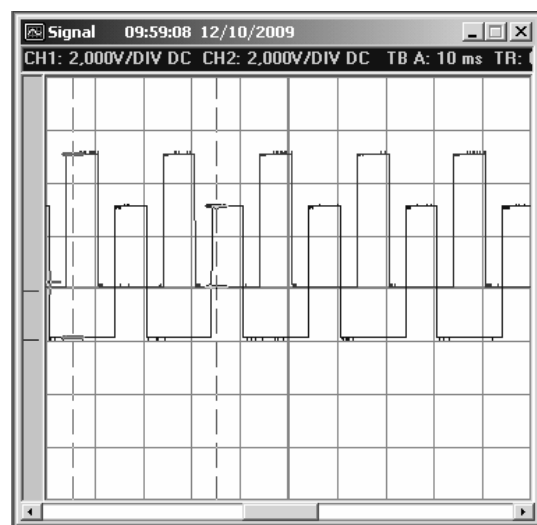
Figure IV.31 : Allure des signaux du capteur de position et pour une vitesse de 1000 tr/min :
(a) signaux des sondes A et B, (b) signaux des sondes B et C

b- Signaux de sortie de la carte de commande analogique :

Les figures IV.32, IV.33 et IV.34 présentent respectivement les signaux de commande des transistors de chacun des trois bras de l'onduleur, cela pour deux vitesses 1000 et 1500 tr/min. Sur chaque figure, nous pouvons remarquer que les signaux de commande ont une durée 120° électriques qui correspond à $1/3$ de sa période et que le temps entre le blocage d'un transistor et l'amorçage d'un autre du même bras est de 60° électriques correspondant à $1/6$ de la période. Ceci montre que la carte de commande analogique réalisée fonctionne d'une manière satisfaisante.



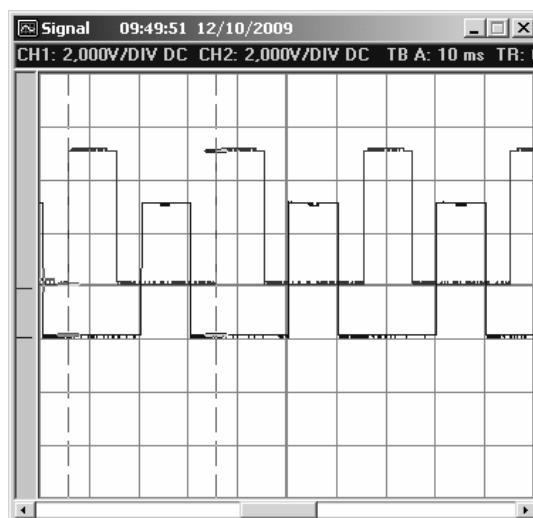
(a)



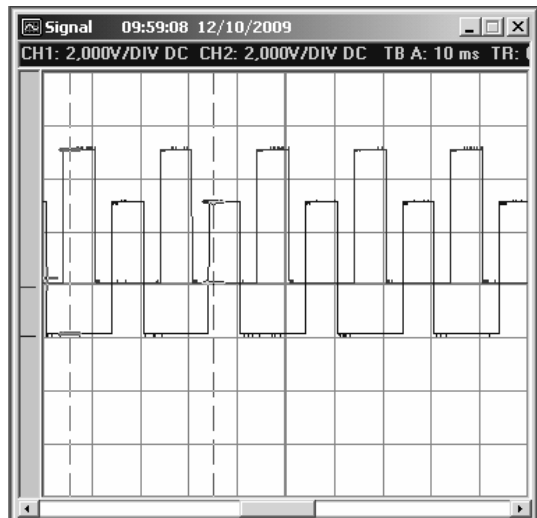
(b)

Figure IV.32 : Allure des signaux de commande des transistors T_1 et T_1' :

(a) Vitesse 1000 tr/min, (b) Vitesse 1500 tr/min



(a)



(b)

Figure IV.33 : Allure des signaux de commande des transistors T_2 et T_2' :

(a) Vitesse 1000 tr/min, (b) Vitesse 1500 tr/min

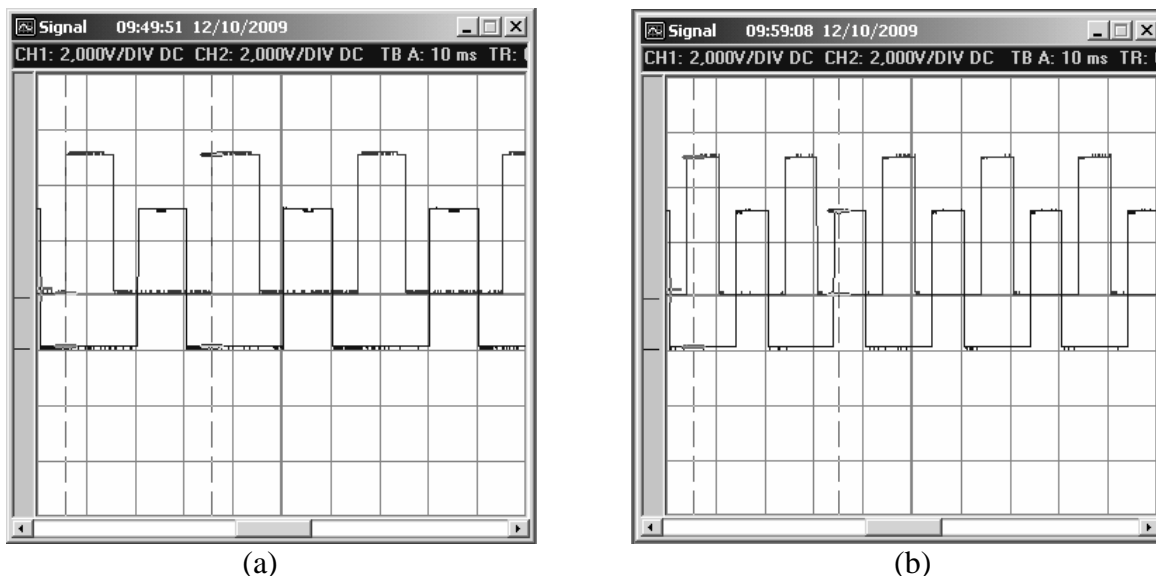


Figure IV.34 : Allure des signaux de commande des transistors T_3 et T_3' :
 (a) Vitesse 1000 tr/min, (b) Vitesse 1500 tr/min

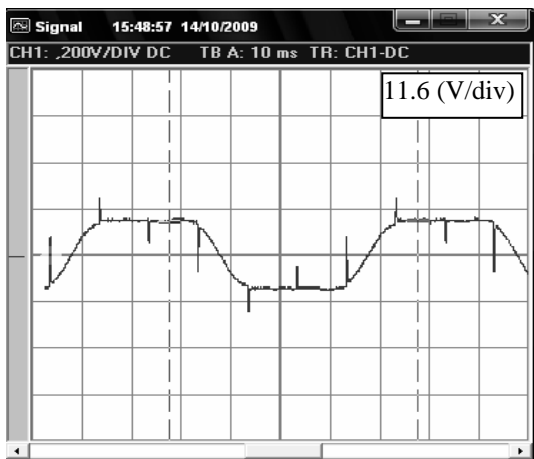
IV.3.2 Essais sur le système BDCM-Onduleur 120° .

Dans ce cas la BDCM est alimentée par l'onduleur de tension 120° et entraîne une génératrice à courant continu lui servant de charge. Des essais à vide et en charge ont été menés. Les mesures des courants et des tensions sont effectuées à l'aide des maquettes réalisées.

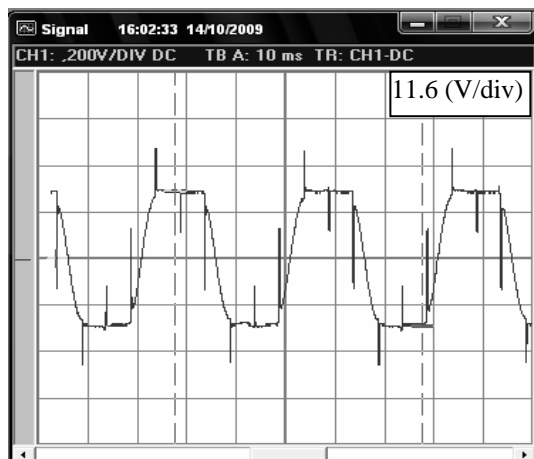
IV.3.2.1 Commande analogique

IV.3.2.1.1 Essais à vide

Dans ce cas la génératrice à courant continu ne débite pas. Pour deux valeurs 20V et 35V de la tension d'entrée continue V_{dc} de l'onduleur, deux essais à vide ont été effectués. Les vitesses s'établissent respectivement à 500 et 1000 tr/min. Les allures de la tension de phase, du courant de phase et du courant continu d'entrée sont respectivement données par les figures IV.35 à IV.37 pour les deux vitesses. A partir de la figure IV.35, on peut bien distinguer le temps de commutation et le temps de conduction. L'allure du courant de phase de la figure IV.36 est en forme de créneaux différents de la forme idéale avec une déformation au niveau du plateau de conduction 120° . Quant à l'allure du courant continu d'entrée de l'onduleur, sa fréquence est de six fois celle des grandeurs de sorties tension et courant de phase.

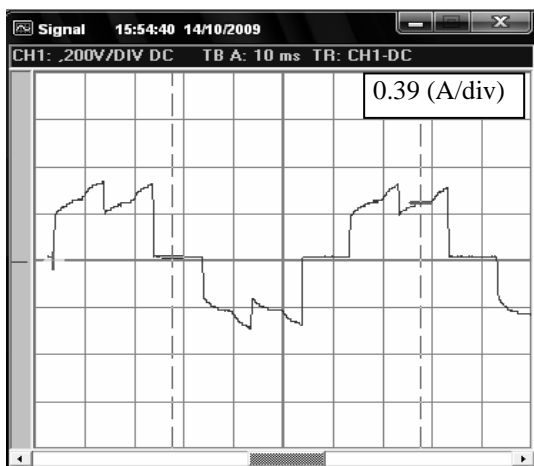


(a)

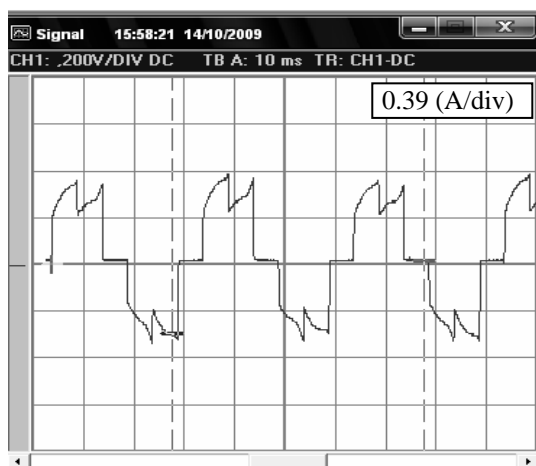


(b)

Figure IV.35 : Variation de tension d'une phase de la BDCM en fonction du temps.
(a) 500 tr/min et (b) 1000 tr/min

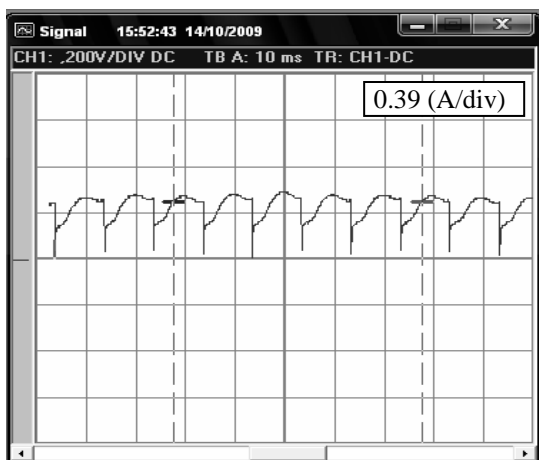


(a)

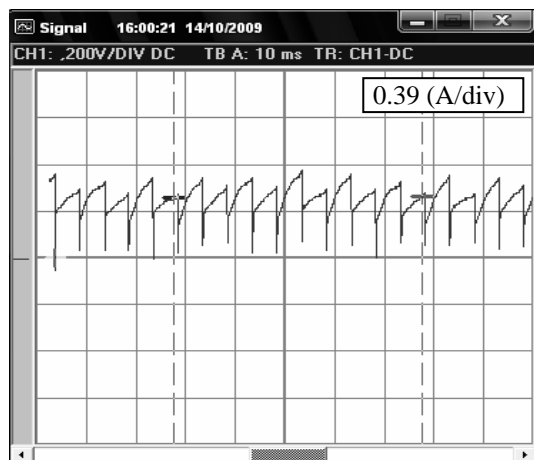


(b)

Figure IV.36 : Variation du courant de phase de la BDCM en fonction du temps.
(a) 500 tr/min et (b) 1000 tr/min



(a)



(b)

Figure IV.37: Variation du courant continu d'entrée de l'onduleur en fonction du temps.
(a) 500 tr/min et (b) 1000 tr/min

IV.3.2.1.2 Essai en charge

Dans ce cas la génératrice à courant continu débite sur une résistance. Un essai en charge sous une tension continue de 50V. La charge correspond à un couple de 0.5 N.m sur l'arbre. La vitesse de rotation de la machine s'établit à 1280 tr/min. Les allures de la tension simple, de la tension composée, du courant de phase et du courant continu d'entrée sont respectivement données par les figures IV.38 à IV.41.

De l'allure de la tension simple aux bornes d'une phase de la machine, on peut bien distinguer les périodes de commutation et de conduction ainsi que le mode 120° . La figure IV.39 montre que la tension composée entre deux phases de la machine prend des valeurs entre $-V_{dc}$, et $+V_{dc}$. Le courant de phase de la figure IV.40 présente une allure avec des créneaux de conduction 120° suivis par des interruptions de 60° . Le plateau de conduction présente une déformation qui est due à l'effet retardataire des inductances de la machine lors de la commutation. Sa valeur maximale est de 2.2A. La figure IV.41 illustre l'allure du courant continu d'entrée de l'onduleur, sa fréquence est six fois celle des grandeurs de sortie de l'onduleur (courant et tension de phase). Sa valeur maximale est de 2.2 A, sa valeur moyenne est 1.65A.

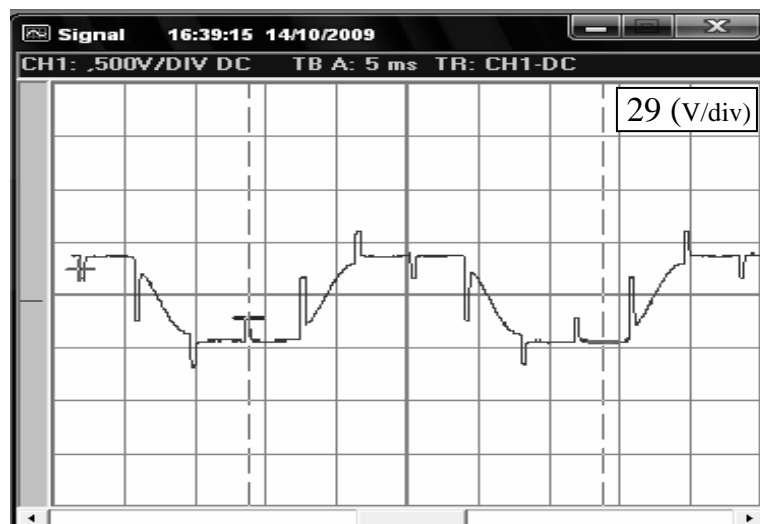


Figure IV.38 : Allure de la tension d'une phase de la BDCM en fonction du temps

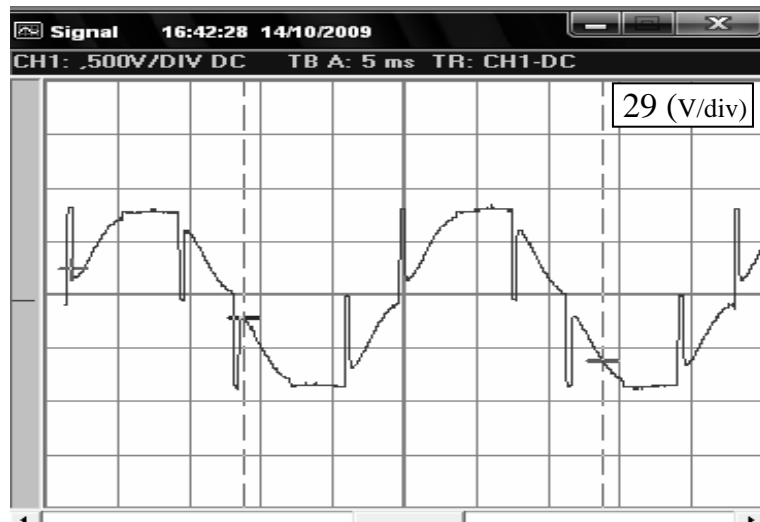


Figure IV.39 : Allure de la tension entre deux phases de la BDCM en fonction du temps

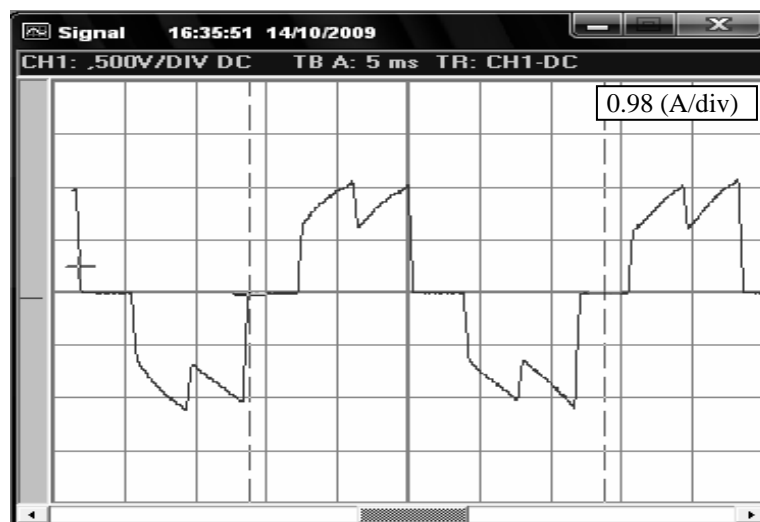


Figure IV.40 : Allure du courant de phase de la BDCM en fonction du temps

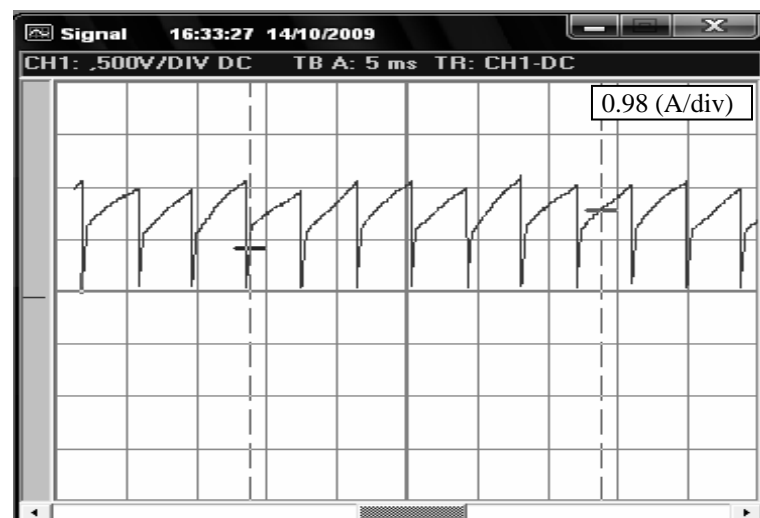


Figure IV.41 : Allure du courant continu d'entrée de l'onduleur en fonction du temps

IV.3.2.1.3 Comparaison avec les résultats de simulation.

Dans les mêmes conditions, couple de charge de 0.5 N.m et une tension du bus continu de 50V, les résultats expérimentaux et théoriques sont confrontés sur les mêmes graphes. Les figures IV.42 à IV.44 présentent respectivement les allures du courant de phase, du courant continu et de la tension entre deux phases de la machine. La comparaison entre les résultats de simulation et ceux expérimentaux montre un accord très satisfaisant. Cet accord satisfaisant entre la théorie et l'expérience permet de valider le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur élaboré au chapitre II.

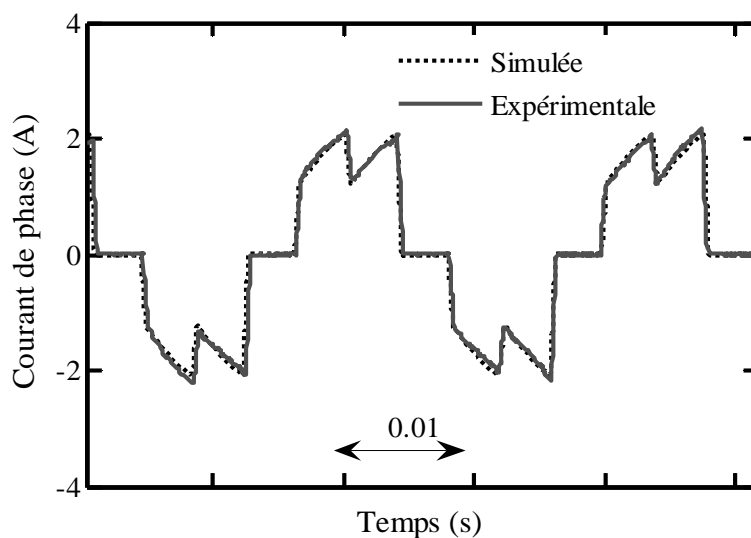


Figure IV.42: Comparaison des allures du courant de phase, simulée et expérimentale

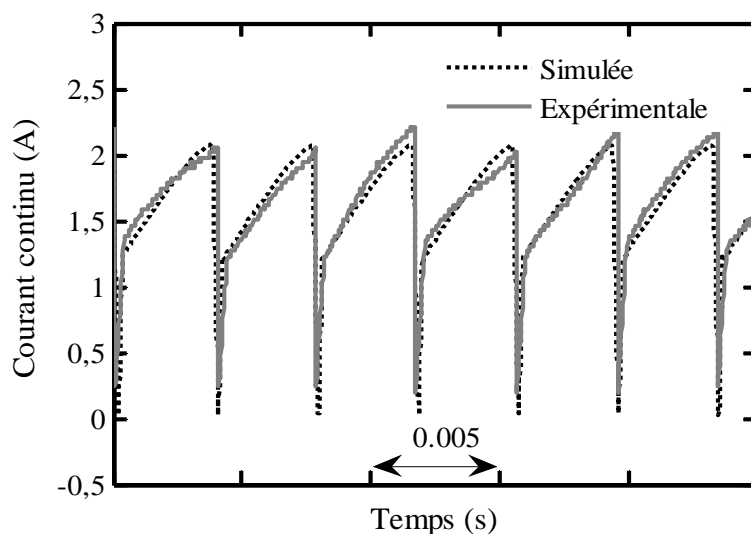


Figure IV.43: Comparaison des allures du courant continu, simulée et expérimentale

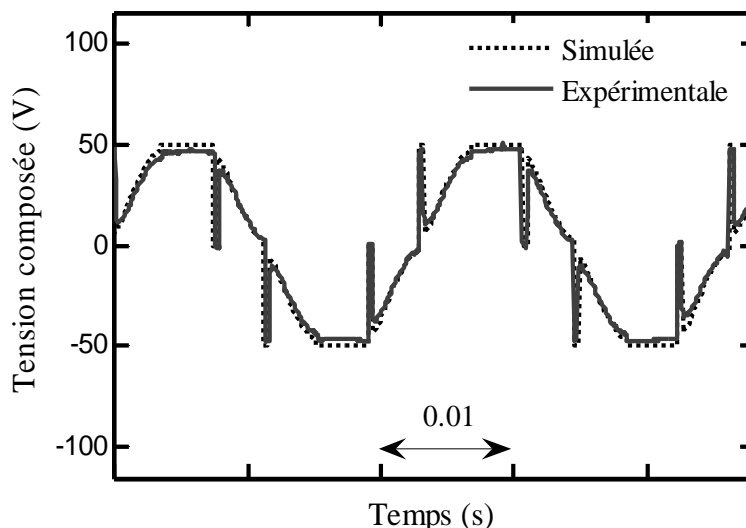


Figure IV.44: Comparaison des allures de la tension composée, simulée et expérimentale

IV.3.2.2 Commande numérique

Par ailleurs, nous avons élaboré une commande numérique à travers le Kit DSK eZ DSP TMS320LF2407A de Texas Instruments, décrite précédemment.

Les signaux du capteur de position sont transmis au kit DSP à travers le circuit d'interface réalisé. La détection des signaux des capteurs permet de générer des signaux PWM (MLI) pour chaque commande de transistor. Le principal avantage de la mise en œuvre de cette commande est sa flexibilité, ainsi que l'avantage qu'elle offre du point de vue versatilité où la stratégie de commande peut être facilement modifiée et adaptée sans aucune modification matérielle (Hardware).

Dans ce travail, nous avons implémenté deux techniques MLI (Hard et Soft) permettant la variation de vitesse de la BDCM en boucle ouverte. Les deux techniques de commande adoptées sont respectivement décrites par les tables IV.1 et IV.2.

Table IV.1 : Technique MLI Hard

Etat des sondes à effet Hall			Séquences de commutation des Transistors (technique MLI Hard)					
S_a	S_b	S_c	T_1	T_1'	T_2	T_2'	T_3	T_3'
1	0	0	PWM	OFF	OFF	OFF	OFF	PWM
1	1	0	OFF	OFF	PWM	OFF	OFF	PWM
0	1	0	OFF	PWM	PWM	OFF	OFF	OFF
0	1	1	OFF	PWM	OFF	OFF	PWM	OFF
0	1	1	OFF	OFF	OFF	PWM	PWM	OFF
1	0	1	PWM	OFF	OFF	PWM	OFF	OFF

Table IV.2 : Technique MLI Soft

Etat des sondes à effet Hall			Séquences de commutation des Transistors (technique MLI Soft)					
S _a	S _b	S _c	T ₁	T ₁ '	T ₂	T ₂ '	T ₃	T ₃ '
1	0	0	PWM	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
1	1	0	OFF	OFF	PWM	OFF	OFF	ON
0	1	0	OFF	ON	PWM	OFF	OFF	OFF
0	1	1	OFF	ON	OFF	OFF	PWM	OFF
0	1	1	OFF	OFF	OFF	ON	PWM	OFF
1	0	1	PWM	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

Dans le cas de la technique en mode MLI hard (table IV.1), tous les transistors (haut et bas) conduisent en commutation MLI sur une période de conduction 120°. Les formes d'onde des signaux de commande des transistors, générés à partir des signaux du capteur de position, sont présentées dans la figure IV.45

Quant à la commande soft (table IV.2), c'est une technique qui permet de commander en MLI uniquement les transistors de l'étage du haut de l'onduleur. Les transistors de l'étage du bas sont commandés en pleine onde, forcés au niveau 1, durant leur période de conduction de 120°. Les formes d'onde des signaux de commande des deux étages de l'onduleur sont illustrées par la figure IV.46.

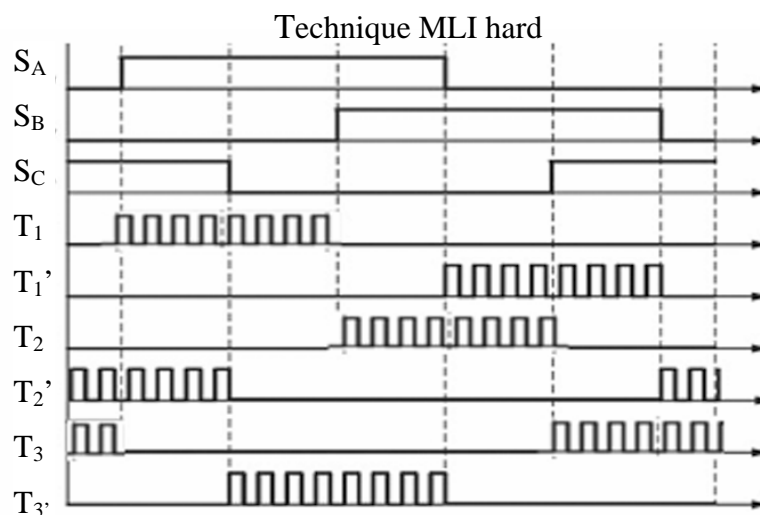


Figure IV.45 : Forme d'onde des signaux de commande des transistors générés à partir de ceux des sondes du capteur de position.

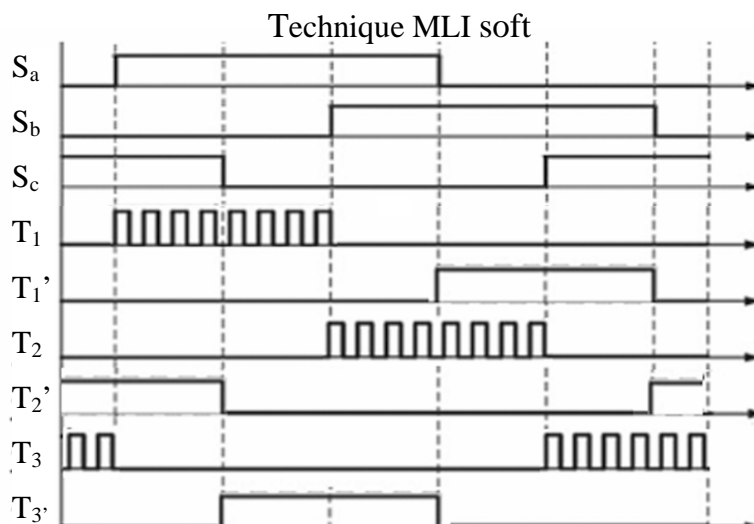


Figure IV.46 : Forme d'onde des signaux de commande des transistors générés à partir de ceux des sondes du capteur de position.

IV.3.2.2.1 Description du programme de commande implémenté sur DSP

Le programme est initié suivant l'organigramme présenté sur la figure IV.47. Il inclut une phase de configuration et d'initialisation, et deux sous-routines liées à deux interruptions. Lorsque le programme est exécuté, il revient au programme principal qui se termine par à une phase de boucle d'attente.

Les deux interruptions sont responsables de la commutation du courant et du changement du rapport cyclique. Ces interruptions provoquent l'exécution des sous-routines suivant un ordre de priorité. Dans notre cas l'interruption liée au Timer 1 est prioritaire à celle du Timer 2. La fréquence du Timer 2 est choisie par T2INT-ISR égale à 40 kHz, utilisée pour la mesure de la vitesse. Le Timer 1 est utilisé pour la génération de la MLI, sa fréquence est fixée à 20 kHz. Les techniques présentées dans ce travail ont été implémentées à travers le module BLDC3PWM_DRV, disponible à partir des bibliothèques de Texas Instruments [98], où le gestionnaire d'événement A est sélectionné pour configurer le registre ACTRA dédié à la technique MLI. Ici les registres ont été modifiés de manière à configurer les sorties MLI, soit forcée à l'état haut ou bas, soit en MLI, en fonction des états décrits sur la tables IV.1 ou IV.2.

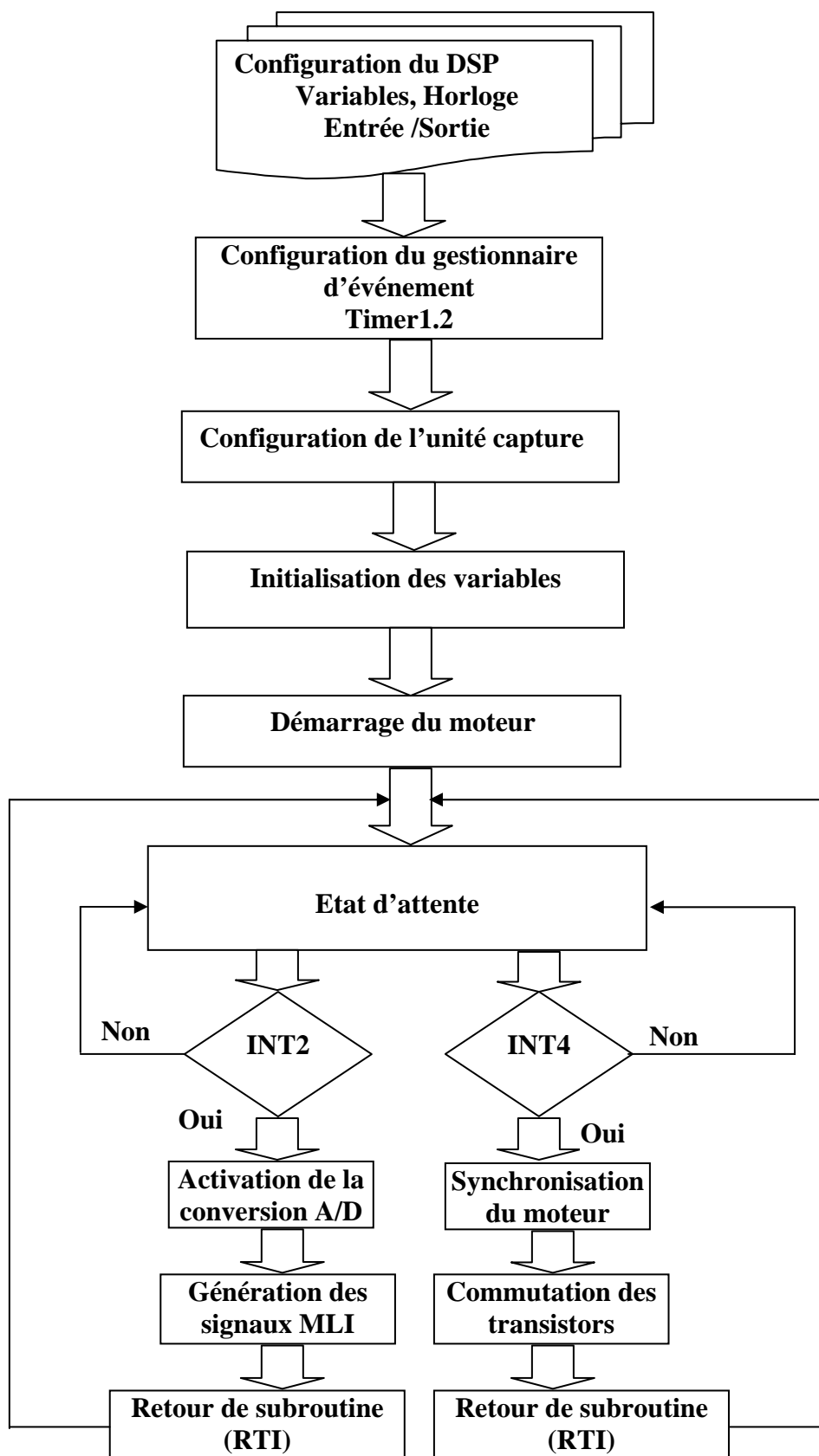


Figure IV.47 : Organigramme du programme d'entraînement de la BDCM par DSP

La valeur du rapport cyclique des signaux à MLI est introduite dans les registres CMPR appropriés, le compteur devra ainsi compter jusqu'à atteindre la valeur imposée et génère une transition qui permet de changer la polarité du signal. En effet, ces derniers sont chargés par la même valeur. Les séquences de commutation sont programmées à travers un pointeur de 1 à 6, ou le changement se fait à chaque transition du signal provenant des sondes du capteur de position. En plus, afin d'éviter le démarrage et l'arrêt brusques de la machine, une rampe d'accélération et de décélération est utilisée. Lorsque la valeur du rapport cyclique α est fixée, la valeur du registre CMPR est incrémentée au rythme d'une horloge jusqu'à atteindre la valeur α imposée.

IV.3.2.2.2 Résultats expérimentaux avec la commande numérique par DSP

Deux programmes de commande ont été générés pour implémenter les deux techniques MLI (Hard et soft). Le mode réal time a été choisi pour pouvoir apporter des changements durant le fonctionnement du moteur.

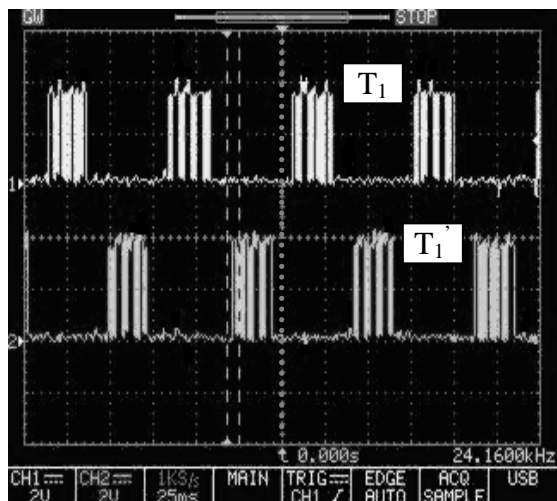
Les essais concernant les deux techniques ont été réalisés dans les mêmes conditions. La tension d'entrée continue V_{dc} de l'onduleur a été fixée à 25V tandis que la fréquence de la MLI a été choisie de 20 kHz. Le moteur démarre graduellement selon une rampe à travers un rapport cyclique variant de 0 à 0.8.

Les résultats préliminaires des tests révèlent que le moteur fonctionne à vitesse variable dans le cas des deux techniques.

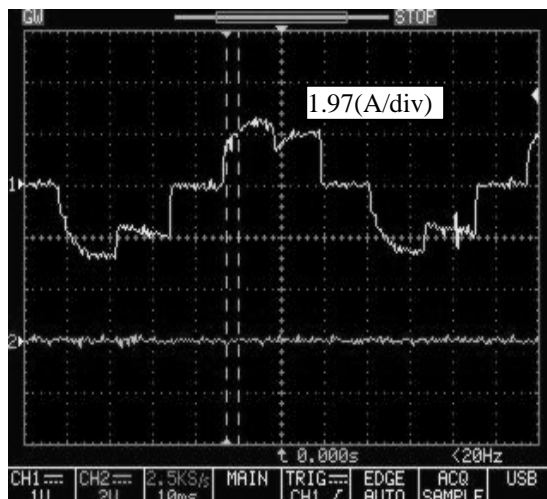
Les résultats concernant les deux techniques Hard et Soft implémentées sont respectivement donnés par les figures IV.48 et IV.49. Celles-ci montrent les formes d'onde des signaux de commande des transistors des deux étages haut et bas de l'onduleur et du courant de phase du moteur pour une vitesse de 400 (tr/min).

La mesure du couple aurait été très souhaitable pour vérifier directement son allure et ses ondulations dans le cas des deux techniques. Cependant, nous ne disposons pas de couple mètre pour effectuer cette mesure.

Mais, au vu des résultats du courant, nous constatons que celui-ci présente moins de distorsion dans le cas de la technique MLI soft. Cette tendance est encore apparente lorsque le moteur est chargé. Nous pouvons donc indirectement conclure que la stratégie MLI soft est plus intéressante de point de vue ondulations de couple et pertes en commutation. Tandis que la technique MLI hard permet au moteur de présenter de meilleures réponses dynamiques en vitesse lors des changements de consignes de vitesse ou de couple de charge.

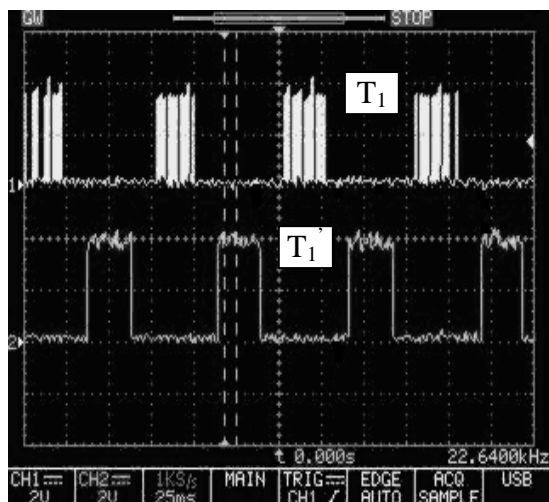


(a): Signaux de commande d'un bras d'onduleur

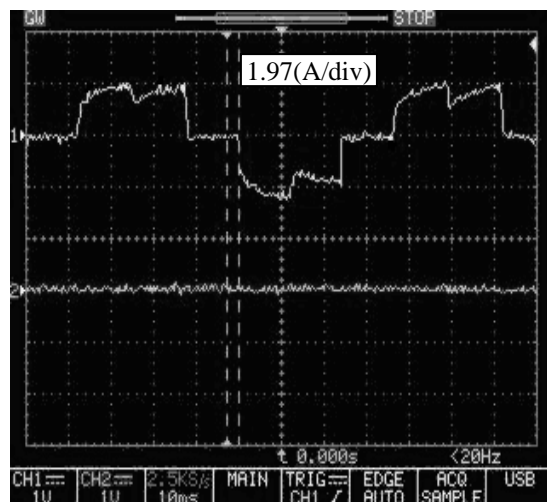


(b): Variation du courant de phase (jaune)

Figure IV.48 Résultats de la technique MLI hard à 400(tr/min)



(a): Signaux de commande d'un bras d'onduleur



(b): Variation du courant de phase (jaune)

Figure IV.49 Résultats de la technique MLI soft à 400 (tr/min)

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un banc d'essai expérimental a été développé. Celui-ci comprend la BDCM équipée d'un capteur de position, le convertisseur triphasé, les maquettes de mesure de courant et de tension ainsi que les différentes interfaces.

Le convertisseur triphasé à base de trois modules IGBT/diodes en antiparallèles a été entièrement réalisé au sein de notre laboratoire. Un soin particulier a été accordé au dimensionnement et à la réalisation du circuit d'attaque des transistors. En effet, l'utilisation

du circuit IR2130 a permis d'attaquer les six transistors simultanément en utilisant la technique de la masse flottante (circuit élévateur ou technique Bootstrap). De plus, il assure la protection contre d'éventuels courts circuits des bras de transistors (erreurs dans les signaux de commande) et permet de limiter le courant continu d'entrée pour éviter les surintensités dans la machine ou dans le convertisseur.

Les tests préliminaires menés sur les différents étages du convertisseur sont très satisfaisants et montrent que le dispositif réalisé est très fiable.

Des essais sur l'ensemble du système BDCM-Onduleur 120° avec la commande analogique ont été effectués pour différentes vitesses et différentes charges. Dans les mêmes conditions, les résultats ont été comparés avec satisfaction à ceux obtenus par simulation. Cet accord satisfaisant entre la théorie et l'expérience nous permet de valider le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur élaboré au chapitre II.

Dans le cas de la commande numérique, une description détaillée de l'architecture du kit DSP TMS320LF207A, de ses registres de contrôle, de son CPU, de ses périphériques et de son logiciel de développement, a été effectuée. Nous pouvons ainsi constater à quel point l'architecture et le fonctionnement d'un DSP peuvent être complexes. Néanmoins, son utilisation reste accessible parce qu'il possède un ensemble de fonctions dédié à la commande des machines électriques. Deux techniques MLI (Hard et Soft) ont été implémentées afin de faire varier la vitesse de la BDCM à travers un rapport cyclique réglable. Les résultats montrent que la MLI soft présente un courant de phase avec moins de distorsion. Dans ce cas, les pertes en commutation sont plus faibles et les ondulations de couple peuvent être moins importantes. Cependant, la technique MLI hard permet au moteur de présenter de meilleures réponses dynamiques en vitesse lors du changement de consignes de vitesse ou de couple de charge.

Conclusion générale

Conclusion générale

La facilité et le faible coût de réalisation ainsi que la simplicité de commande des BDCM, en comparaison aux PMSM, ont donné un grand essor au développement et à l'exploitation des systèmes BDCM-Onduleur de tension 120° , dans divers domaines industriels où les performances dynamiques élevées ne sont pas requises.

Le présent travail, initié dans ce contexte, porte essentiellement sur la contribution à la modélisation et à l'optimisation de ces systèmes pilotés par un simple capteur de position à trois sondes à effet Hall.

Un modèle de l'ensemble machine-convertisseur tenant compte de la nature des matériaux et de la géométrie de la structure de la machine ainsi que du type de son alimentation, a été élaboré. Ce modèle regroupe celui de la machine, du capteur de position ainsi que celui du convertisseur.

La modélisation de la machine comprend le modèle magnétostatique basé sur la MEF en 2D, le modèle électrique et le modèle mécanique. Le modèle magnétostatique a permis de déterminer avec une précision satisfaisante les paramètres électromagnétiques de la machine : inductances, f.c.e.m, couple détente de la machine. Ces paramètres sont injectés dans le modèle électrique de la machine constituant ainsi un couplage indirect entre les équations du champ magnétique et les équations électriques de la machine.

Le modèle du capteur de position a permis de déterminer les six secteurs d'alimentation en vue de la commande 120° . Ces séquences sont utilisées dans le modèle du convertisseur afin de déterminer les expressions des tensions de sortie durant chaque période de commutation et de conduction.

La combinaison des différents sous modèles développés a conduit à l'établissement du modèle de l'ensemble BDCM-Onduleur 120° piloté par un capteur de position à effet Hall. L'implémentation de ce modèle a été effectuée sous l'environnement Matlab-Simulink.

Les résultats de simulation en régimes statique et dynamique montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante la réalité de la machine et celle de son convertisseur avec un temps de calcul relativement faible, d'environ 2 minutes sur un PC Core 2 Duo 2Ghz, 2 GB de RAM.

Les résultats en régime statique ont montré que le couple électromagnétique développé par la machine, dans les conditions nominales, présente des ondulations importantes avec un taux de l'ordre de 40%. Ces ondulations de couple sont surtout dues à la déformation des courants de phase durant les périodes de commutation.

Dans le but de réduire ces ondulations, une approche de minimisation d'ondulations de couple, basée sur l'évaluation du couple et de ses ondulations dues à l'effet de la commutation pour diverses configurations du rotor, a été proposée. Celle-ci utilise le modèle de l'ensemble machine convertisseur développé dans ce travail ainsi qu'une interpolation basée sur la méthode des réseaux de neurones.

Une étude analytique basée sur le développement harmonique de l'expression du couple électromagnétique montre que ces ondulations peuvent être sensiblement réduites si l'allure de la f.c.e.m présente un creux durant la période de commutation. Une allure optimisée de la f.c.e.m, permettant d'éliminer l'harmonique le plus important du couple électromagnétique de la machine, a été obtenue.

La solution proposée afin d'aboutir à une structure de machine avec une allure de f.c.e.m optimisée, consiste à fragmenter l'aimant polaire en deux segments identiques ; avec une ouverture en formes de V ou en U. Les résultats de la simulation montrent que la structure segmentée en deux segments identiques d'arc 31.5° , avec une forme en V aux deux extrémités, est la structure optimale avec un taux d'ondulation de couple minimal de 5.8% correspondant à une réduction de 86% par rapport à la structure initiale. De plus, le couple moyen de cette nouvelle structure n'est pas très affecté, il a subi une réduction de 8%. Cette nouvelle structure à aimants segmentés apparaît donc comme une meilleure solution. Ainsi, Le système machine-convertisseur proposé peut être destiné aux applications à faible coût, à commande en boucle ouverte et à faibles ondulations de couple. Celui-ci pourrait donner un autre essor aux BDCM dans les applications commerciales.

Afin de valider le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur élaboré ainsi que l'approche de minimisation d'ondulations de couple, un banc d'essai expérimental comportant principalement une BDCM industrielle équipée d'un capteur de position à trois sondes à effet Hall, et un convertisseur de tension, a été mis en œuvre. Des essais préliminaires ont été effectués sur les différentes parties du système et montrent leurs bons fonctionnements. Puis des essais ont été effectués sur l'ensemble du système BDCM-Onduleur 120° . Les résultats ont été comparés avec satisfaction à ceux obtenus par simulation dans les mêmes conditions. Cet accord satisfaisant entre la théorie et l'expérience a

permis de valider le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur élaboré dans ce travail.

Par ailleurs une commande numérique à base du DSP TMS320LF2407 a été utilisée afin de tester diverses techniques de commande. Deux techniques MLI (Hard et Soft) ont été implémentées afin de faire varier la vitesse de la BDCM à travers un rapport cyclique réglable. Les résultats montrent que le courant de phase de la machine présente moins de distorsion dans le cas de la MLI soft. Dans ce cas, les pertes en commutation sont plus faibles et les ondulations de couple peuvent être moins importantes. Cependant, la technique MLI hard permet au moteur de présenter de meilleures réponses dynamiques lors du changement de consigne de vitesse ou de couple de charge.

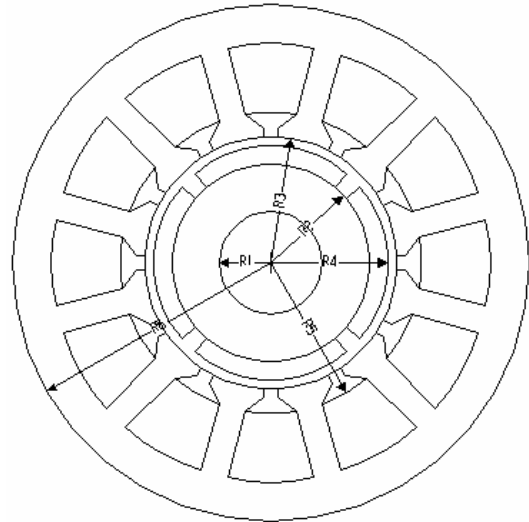
En perspectives, l'approche de minimisation d'ondulations de couple proposée pourrait être étendue afin d'incorporer d'autres paramètres de construction du rotor, tels que l'angle d'ouverture polaire et l'angle d'avance, et aboutir, après un temps de calcul raisonnable, à une BDCM avec de plus grandes performances sur une large gamme de vitesse.

Annexes

Annexe 01

Dimensions géométriques de la machine étudiée :

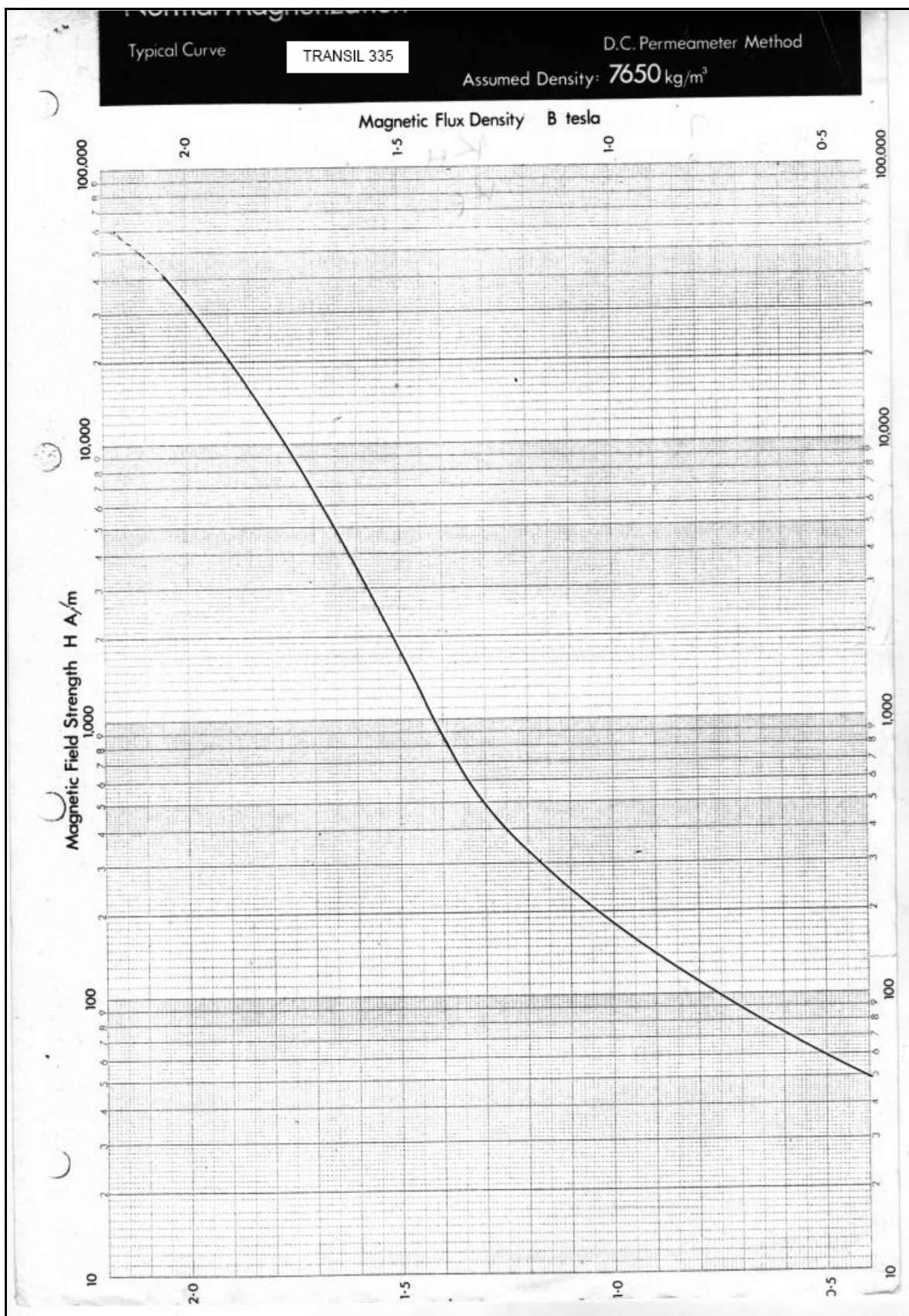
- $R_1 = 8,5 \text{ mm}$: Rayon de l'arbre
 $R_2 = 16,5 \text{ mm}$: Rayon interne des aimants
 $R_3 = 19,5 \text{ mm}$: Rayon externe des aimants
 $R_4 = 21 \text{ mm}$: Rayon interne du stator.
 $R_5 = 25 \text{ mm}$: Rayon des cales des encoches.
 $R_6 = 43 \text{ mm}$: Rayon externe du stator
 $l = 40 \text{ mm}$: longueur utile de la machine.



Paramètres de la machine étudiée

Puissance Nominale	700 W
Couple Nominale	1.5 N.m
Vitesse Nominale	4500 tr/min
Tension Nominale	190 V
Courant nominal	4.8 A
Nombre de paire de pôles	2
Résistance d'une phase	1.25Ω
Coefficient de frottement visqueux	$764 \cdot 10^{-6} \text{ N.m.s/rd}$
Moment d'inertie propre	$128 \cdot 10^{-6} \text{ Kg.m}^2$

Annexe 02



Annexe 03

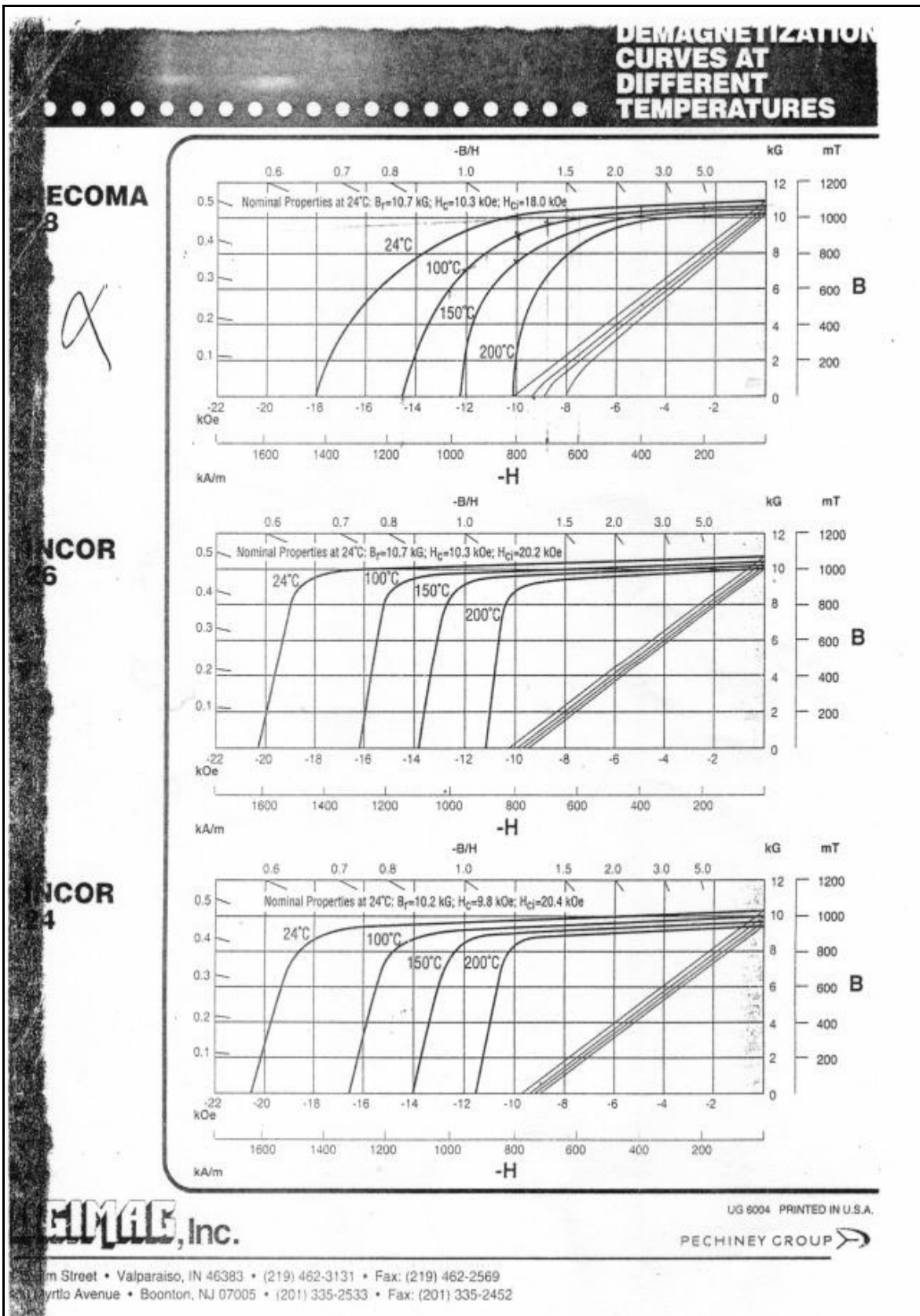
			INCOR/RECOMA						
			RECOMA[®] 28		INCOR[®] 26		INCOR[®] 24		
			SAMARIUM - COBALT MAGNETS						
			RECOMA 28		INCOR 26		INCOR 24		
MAGNETIC PROPERTIES (at room temperature)	Residual Induction	B_r	kG mT	Nom. 10.7 1070	Min. 10.3 1030	Nom. 10.7 1070	Min. 10.3 1030	Nom. 10.2 1020	Min. 9.7 970
	Coercive Force	H_c	kOe kA/m	10.3 820	9.6 764	10.1 804	9.5 756	9.6 764	9.0 716
	Intrinsic Coercive Force	H_{ci}	kOe kA/m	18.0 1432	16.0 1273	21.0 1671	19.0 1512	21.0 1671	19.0 1512
	Max. Energy Product	$(BH)_{max}$	MGOe kJ/m ³	28 223	26 207	27 215	25 199	24 191	22 175
	H at 0.9 B_r	H_k	kOe kA/m	Typical 8.0 637		Typical 12.0 955		Typical 10.5 836	
	Magnetizing Force	H_s	kOe kA/m	50 4000		45 3600		45 3600	
	Recoil Permeability	μ_{rec}		1.05		1.05		1.05	
	Rev Temp. Coefficients 20°C-100°C	$\alpha(B_r)$ $\alpha(H_c)$	%/°C %/°C	-0.03 -0.20		-0.03 -0.25		-0.03 -0.25	
	MMPA Brief Designation			RECo 22/18		RECo 27/21		RECo 24/21	
	IEC Brief Designation			RECo 207/127		RECo 199/151		RECo 175/151	
PHYSICAL PROPERTIES	Density		g/cm ³	8.3		8.3		8.3	
	Tensile Strength		psi x10 ³	4.35		4.35		4.35	
	Compressive Strength		psi x10 ³	87.0		87.0		87.0	
	Flexural Strength		psi x10 ³	17.4		17.4		17.4	
	Vickers Hardness		HV	600		600		600	
	Young's Modulus		psi x10 ⁶	29.0		29.0		29.0	
	Curie Temperature		°C	800		800		800	
	Thermal Expansion, // M		x10 ⁻⁶ /°C	8		9		9	
	Thermal Expansion, ⊥ M		x10 ⁻⁶ /°C	11		11		11	
	Specific Heat		J/kg·°C	350		350		350	
	Thermal Conductivity		W/m·°C	10		10		10	
	Electrical Resistivity		μΩ·cm	90		90		90	
	Processing Method			Iso. Pressed		Trans. Oriented		Axially Oriented	

EMC, Inc.

PECHINEY GROUP 

10000 Valley Street • Valparaiso, IN 46383 • (219) 462-3131 • Fax: (219) 462-2569
 10000 Valley Street • Boonton, NJ 07005 • (201) 335-2533 • Fax: (201) 335-2452

Annexe 03



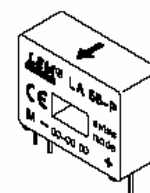
Annexe 04



Current Transducer LA 55-P

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A		
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A		
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$		
		R_{Mmin} R_{Mmax}	R_{Mmin} R_{Mmax}		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10 100	60 95 Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 50	60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω
	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50 160	135 155 Ω		
	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 90	135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA		
K_N	Conversion ratio	1 : 1000			
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V		
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA		
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 0.90	%
ϵ_L	Linearity		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
			± 0.2	mA
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.3	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. +70°C	± 0.1	mA
		-25°C .. +85°C	± 0.1	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{pmax}	< 500		ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{pmax}	< 1		μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 200		A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 200		kHz

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards ⁴⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

980706/8

Annexe 05



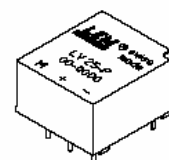
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_p	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 14$	mA			
R_M	Measuring resistance	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\text{max}}$	$R_{M \text{ min}}$	$R_{M \text{ max}}$	
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{\text{max}}$	30	190	Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\text{max}}$	30	100	Ω	
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\text{max}}$	100	350	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V			
I_C	Current consumption	$10 (@ \pm 15 \text{ V}) + I_s$	mA			
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ	Max
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	± 0.06	± 0.25 mA
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.35 mA
			40	μs
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{p \text{ max}}$			

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_i which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

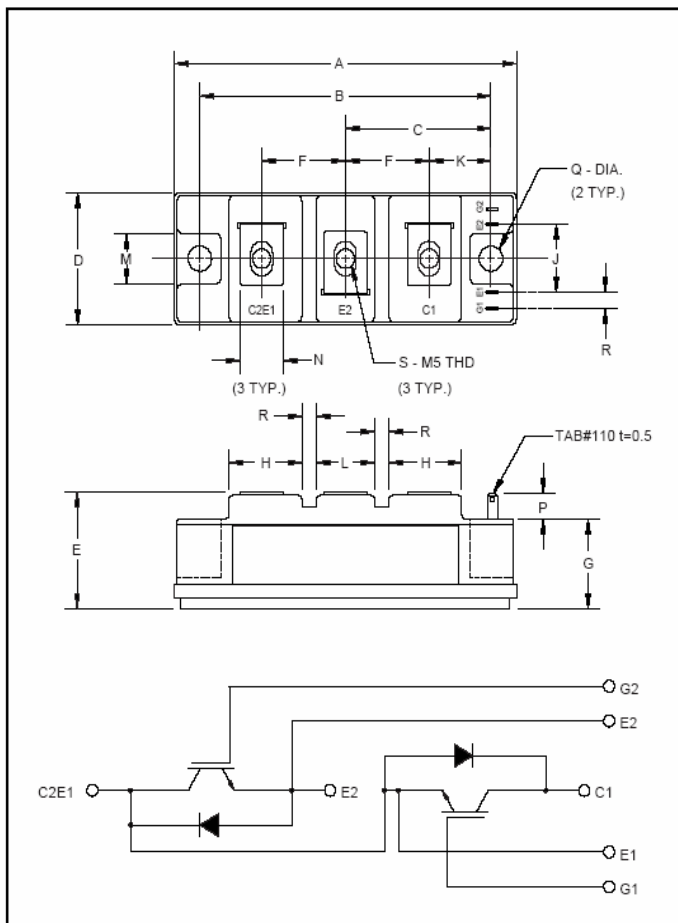
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

Annexe 06

MITSUBISHI IGBT MODULES
CM100DY-12H
HIGH POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE


Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.70	94.0
B	3.150±0.01	80.0±0.25
C	1.57	40.0
D	1.34	34.0
E	1.22 Max.	31.0 Max.
F	0.90	23.0
G	0.85	21.5
H	0.79	20.0
J	0.71	18.0

Dimensions	Inches	Millimeters
K	0.67	17.0
L	0.63	16.0
M	0.51	13.0
N	0.47	12.0
P	0.28	7.0
Q	0.256 Dia.	Dia. 6.5
R	0.16	4.0
S	M5 Metric	M5

**Description:**

Mitsubishi IGBT Modules are designed for use in switching applications. Each module consists of two IGBTs in a half-bridge configuration with each transistor having a reverse-connected super-fast recovery free-wheel diode. All components and interconnects are isolated from the heat sinking baseplate, offering simplified system assembly and thermal management.

Features:

- Low Drive Power
- Low $V_{CE(sat)}$
- Discrete Super-Fast Recovery Free-Wheel Diode
- High Frequency Operation
- Isolated Baseplate for Easy Heat Sinking

Applications:

- AC Motor Control
- Motion/Servo Control
- UPS
- Welding Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part module number you desire from the table below -i.e. CM100DY-12H is a 600V (V_{CES}), 100 Ampere Dual IGBT Module.

Type	Current Rating Amperes	V_{CES} Volts (x 50)
CM	100	12

Sep. 1998

Annexe 06

MITSUBISHI IGBT MODULES

CM100DY-12H

HIGH POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPEAbsolute Maximum Ratings, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Ratings	Symbol	CM100DY-12H	Units
Junction Temperature	T_j	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Voltage (G-E SHORT)	V_{CES}	600	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E SHORT)	V_{GES}	± 20	Volts
Collector Current ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	I_C	100	Amperes
Peak Collector Current	I_{CM}	200*	Amperes
Emitter Current** ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	I_E	100	Amperes
Peak Emitter Current**	I_{EM}	200*	Amperes
Maximum Collector Dissipation ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $T_j \leq 150\text{ }^\circ\text{C}$)	P_C	400	Watts
Mounting Torque, M5 Main Terminal	-	1.47 ~ 1.96	N · m
Mounting Torque, M6 Mounting	-	1.96 ~ 2.94	N · m
Weight	-	190	Grams
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Vrms

*Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature (T_j) does not exceed $T_{j(max)}$ rating.

**Represents characteristics of the anti-parallel, emitter-to-collector free-wheel diode (FWD).

Static Electrical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Collector-Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	-	-	1.0	mA
Gate Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = V_{GES}$, $V_{CE} = 0\text{V}$	-	-	0.5	μA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 10\text{V}$	4.5	6.0	7.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 100\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$	-	2.1	2.8**	Volts
		$I_C = 100\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	-	2.15	-	Volts
Total Gate Charge	Q_G	$V_{CC} = 300\text{V}$, $I_C = 100\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$	-	300	-	nC
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	$I_E = 100\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	-	-	2.8	Volts

** Pulse width and repetition rate should be such that device junction temperature rise is negligible.

Dynamic Electrical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Capacitance	C_{ies}		-	-	10	nF
Output Capacitance	C_{oes}	$V_{GE} = 0$, $V_{CE} = 10\text{V}$	-	-	3.5	nF
Reverse Transfer Capacitance	C_{res}		-	-	2	nF
Resistive	Turn-on Delay Time	$t_{d(on)}$	-	-	120	ns
	Rise Time	t_r	-	-	300	ns
Switch	Turn-off Delay Time	$t_{d(off)}$	-	-	200	ns
	Fall Time	t_f	-	-	300	ns
Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_E = 100\text{A}$, $di_E/dt = -200\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	110	ns
Diode Reverse Recovery Charge	Q_{rr}	$I_E = 100\text{A}$, $di_E/dt = -200\text{A}/\mu\text{s}$	-	0.27	-	μC

Thermal and Mechanical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per IGBT	-	-	0.31	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per FWDi	-	-	0.70	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Per Module, Thermal Grease Applied	-	-	0.075	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Sep.1998

Annexe 07

HCPL2530, HCPL2531 OPTOCOUPLEDERS/OPTOISOLATORS

D3115, APRIL 1988

- Compatible with TTL Inputs
- High-Speed Switching . . . 1 Mbit/s Typ
- Bandwidth . . . 2 MHz Typ
- High Common-Mode Transient Immunity . . . 1000 V/ μ s Typ
- High-Voltage Electrical Insulation . . . 3000 V DC Min
- Open-Collector Output
- UL Recognized . . . File Number 65085

description

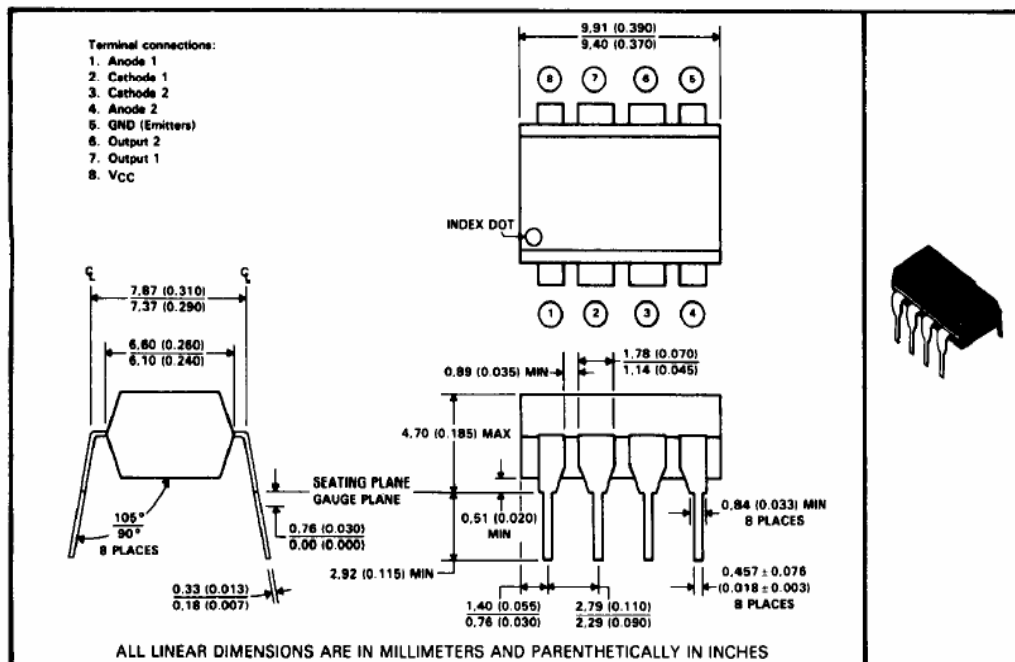
These high-speed optocouplers are designed for use in analog or digital interface applications that require high-voltage isolation between the input and output. Applications include line receivers that require high common-mode transient immunity, and analog or logic circuits that require input-to-output electrical isolation.

Each HCPL2530 and HCPL3531 optocoupler consists of two light-emitting diodes and two integrated photon detectors. Each detector is composed of a photodiode and an open-collector output transistor. Separate connections are provided for the photodiode bias and the transistor collector output. This feature, which reduces the transistor base-to-collector capacitance, results in speeds up to one hundred times that of a conventional phototransistor optocoupler.

The HCPL2530 is designed for TTL/CMOS, TTL/LSTTL, and wide-band analog applications.

The HCPL2531 is designed for high-speed TTL/TTL applications.

mechanical data



3
Optocouplers (Isolators)

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75268

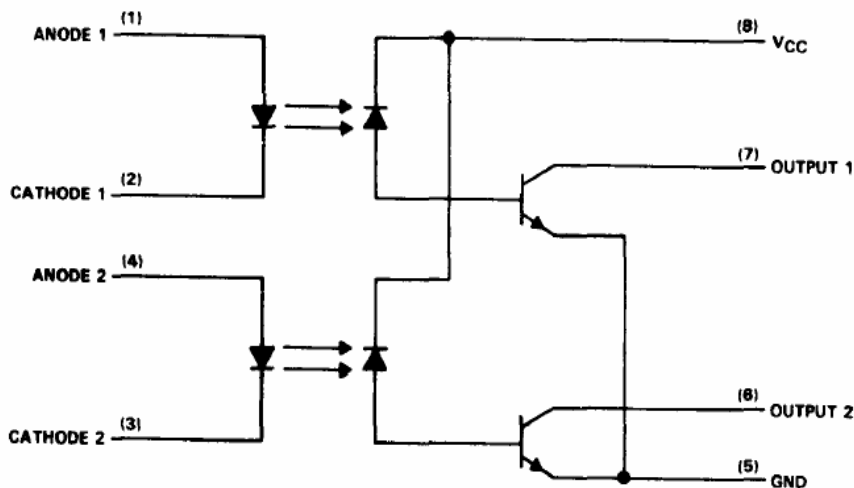
Copyright © 1988, Texas Instruments Incorporated

3-67

Annexe 07

**HCPL2530, HCPL2531
OPTOCOUPLEDERS/OPTOISOLATORS**

schematic



3

Optocouplers (Isolators)

absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Supply and output voltage range, V_{CC} and V_O	-0.5 V to 15 V
Reverse input voltage (each channel)	5 V
Peak input forward current (each channel) (pulse duration = 1 ms, 50% duty cycle, see Note 1)	50 mA
Peak transient input forward current (each channel) (pulse duration = 1 μ s, f = 300 Hz)	1 A
Average forward input current (each channel) (see Note 2)	25 mA
Peak output current (each channel)	16 mA
Average output current (each channel)	8 mA
Input power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (each channel) (see Note 3)	45 mW
Output power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (each channel) (see Note 4)	35 mW
Storage temperature range	-55°C to 125°C
Operating free-air temperature range	-55°C to 100°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

NOTES: 1. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.67 mA/°C.
 2. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 0.83 mA/°C.
 3. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.50 mW/°C.
 4. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.17 mW/°C.

Annexe 08

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60019 Rev.P

IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

3-PHASE BRIDGE DRIVER

Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	200 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	675 & 425 ns
Deadtime (typ.)	2.5 μs (IR2130) 0.8 μs (IR2132)

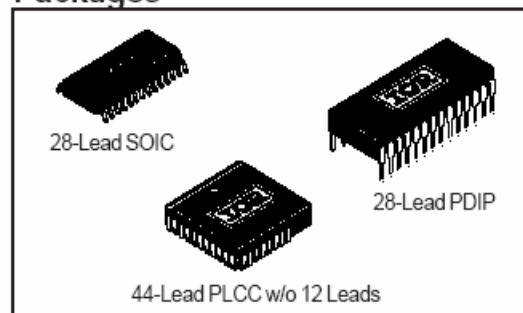
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for all channels
- Over-current shutdown turns off all six drivers
- Independent half-bridge drivers
- Matched propagation delay for all channels
- 2.5V logic compatible
- Outputs out of phase with inputs
- Cross-conduction prevention logic
- Also available LEAD-FREE

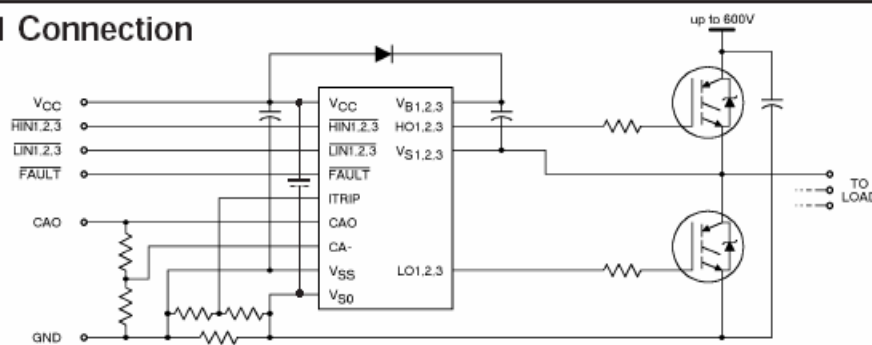
Description

The IR2130/IR2132(J)(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with three independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. A ground-referenced operational amplifier provides analog feedback of bridge current via an external current sense resistor. A current trip function which terminates all six outputs is also derived from this resistor. An open drain $\overline{\text{FAULT}}$ signal indicates if an over-current or undervoltage shutdown has occurred. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use at high frequencies. The floating channels can be used to drive N-channel power MOSFETs or IGBTs in the high side configuration which operate up to 600 volts.

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

Annexe 08

IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to V_{S0} . The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 50 through 53.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units		
$V_{B1,2,3}$	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	625			
$V_{S1,2,3}$	High Side Floating Offset Voltage	$V_{B1,2,3} - 25$	$V_{B1,2,3} + 0.3$	V		
$V_{HO1,2,3}$	High Side Floating Output Voltage	$V_{S1,2,3} - 0.3$	$V_{B1,2,3} + 0.3$			
V_{CC}	Low Side and Logic Fixed Supply Voltage	-0.3	25			
V_{SS}	Logic Ground	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$			
$V_{LO1,2,3}$	Low Side Output Voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$			
V_{IN}	Logic Input Voltage ($\overline{HIN1,2,3}$, $\overline{LIN1,2,3}$ & ITRIP)	$V_{SS} - 0.3$	$(V_{SS} + 15)$ or $(V_{CC} + 0.3)$ whichever is lower			
V_{FLT}	FAULT Output Voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$			
V_{CAO}	Operational Amplifier Output Voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$			
V_{CA-}	Operational Amplifier Inverting Input Voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$			
dV_S/dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	50		V/ns	
P_D	Package Power Dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	(28 Lead DIP)	—		1.5	W
		(28 Lead SOIC)	—		1.6	
		(44 Lead PLCC)	—		2.0	
R_{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	(28 Lead DIP)	—	83	$^\circ\text{C/W}$	
		(28 Lead SOIC)	—	78		
		(44 Lead PLCC)	—	63		
T_J	Junction Temperature	—	150	$^\circ\text{C}$		
T_S	Storage Temperature	-55	150			
T_L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300			

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltage parameters are absolute voltages referenced to V_{S0} . The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Figure 54.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
$V_{B1,2,3}$	High Side Floating Supply Voltage	$V_{S1,2,3} + 10$	$V_{S1,2,3} + 20$	V	
$V_{S1,2,3}$	High Side Floating Offset Voltage	Note 1	600		
$V_{HO1,2,3}$	High Side Floating Output Voltage	$V_{S1,2,3}$	$V_{B1,2,3}$		
V_{CC}	Low Side and Logic Fixed Supply Voltage	10	20		
V_{SS}	Logic Ground	-5	5		
$V_{LO1,2,3}$	Low Side Output Voltage	0	V_{CC}		
V_{IN}	Logic Input Voltage ($\overline{HIN1,2,3}$, $\overline{LIN1,2,3}$ & ITRIP)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$		
V_{FLT}	FAULT Output Voltage	V_{SS}	V_{CC}		
V_{CAO}	Operational Amplifier Output Voltage	V_{SS}	$V_{SS} + 5$		
V_{CA-}	Operational Amplifier Inverting Input Voltage	V_{SS}	$V_{SS} + 5$		
T_A	Ambient Temperature	-40	125		$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for V_S of $(V_{S0} - 5V)$ to $(V_{S0} + 600V)$. Logic state held for V_S of $(V_{S0} - 5V)$ to $(V_{S0} - V_{BS})$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: All input pins, CA- and CAO pins are internally clamped with a 5.2V zener diode.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] P. Pillay, R. Krishnan “Modelling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drives “, IEEE Trans. Ind. Appl, Vol 25, pp 274-279, March/April 1989
- [2] S. D. Sudhoff and P. C. Krause, “Operation modes of the brushless DC motor with a 120° inverter,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 5, no. 3, pp. 558–564, Sept. 1990.
- [3] S. D. Sudhoff and P. C. Krause, “Average-value model of the brushless DC 120° inverter system,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 5, no. 3, pp. 553–557, Sept. 1990.
- [4] P. D. Evans and D. Brown, “Simulation of brushless DC drives”, IEE proc B, Electric power Applications, Vol 137, no 5, pp. 299-308, Sept 1990.
- [5] R. Carlson, M. Lajoie-Maznec, and J.C. dos S. Fagundes, “ Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines”, IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 28, no. 3, pp. 632-638, May/June 1992.
- [6] T. M. Jahns, ” Motion control with permanent magnet AC machines” , Proc IEEE Power Electronics and Motion Control, Vol 82, No 8, pp 1241-1252, August 1994.
- [7] S.K. Safi, P.P Acarnley, A.G. Jack, ” Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless DC motor drives”, IEE proc-Electr. Power Appl., Vol. 142, No. 3, May 1995.
- [8] M. A. Inerfield, S. L. Garverick, W. S. Newman, and Y. Zhang, “A SPICE model for a novel brushless adjustable-speed drive,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 6, pp. 1307–1318, Dec. 2000.
- [9] Q. Han, N. Samoylenko and J. Jatskevich, “Average-Value Modeling of Brushless DC Motors With 120° Voltage Source Inverter” IEEE Trans. Energy Convers., VOL. 23, NO. 2, pp. 423-432, June 2008
- [10] A. Abed, ”Fundamental Control Aspects of the Brushless DC Motor”, PHD thèse , Université de Leeds, Grande Bretagne, Septembre 1990.
- [11] H. Zeroug, H. Sahraoui, A. Gacem, ”Performances Analysis of a Brushless Dc Motor”, J.T.E.A, Nabeul, Tunisie, Novembre 1997.
- [12] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, “Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors: Part I: Open-circuit field,” IEEE Trans. Magn., vol. 29, no. 1, pp. 124–135, Jan 1993.

- [13] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors: Part II: Armature-Reaction Field," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 1, pp. 136–142, Jan 1993.
- [14] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors: Part III: Effect of stator slotting," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 1, pp. 152–157, Jan. 1993.
- [15] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Improved analytical model of predicting the magnetic field distribution in brushless permanent magnet," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 1, pp. 229–238, Jan. 2002.
- [16] A. Proca, A. Keyhani, A. EL-Antably, W. Lu and M. Dai, "Analytical Model for Permanent Magnet Motors With Surface Mounted Magnets" *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 3, pp. 386–391, Sept 2003
- [17] P. Kumar and P. Bauer "Improved Analytical Model of a Permanent-Magnet Brushless DC Motor" *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 10, pp. 2299–2309, Oct. 2008.
- [18] M. Ito, K. Kawabata, F. Tajima and N. Motoi, "Coupled Magnetic Field Analysis with Circuit and Kinematics Modelings of Brushless Motors", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 33, No. 2, pp. 1702–1705, March 1997.
- [19] S. L. Ho, W. N. Fu, H. L. Li, H. C. Wong, and H. Tan, "Performance analysis of brushless dc motors including features of the control loop in the finite element modeling," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 5, pp. 3370–3374, Sep. 2001.
- [20] M. A. Jabbar, H. N. Phyu, Z. Liu, and C. Bi, "Modeling and numerical simulation of a brushless permanent-magnet dc motor in dynamic conditions by time-stepping technique," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 3, pp. 763–770, May/June. 2004.
- [21] G. H. Jang, J. H. Chang, D. P. Hong, and K. S. Kim, "Finite-element analysis of an electromechanical field of a BLDC motor considering speed control and mechanical flexibility," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 945–948, Mar. 2002.
- [22] T. W. Nehl, F. Fouad, and N. Demerdash, "Digital simulation of power conditioner-machine interaction for electronically commutated DC permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-17, no. 6, pp. 3284–3286, Nov. 1981.
- [23] T. W. Nehl, F. A. Fouad, N. A. Demerdash, and E. A. Maslowski, "Dynamic simulation of radially oriented permanent magnet-type electronically operated synchronous machines with parameters obtained from finite element field solution," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-18, no. 2, pp. 172–182, Mar./Apr. 1982.
- [24] Y. P. Liu, D. Howe, T. S. Birch, D. M. H. Matthews, "Dynamic Modelling and Performance Prediction of Brushless Permanent Magnet Drive Systems," *Electrical Machines & Drives Conf Pub No 310*, Suvoy Place, London, Sept 1989.

- [25] T.W. Nehl, N. A. Demerdash, "Finite Element – State Space Modeling Environments for Electric Drives", Milwaukee Section Seminar, May 1993.
- [26] **H.Zeroug, B.Boukais and H. Sahraoui**; "Analysis of Torque Ripple in BDCM"; IEEE Trans. Magn., Vol. 38, no. 2, pp. 1293-1296, March 2002.
- [27] O. A. Mohammed, S. Liu, and Z. Liu, "A Phase Variable Model of Brushless dc Motors Based on Finite Element Analysis and Its Coupling With External Circuits", IEEE Trans. Magn., vol. 41, no. 5, pp. 1576–1579, May 2005.
- [28] P. Zhou, D. Lin, W.N. Fu, B. Ionescu, and Z.J.Cendes, "A General Co-Simulation Approach for coupled Field-Circuit", IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 4, pp. 1051–1054, April 2006.
- [29] G.Lacroux, "Les aimants permanents", Edition technique et documentation, 1989.
- [30] Bernard MULTON, "Application des aimants aux machines électriques", notes de cours version 2009. Ecole normale supérieure de Cachan.
<http://e-mecatronique.bretagne.ens.cachan.fr>
- [31] B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, "A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines" IE(I) Journal–EL, pp. 63-73, vol 87, June 2006.
- [32] A.Parviainen., "Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines," thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- [33] R.Saou, "Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux", Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008
- [34] T.M. Jahns, Wen L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives – A Review.", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.43, No.2, April 1996.
- [35] Timothy J. Harned, Steven R. Prina, "Finite Element Analysis of Electro-mechanical Devices", IMCSD 1987.
- [36] P.P.Silvester, R.L.Ferrari, "Finite element for electrical engineer", Cambridge university press, second edition, 1990.
- [37] Min-Fu Hsieh, Yu-Sheng Hsu, "An Investigation on Influence of Magnet Arc Shaping Upon Back Electromotive Force Waveforms for Design of Permanent-Magnet Brushless Motors" IEEE Trans. Magn., vol. 41, no. 10, Oct 2005
- [38] H. Sahraoui, H. Zeroug, and H. A. Toliyat, "Switched Reluctance Motor Design Using Neural-Network Method With Static Finite-Element Simulation" IEEE Trans. Magn., vol. 43, no. 12, pp. 4089–4095, Dec 2007.

- [39] A. Wang H. Li W. Lu and H. Zhao, "Influence of skewed and segmented magnet rotor on IPM machine performance and ripple torque for electric traction", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, (IEMDC'09), pp.305–310, 3-6 May 2009.
- [40] N.A. Demerdash, F.A. Fouad and T.W. Nehl " Determination of winding inductances in ferrite type permanent magnet Electric machinery by finite elements" IEEE Trans. Magn., vol. Mag-18, no. 06, pp. 1052–1054, Nov 1982
- [41] T.J. Harned, S.R. Prina, " Finite Element Analysis of Electro-mechanical Devices", IMCSD 1987.
- [42] T.W. Nehl, N.A.O. Demerdash, "Finite Element – State Space Modeling Environnements for Electric Drives", Milwaukee Section Siminar, May 1993.
- [43] R.Escarela-Perez, D.C.Macdonald, E.Campero-Littlewood , "A Comparaison of Two Finite-Element Techniques for Inductance Computation of Electrical Machines within a Two-Dimensional Environment", ISEM98, Turkey 1998
- [44] Z.Q. Zhu, D. Howe, T.S. Birch,"Calculation of Winding Inductances of Brushless Motors with Surface mounted Permanent Magnets.", ICEM 1996.
- [45] L.B.Petkovska, M.D. Cundev, "Contol Simulation and Optimisation in Permanent Magnet Synchronous Motor.", Stokholm Power Tech Conference, Stokholm, Sweden, June 1995.
- [46] S.R. Prina, C.K. Taft, "The design and Analysis of Brushless Dc Motors Having Smooth Rotor Back Iron", IMCSD 1990.
- [47] J. Rizk, M. Nagrial, "Computation of Cogging Torque in Permanent Magnet Machines.", ISEM98, Turkey, septembre 1998.
- [48] B.C.Frenzel, R.Hanitsch, E.Hemead, "Torque Calculation of Small Brushless DC Motors Using FEM.", ISEM98, Tukey, septembre 1998
- [49] **B.Boukais, H.Zeroug**, "Efficiency determination of a brushless DC Motor under field weakening operation", Progress in Electromagnetics Research Symposium, Pisa, Italy, 28-31 March, 2004.
- [50] **H.Zeroug, B.Boukais**, " Performance Analysis of two BDCM Drives for traction applications ", IMDC, USA, 2005.
- [51] **B.Boukais, H.Zeroug**, " Permanent Magnet Pole Shaping Design And Commutation Effects Ripple in BDCM Drive ", International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, ISEF2007, Prague, Czech Republic, 13-15 Septembre, 2007.

- [52] **B.Boukais, H.Zeroug,** " Back-emf influence in BDCM design for commutation Torque Ripple Reduction ", Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on, 19-21 April 2010, Brighton, U.K
- [53] Duane C. Hanselman "Brushless permanent-magnet motor design "McGraw-Hill,Inc 1994.
- [54] T. Jahns, "Torque production in PM synchronous motors drives with rectangular current excitation", in IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Con. Rec, 1983.
- [55] GAMBETTA D., AHFOCK A.: 'New sensorless commutation technique for brushless DC motors', IET Electr. Power Appl., 2009, 3, (1), pp. 40–49
- [56] A. Stone, M. Buckley "Novel design and control of a trapezoidal back EMF motor", in Proc. MOTOR-CON'S5, Hannover, Germany, 1985.
- [57] H. Le Huy, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless dc drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no.4, pp. 748–755, Jul./Aug. 1986.
- [58] H. Le Huy, F. Piriou, A. Razek, and R. Perret, "Torque characteristics of brushless dc motors with imposed current waveform," IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Con. Rec, 1986.
- [59] J. Y. Hung and Z. Ding, "Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors", Proc. IEE, vol. 140, pp. 260–266, no. 4, Jul 1993.
- [60] E. Favre, L. Cardoletti, and M. Jufer, "Permanent-magnet synchronous motors: A comprehensive approach to cogging torque suppression," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 6, pp. 1141–1149, Nov./Dec. 1993.
- [61] DC.HANSELMAN, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors', IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 41, no. 3, pp. 292–300, 1994.
- [62] R. Carlson, M. L. Mazenc, and J. Fagundes, "Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 3, pp. 632–638, May/Jun. 1992.
- [63] S.S. Bharatkar, R. Yanamshetti, D. Chatterjee, A.K. Ganguli, "Dual-mode switching technique for reduction of commutation torque ripple of brushless dc motor" IET Electr. Power Appl., Vol. 5, Iss. 1, pp. 193–202, 2011
- [64] C. S. Berendsen, G. Champenois, and A. Bolopion, "Commutation strategies for brushless DC motors: Influence on instant torque," IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 2, pp. 231–236, Apr. 1993.
- [65] HOLTZ J., SPRINGOB L.: 'Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives', IEEE Trans. Ind. Electron., vol.43, no.2, pp. 309–320, 1996.

- [66] NAM K.Y., LEE W.T., LEE C.M., HONG J.P.: ‘Reducing torque ripple of brushless DC motor by varying input voltage’, *IEEE Trans. Magn.*, vol.42, no.4, pp. 1307–1310, 2006.
- [67] D. K. Kim, K. W. Lee, and B. I. Kwon, “Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless dc motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1762–1768, Nov. 2006.
- [68] WANG C.M., WANG S.J., LIN S.K., LIN H.Y.: ‘A novel twelve-step drive scheme for a brushless DC motor’, *IEEE Trans. Magn.*, vol.43, no.6, pp. 2555–2557, 2007.
- [69] S. M. Hwang and D. K. Lieu: “Reduction of Torque Ripple in Brushless DC Motors“, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 6, Nov 1995
- [70] ZHENG P., ZHAO J., HAN J., WANG J., YAO Z., LIU R.: ‘Optimization of the magnetic pole shape of a permanent-magnet synchronous motor’, *IEEE Trans. Magn.*, vol.43, no.6, pp. 2531–2533, 2007.
- [71] T. S. Low, K. J. Tseng, K. S. Lock, and K. W. Lim, “Instantaneous torque control,” in *Proc. IEEE, ICEMD*, pp. 100–105, 1989.
- [72] T. S. Low, K. J. Tseng, T. H. Lee, K. W. Lim, and K. S. Lock, “Strategy for the instantaneous torque control of permanent-magnet brushless dc drives,” *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 137, pp. 355–363, Nov. 1990.
- [73] T. S. Low, T. H. Lee, K. J. Tseng, and K. S. Lock, “Servo performance of a cldc drive with instantaneous torque control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 2, pp. 455–462, Mar./Apr. 1992.
- [74] S. J. Kang and S. K. Sul, “Direct torque control of brushless dc motor with nonideal trapezoidal back-emf,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 796–802, Nov. 1995.
- [75] C. French and P. Acarnley, “Direct torque control of permanent magnet drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1080–1088, Sep./Oct.1996.
- [76] S. J. Park, H. W. Park, M. H. Lee, and F. Harashima, “A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 1, pp. 109–114, Feb. 2000.
- [77] H. W. Park, S. J. Park, Y. W. Lee, S. I. Hong, and C. U. Kim, “Reference frame approach for torque ripple minimization of bldcm over wide speed range including cogging torque,” in *Proc. IEEE, ISIE*, pp.637–642, 2001.
- [78] J. H. Song and I. Choy, “Commutation torque ripple reduction in brushless dc motor drives using a single dc current sensor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 312–319, March 2004.
- [79] MATTAVELLI P., TUBIANA L., ZIGLIOTTO M.: ‘Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.20, no.6, pp. 1423–1431, 2005.

- [80] LEE G.H., KIM S.I., HONG J.P., BAHN J.H.: ‘Torque ripple reduction of interior permanent magnet synchronous motor using harmonic injected current’, IEEE Trans. Magn., vol.44, no.6, pp. 1582–1585, 2008.
- [81] LEE D.H., AHN J.W, “A current ripple reduction of a highspeed miniature brushless direct current motor using instantaneous voltage control ”, IET Electr. Power Appl., vol.3, no.2, pp. 85–92, 2009.
- [82] H.Lu, L. Zhang, and W.Qu, “A New Torque Control Method for Torque Ripple Minimization of BLDC Motors With Un-Ideal Back EMF“ IEEE Trans on Pow Elec, vol. 23, no. 2, March 2008
- [83] Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Direct torque control of brushless dc drives with reduced torque ripple”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no.2, pp. 599–608, Mar./Apr. 2005.
- [84] Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Instantaneous torque estimation in sensorless direct-torque-controlled brushless dc motors”, IEEE Trans.Ind. Appl., vol. 42, no. 5, pp. 1275–1283, Sep./Oct. 2006.
- [85] LIU Y., ZHU Z.Q., HOWE D, “Commutation torque ripple minimization in direct torque controlled PM brushless DC drives”, IEEE Trans. Ind. Appl., 2007, 43, (4), pp. 1012–1021
- [86] **B. Boukais, H. Zeroug**, “Magnet Segmentation for Commutation Torque Ripple Reduction in a Brushless DC Motor Drive “,IEEE Trans. Magn, pp 3909 - 3919, Vol.46, no.11, Nov 2010
- [89] H.Demuth, M.Beale, “ Matlab-User’s Manual, Neural Network Toolbox User’s Guide” The MathWorks, Inc, Natric, 1997.
- [90] R. Lateb, N. Takorabet and F. Tabar, “Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors, IEEE Trans. Magn, vol 42, no.3, pp. 442-445, March 2006.
- [91] P.Costa, V.Boitier “ Electronique de puissance et Electrotechnique “ Edition ellipses, 1997.
- [92] S.Lefebvre, F.Miserey “Composants à semi-conducteur pour l’électronique de puissance“ Edition Lavoisier, 2004.
- [93] SPECTRUM DIGITAL “eZdsp™ LF2407 Technical Reference” Number 505565-0001 Rev. B, INC, December 2000
- [94] Texas Instrument Documentation “TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide System and Peripherals“Literature Number: SPRU357B Revised December 2001.
- [95] Hamid A. Toliyat, Steven Campbell, “Dsp-Based Electromechanical Motion Control” CRC Press, LLC, 2004

[96] Texas Instrument Documentation, “DSP CONTROLLERS“, Literature Number: SPRS145K – July 2000 – Revised August 2005

[97] Texas Instrument Documentation, “C2000 Code Composer Quick Start Guide“, 2004.

[98] Texas Instrument Documentation, “Digital Motor Control Software Library“, Literature Number: SPRU485A, August 2001, Revised October 2003.

Résumé :

Ce travail porte essentiellement sur la contribution à la modélisation et à l'optimisation des systèmes BDCM-Onduleur 120° pilotés par un simple capteur de position à trois sondes à effet Hall. Un modèle de l'ensemble machine-convertisseur tenant compte de la nature des matériaux et de la géométrie de la structure de la machine ainsi que du type de son alimentation, a été élaboré. Ce modèle regroupe celui de la machine, du capteur de position ainsi que celui du convertisseur. L'implémentation de ce modèle a été effectuée sous l'environnement Matlab-Simulink.

Les résultats de simulation en régime statique ont montré que le couple électromagnétique développé par la machine, dans les conditions nominales, présente des ondulations importantes avec un taux de l'ordre de 40%. Ces ondulations de couple sont surtout dues à la déformation des courants de phase durant les périodes de commutation. Dans le but de réduire ces ondulations, une approche de minimisation d'ondulations de couple, basée sur l'évaluation du couple et de ses ondulations dues à l'effet de la commutation pour diverses configurations du rotor, a été proposée. Les résultats de la simulation montrent que la structure segmentée en deux segments identiques d'arc 31.5°, avec une forme en V aux deux extrémités, est la structure optimale avec un taux d'ondulation de couple minimal de 5.8% correspondant à une réduction de 86% par rapport à la structure initiale.

Afin de valider le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur élaboré ainsi que l'approche de minimisation d'ondulations de couple, un banc d'essai expérimental comportant principalement une BDCM industrielle équipée d'un capteur de position à trois sondes à effet Hall, et un convertisseur de tension, a été mis en œuvre. Les résultats expérimentaux ont été comparés avec satisfaction à ceux obtenus par simulation dans les mêmes conditions. Cet accord satisfaisant entre la théorie et l'expérience a permis de valider le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur élaboré dans ce travail.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, modélisation, système machine-convertisseur, minimisation des ondulations de couple.

Abstract:

This work presents a new Brushless DC motor (BDCM) design based on a model elaborated from a finite element method associated to controller circuit equations represented in Matlab-Simulink environment. The simulation model takes into account the commutation period effect, and based on the true system design implementation.

The simulation results show that there is an effect between this commutation; (a major source of torque ripple), and appropriate permanent-magnet segmentation design, particularly when the angle of advance between the back emf and the current is adequately set. Current control strategies are found limited and may require complex implementation. Concentration on back-emf and ultimately on permanent-magnet design are interesting aspects from torque ripple as well as rotor losses over wide speed range.

After validation of the simulation model using an experimental kit set for the purpose, an optimization procedure is performed based on an indirect circuit coupling approach which has led to an optimal design for which the torque ripple is minimal (less than 6%). In addition, the new design shows a lower cogging torque. Overall, the new design contributes to provide a low cost BDCM system for many applications using a simple square wave circuit controller.

Index Terms: BDCM, Drives, permanent-magnet synchronous motor, modelling, and optimization.