



École Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



THESE de Doctorat en Sciences

En Génie Électrique

Option : Automatique

Présentée par

Djamel DIFI

Magister en Electrotechnique de l'USTHB

Intitulé

Contribution à la Modélisation Hybride et à la Commande de couple des Machines Synchrones Polyphasées à Aimants Permanents

Soutenue publiquement le 30 / 01 / 2021 devant le jury composé de :

BOUDJEMA Farès	Professeur	ENP	Président
BOUKHETALA Djamel	Professeur	ENP	Directeur de Thèse
MAHMOUDI Mohand. Oulhadj	Professeur	ENP	Examineur
BENMANSOUR Khelifa	Professeur	ESDAT	Examineur
GROUNI Said	Professeur	UMB Boumerdes	Examineur
RAHMANI Lazhar	Professeur	UFA Sétif	Examineur
HALBAOUI Khaled	Chercheur Senior	CRNB	Invité

ENP 2021



École Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



THESE de Doctorat en Sciences

En Génie Électrique

Option : Automatique

Présentée par

Djamel DIFI

Magister en Electrotechnique de l'USTHB

Intitulé

Contribution à la Modélisation Hybride et à la Commande de couple des Machines Synchrones Polyphasées à Aimants Permanents

Soutenue publiquement le 30 / 01 / 2021 devant le jury composé de :

BOUDJEMA Farès	Professeur	ENP	Président
BOUKHETALA Djamel	Professeur	ENP	Directeur de Thèse
MAHMOUDI Mohand. Oulhadj	Professeur	ENP	Examineur
BENMANSOUR Khelifa	Professeur	ESDAT	Examineur
GROUNI Said	Professeur	UMB Boumerdes	Examineur
RAHMANI Lazhar	Professeur	UFA Sétif	Examineur
HALBAOUI Khaled	Chercheur Senior	CRNB	Invité

ENP 2021

REMERCIEMENTS

Les travaux de cette thèse ont été réalisés au laboratoire LCP (Laboratoire de Commande des Processus) au sein de l'École Nationale Polytechnique d'ALGER (ENP).

Tout d'abord, Je remercie très sincèrement Monsieur BOUKHETALA Djamel, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de diriger ce travail. Sa disponibilité et ses encouragements durant de longues années m'ont été un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à exprimer mes profonds remerciements à Monsieur BOUDJEMA Farès, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je suis très reconnaissant également à Monsieur MAHMOUDI Mouhand. Oulhadj, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

J'exprime ma profonde gratitude pour Monsieur BENMANSOUR Khelifa, professeur à l'ESDAT, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de juger ce mémoire.

Je remercie Monsieur RAHMANI Lazhar, Professeur à l'Université de Sétif, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail.

Mes remerciements s'adressent aussi pour Monsieur GROUNI Said, professeur à l'UMB Boumerdes, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur HALBAOUI Khaled, Chercheur Senior au CRNB Ain Ouessara, d'avoir accepté de nous honorer par sa présence dans le jury.

A mes parents

A ma femme

A mes enfants

A mes frères et mes sœurs

A ma grande famille.

Et à tous mes amis.

ملخص:

يتعلق العمل المقدم في هذه الرسالة بالمساهمة في النمذجة والتحكم في آلة متزامنة متعددة الأطوار تعتمد على الأنظمة الديناميكية الهجينة التي تتطور تحت تأثير تفاعل النظام المستمر (الوقت أو الوقت المستمر منفصل) ونظام حدث منفصل. في هذا السياق ، نقدم طريقة النمذجة المطبقة على تجميع الآلة-العاكس من أجل إنشاء نموذج هجين ، والذي يتضمن المتغيرات "المستمرة" للآلة والمتغيرات "المنفصلة" للعاكس على حد سواء. لنقدم بعدها قانون تحكم ذو توجيه تنبئي، والذي يجعل من الممكن تحديد مكونات العاكس مباشرة من أجل متابعة مرجع تيار الجزء الثابت للآلة بأسرع ما يمكن. تظهر نتائج المحاكاة ميزة هذه الاستراتيجية مقارنة بالأمر التقليدي (التنظيم بواسطة PI) . ثم يتم تحسين هذه الاستراتيجية باستخدام تقنية SVM من خلال تطبيق أكثر من متجه واحد خلال الدور T من أجل الحصول على متجه تيار الجزء الثابت المطلوب. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها أداء وفعالية هذه الأساليب.

كلمات مفتاحية: آلة متزامنة متعددة الأطوار ، الأنظمة الديناميكية الهجينة، التحكم الهجين، تقنية SVM.

Abstract:

This work deals with the modeling and the control of a multiphase synchronous machine based on hybrid dynamic systems which evolve under the effect of the interaction of a continuous system (with continuous or discrete time) and an eventually discrete system. In this context we present a modeling approach applied to the converter-machine assembly in order to establish a hybrid model, which includes the "continuous" variables of the machine and the "discrete" variables of the voltage inverter in a unified way. Then, we propose a control law with a predictive aspect, which makes it possible to directly determine the configurations of the converter in order to pursue, as quickly as possible, the references of the stator current of the machine. The simulation results show the advantage of this strategy compared to a conventional PI controller. Then, this strategy is improved by using the SVM technique by applying more than one vector during a period T in order to obtain the vector of the desired stator current. The obtained results show the performance and the effectiveness of the proposed approaches.

Key words: multiphase synchronous machine, hybrid dynamic system, hybrid control, SVM technique

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse concerne la contribution à la modélisation et à la commande d'une machine synchrone polyphasée basée sur les systèmes dynamiques hybrides, ces derniers évoluent sous l'effet de l'interaction d'un système continu (à temps continu ou à temps discret) et d'un système à événements discrets. Dans ce contexte nous présentons une approche de modélisation appliquée à l'ensemble convertisseur-machine dans le but d'établir un modèle hybride qui englobe les variables "continues" de la machine et les variables "discontinues" de l'onduleur de tension de manière unifiée. Ensuite, nous présentons une loi de commande à aspect prédictif, qui permet de déterminer directement les configurations du convertisseur afin d'assurer une poursuite rapide des références du courant statorique de la machine. Les résultats de simulation montrent l'intérêt de cette stratégie par rapport à une commande classique de type PI. Cette stratégie est améliorée par l'utilisation de la technique MLI vectorielle en appliquant plus d'un vecteur pendant une période T afin d'obtenir le vecteur du courant statorique désiré. Les résultats obtenus montrent les performances et l'efficacité des approches proposées.

Mots clés : machine synchrone polyphasée, système dynamique hybride, commande hybride, MLI vectorielle.

Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale 12

Chapitre 01 : Généralités sur les machines polyphasées

1.1. Introduction 16

1.2. Présentation des machines polyphasées 16

1.3. Types de machines polyphasées 18

1.4. Applications des Machines Multiphasées 21

1.5. Modèle des machines polyphasées 22

 1.5.1. Hypothèses simplificatrices 23

 1.5.2. Cas lorsque le nombre de phases est un nombre premier impaire 23

 1.5.2.1 Exemple applicatif (machine pentaphasée) 30

 1.5.3. Modèle des machines multi-étoiles : 32

 1.5.3.1 Exemple de modélisation de machines multi-étoiles: 37

(machine hexaphasée)

1.6. Conclusion 40

Chapitre 02 : Les onduleurs multi-bras de tension à modulation de largeur d'impulsions (MLI)

2.1. Introduction 41

2.2. Modélisation de l'onduleur multi-bras 41

2.3. Modélisation et commande de l'onduleur à 5 bras 44

2.3.1. Modélisation de l'onduleur à 5 bras:	44
2.3.2. La technique de modulation vectorielle (MLIV)	50
2.3.2.1 Application de vecteurs de grand décagone uniquement	51
2.3.2.1.1 Détermination du secteur angulaire	52
2.3.2.1.2 Calcul des temps d'application	53
2.3.2.2 Application de vecteurs de moyen et de grand décagone	55
2.4. Conclusion	58

Chapitre 03 : Commande du courant d'une machine synchrone polyphasée par des régulateurs PI

3.1 Introduction	59
3.2 Principe de la commande par des régulateurs PI d'une MSAPP	60
3.2.1 Découplage	61
3.2.2 Etude de la régulation des courants	62
3.3 Résultats de simulation	64
3.4 Conclusion	68

Chapitre 04 : Commande de couple des machines synchrones polyphasées

4.1. Introduction	69
4.2. Commande de couple d'une machine synchrone pentaphasée	71
4.2.1 Stratégie de la commande proposée	71
4.2.2 Modèle hybride du comportement de l'ensemble convertisseur-machine	74
4.2.3 Détermination des directions	76
4.2.4 Choix de la direction (la configuration à utiliser)	77
4.2.5 Calcul du temps d'application de la configuration choisie	78
4.2.6 Déduire les temps d'application du moyen et grand vecteur	78
4.2.7 Résultats de simulation	78
4.3. Commande de couple utilisant la MLI vectorielle	83

4.3.1. Principe de la commande	83
4.3.2. Modèle hybride du comportement de l'ensemble onduleur- machine	84
4.3.3. Détermination des directions	87
4.3.4. Détermination du secteur	88
4.3.5. Calcul de t_i et t_{i+1} pour chaque secteur	88
4.3.6. Calcul les temps d'application du moyen et grand vecteur	89
4.3.7. Résultats de simulation	90
4.4 Conclusion:	94
<u>Conclusion générale</u>	95
<u>Références Bibliographiques</u>	98

Liste des figures

Figure 1.1 : Moteur à 12 phases à aimants permanents pour sous-marins	21
Figure 1.2 : Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases	21
Figure 1.3 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases	22
Figure 1.4 : Représentation symbolique d'une machine synchrone polyphasée	23
Figure 1.5 : Représentation de la machine polyphasée dans la base naturelle	25
Figure 1.6 : Représentation de la machine polyphasée dans la base fictive	25
Figure 1.7 : Représentation symbolique d'une machine synchrone pentaphasée	30
Figure 1.8 : Représentation les bobines fictives diphasées α - β .	35
Figure 1.9 : Représentation symbolique d'une machine synchrone hexaphasée	37
Figure 2.1 : Schéma de principe de l'onduleur à q bras	42
Figure 2.2 : Structure d'onduleur pour une MSAP double étoile	44
Figure 2.3 : Schéma de principe d'un onduleur de tension pentaphasé	44
Figure 2.4 : Projection des vecteurs tension dans le plan principal	49
Figure 2.5 : Projection des vecteurs tension dans le plan secondaire	50
Figure 2.6 : Principe d'application d'un vecteur de référence.	52
Figure 2.7 : Chronogramme des impulsions de la section I (application de grands vecteurs uniquement)	54
Figure 2.8 : Tensions de sortie de l'onduleur v_1 et v_2	54

Figure 2.9 : Spectre harmonique relatif à la tension v_1	55
Figure 2.10 : Représentation vecteurs actifs dans le secteur 1 dans les deux plans dq	55
Figure 2.11 : Chronogramme des impulsions de la section I (application de moyens et grands vecteurs)	57
Figure 2.12 : Tension de sortie de l'onduleur v_1 (application de moyens et grands vecteurs)	57
Figure 2.13 : Spectre harmonique relatif à la tension v_1 (application de moyens et grands vecteurs)	57
Figure 3.1 : Principe de la commande par des régulateurs PI avec MLIV	60
Figure 3.2 : Description des couplages	61
Figure 3.3 : Découplage par compensation	62
Figure 3.4 : Schéma bloc de la régulation du courant	62
Figure 3.5 : Schéma bloc de la régulation du courant i_{q1}	64
Figure 3.6 : Etude du régime permanent du contrôle par régulateur PI avec mli-vectorielle	65
Figure 3.7 : Etude du régime transitoire de la commande par régulateur PI avec MLI-vectorielle	66
Figure 3.8 : Etude la robustesse de la commande MLI-vectorielle vis-à-vis des variations paramétriques	67
Figure 4.1 : Principe de la commande de couple	73
Figure 4.2 : Enchaînement des actions dans l'algorithme de commande de couple	74
Figure 4.3 : Exemple des directions possibles	76

Figure 4.4: Angles entre les directions possibles et la direction de référence	77
Figure 4.5 : Distances entre le point de référence et les directions possibles	77
Figure 4.6 : Etude du régime permanent de la commande de couple	79
Figure 4.7 : Spectre harmonique du courant : (a) la commande de couple (b) la commande FOC-SVM	80
Figure 4.8 : Etude du régime transitoire de la commande de couple	81
Figure 4.9 : Evolution du couple en régime transitoire pour les deux commandes de couple et FOC-SVM	81
Figure 4.10 : Evolution du courant i_{sd} et i_{sq} en régime transitoire pour les deux commandes de couple et FOC-SVM	82
Figure 4.11 : Etude la robustesse de la commande de couple vis-à-vis des variations paramétriques	83
Figure 4.12 : Principe de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle	84
Figure 4.13 : Exemple des directions possibles dans le plan principal $(I_{p\alpha}, I_{p\beta})$	87
Figure 4.14 : Etude du régime permanent de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle	90
Figure 4.15 : Spectre harmonique du courant (commande de couple utilisant la MLI vectorielle)	91
Figure 4.16 : Etude du régime transitoire de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle	92
Figure 4.17 : Etude la robustesse de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle vis-à-vis des variations paramétriques	93

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois “Type 1”.	18
Tableau 1.2 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair“ Type 2”.	20
Tableau 1.3 Distribution d’harmoniques dans les machines fictives ($k = 0, 1, 2, 3\dots$)	27
Tableau 2.1 : Vecteurs tension d’un onduleur pentaphasé	46

Introduction générale

A l'heure actuelle, les machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles sont les machines triphasées. Dans la plus part de ces applications, la machine n'est pas directement alimentée par le réseau électrique mais à travers des convertisseurs statiques dont les interrupteurs sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), ce qui permet d'obtenir de bonnes performances en particulier dans le domaine de la vitesse variable [1]-[3].

Les applications à haute puissance ont posé des problèmes aussi bien pour la machine que pour l'onduleur. En effet, les commutations des interrupteurs du convertisseur doivent s'effectuer avec un courant important et à des fréquences de commutation plus élevées, ce qui exige l'emploi des composants de fortes puissance. Par ailleurs, les bobines de la machine doivent être dimensionnées de façon à supporter des tensions élevées. Pour remédier à ces problèmes, il devient nécessaire de segmenter la puissance [1]-[4]. La première approche de segmentation de la puissance est d'alimenter la machine triphasée au moyen d'un onduleur multi-niveaux, actuellement disponible sous plusieurs topologies [4], [5]. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine par l'utilisation des machines polyphasées alimentées par des convertisseurs statiques dont le nombre de phases dans la machine et de bras dans le convertisseur est supérieur à trois. Cette solution constitue une alternative intéressante permettant de réduire les contraintes électriques subies par les interrupteurs du convertisseur et les enroulements de la machine. En effet, la réduction des tensions de commutation est une conséquence directe du fractionnement de la puissance par l'augmentation du nombre de phases [1]-[4]. En outre, ces machines, à plusieurs phases, permettent a priori de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations du couple dont le filtrage peut avoir lieu naturellement par la charge mécanique. L'augmentation du nombre de phases offre, également, une certaine fiabilité en permettant de fonctionner avec une ou plusieurs phases en défaut [1]-[4], [6]-[9]. Cet

avantage est fondamental pour les applications devant garantir une continuité de service, comme dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale.

Lors de l'étude et du traitement de ce type de systèmes, l'ensemble convertisseur-machine peut être représenté par des modèles à entrées booléennes ayant un nombre fini de configurations et à sorties de natures continue. Ceux-ci constituent la classe particulière des Systèmes Dynamique Hybrides (SDH) qui évoluent sous l'effet de l'interaction entre un système continu (à temps continu ou à temps discret) et un système à événements discrets [10]-[16]. L'élaboration d'un modèle unique regroupant toutes les configurations possibles du système quel que soit l'état des éléments de commutations n'est pas simple. En effet, ceci a fait l'objet de nombreux travaux de recherche [17]-[22]. Ce modèle d'état conduit à des équations continues en l'état à commandes booléennes. L'obtention de ce modèle, intégrant directement l'état des commutateurs, a incité les chercheurs à s'intéresser au problème de l'élaboration de lois de commande pour les systèmes continus à commandes binaires. À partir des travaux effectués dans ce domaine, on peut distinguer deux grandes catégories [10], [11]:

La première catégorie est composée de la méthode de commande par la valeur moyenne d'une commande continue. Dans ce sens, il existe deux techniques de commande par valeur moyenne ; la technique dite tout ou rien ou commande par hystérésis, qui présente l'avantage d'offrir une mise en œuvre simple et la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI), la plus utilisée et offrant des performances intéressantes.

La seconde catégorie est fondée sur un calcul direct de la commande à partir du modèle à entrées booléennes. Parmi les approches, on peut citer la commande directe du couple (DTC). Celle-ci est exclusive à un domaine bien particulier d'application puisqu'elle est utilisée dans la commande de machines alternatives. Cette méthode est basée sur le choix direct des vecteurs de tension selon les différences entre les références du couple et du flux et leurs valeurs réelles [14]. Selon les erreurs du couple et du flux

fournis par des comparateurs à hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteurs. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, et à cause des régulateurs, la fréquence de commande des interrupteurs de puissance n'est pas constante ce qui provoque un contenu spectral riche en harmonique ce qui augmente les pertes dans la machine [14], [23]-[25]. Afin de surmonter ce problème, les chercheurs ont proposé une autre approche permettant d'éliminer les comparateurs à hystérésis et la table des vecteurs, tout en gardant la rapidité de la DTC classique. Basée sur un modèle hybride de l'ensemble convertisseur-machine, cette méthode a ainsi été utilisée dans plusieurs travaux de la commande de couple [15], [16], [25], [26].avec application à certains systèmes physiques [27]–[32] et récemment aux convertisseurs multicellulaires [33]–[37]. Cette diversité dans le champ d'application est souvent basée sur le principe de la prédiction. Ce principe se base sur la création d'un effet anticipatif exploitant les connaissances explicites sur l'évolution de la trajectoire à suivre dans le futur, sur un certain horizon, en s'appuyant sur un modèle dynamique qui va permettre de calculer la sortie prédite. Ensuite, plusieurs stratégies de choix sont possibles afin de garantir la poursuite de la trajectoire souhaitée. Ces commandes correspondantes à la trajectoire choisie sont ensuite appliquées au système en question [12], [15], [37].

Notre travail de thèse rentre dans ce contexte. L'objectif visé et d'apporter notre contribution au développement d'une approche de commande pour la machine synchrone polyphasée à aimant permanent associé à un onduleur multi bras à deux niveaux. Cette commande permet de déterminer directement les configurations du convertisseur afin de poursuivre, le plus rapidement possible, les références du courant statorique de la machine. La stratégie permet de prédire, sur une période d'échantillonnage, l'évolution du système pour chaque configuration et de choisir le meilleur état des commutateurs de l'onduleur en se basant sur une procédure d'optimisation. Les résultats de simulation montrent l'intérêt de cette stratégie par rapport à une commande classique de type PI. Cette stratégie est, ensuite, améliorée par l'utilisation de la technique MLI vectorielle en appliquant plus d'un vecteur pendant une période T afin d'obtenir le courant statorique désiré. Les ondulations du couple et des courants seront donc réduites.

Le présent mémoire de thèse est structuré en quatre chapitre:

Nous présentons dans le premier chapitre des généralités sur les machines polyphasées avec une description de leurs différents types selon le nombre de phases, leurs avantages et leurs inconvénients ainsi que leurs domaines d'utilisation. Nous présentons également les différentes méthodes générales de modélisation connues pour ce type de machines selon la configuration des enroulements du stator.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'alimentation par onduleurs de tension multi-bras de la machine synchrone polyphasée, en particulier l'onduleur à cinq-bras, ainsi qu'à la technique de commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans le troisième chapitre, nous présentons la technique de commande du vecteur courant statorique d'une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents à l'aide de régulateurs de type PI. Nous commençons par présenter le principe général de cette commande, ensuite nous montrons les structures des blocs de régulation des courants pour cette stratégie de commande. Des résultats de simulations sont présentés afin de mettre en évidence les performances de la régulation PI avec la technique de modulation vectorielle appliquée à l'onduleur à deux niveaux. Ceci constitue une base de comparaison pour la méthode que nous proposons dans le chapitre suivant.

Le quatrième chapitre est dédié à la proposition d'une commande de couple à aspect prédictif. Dans un premier temps, nous élaborons un modèle hybride de l'ensemble convertisseur-machine permettant de déterminer les composantes des différents vecteurs de direction pour les différentes commutations de l'onduleur. Ensuite, nous appliquons une méthode d'optimisation numérique pour sélectionner la meilleure configuration. Une grande partie de ce chapitre sera consacrée à l'amélioration de cette approche par l'utilisation de la technique MLI vectorielle (SVM).

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre 01

Généralités sur les machines polyphasées

1.1. Introduction

Les machines triphasées sont largement utilisées depuis le dernier-siècle. Cependant, durant ces dernières années, les chercheurs de nombreux domaines s'intéressent de plus en plus à l'utilisation des machines polyphasées, comme dans la traction électrique, la propulsion électrique maritime, les aérogénérateurs ainsi que dans des applications industrielles de haute puissance.[39]-[45]. L'intérêt porté à ce type de machines s'explique, d'une part, par le fait qu'elles apportent des solutions qui n'étaient pas disponibles en triphasé [39],[41]-[43],[46]-[48], tel que le fractionnement de puissance et par conséquent la diminution des contraintes sur les composants, mais aussi la réduction des ondulations du couple et la possibilité de fonctionner en mode dégradé [39]-[45],[47],[48]. et d'autre part, par l'accroissement de la puissance des calculateurs numériques et les avancées dans le domaine de l'électronique de puissance [49][50].

Ce chapitre permettra de présenter quelques généralités sur ces machines (les caractéristiques en mettant en exergue leurs utilisations, leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, nous présenterons les différentes méthodes générales de modélisation connues pour les machines polyphasées selon la configuration des enroulements du stator.

1.2. Présentation des machines polyphasées

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées « machines à grands nombres de phases » ou « machines polyphasées » [3].

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones [3], alors que les premières réalisations des machines polyphasées (non multi-étoiles) sont

apparues en 1969 [6], [51]. Dans un premier temps, l'enjeu était d'accroître la puissance en la répartissant sur un nombre de phases élevé puis d'améliorer la discrétion vibratoire et donc le confort. Elles ont été ensuite étudiées en 1980 afin d'améliorer la disponibilité des motorisations électriques [6],[51].

La commande des machines polyphasées possède plusieurs avantages par rapport aux machines à trois phases parmi lesquelles nous pouvons citer [3],[4],[7]-[9],[51],[52]:

- Segmenter la puissance afin de diminuer les tensions des composants de puissance.
- La possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés.
- Réduction de l'amplitude des harmoniques du Couple permettant de d'améliorer les caractéristiques bruit-vibration.
- Amoindrir le dimensionnement des calibres des composants de puissance.
- Diminuer les différentes pertes.
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

Malgré que les machines polyphasées offrent certains avantages par rapport aux machines classiques triphasées, il n'empêche que leur utilisation nécessite certaines précautions particulières. On propose ici de lister les différentes contraintes dont il faut tenir compte pour en tirer un maximum de profits [3],[9],[51],[52]:

- La possibilité de dégrader les performances de ces machines par un mauvais contrôle des harmoniques de la force électromotrice de fem 3 et 5 par l'alimentation de la machine avec des courants dont le spectre contient ces harmoniques.
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif.
- La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande et diminue la fiabilité. Il est donc nécessaire de développer les outils qui contribuent à l'analyse de ces machines et de leurs lois de commande en modes de fonctionnement sain et dégradé.

1.3. Types de machines polyphasées

On distingue habituellement deux types de machines polyphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiples de trois [3].

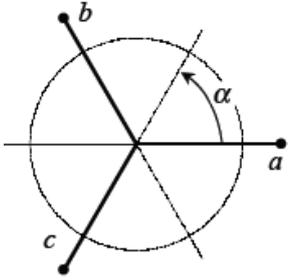
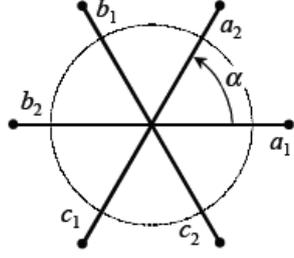
- Machines polyphasées de Type 1 qui sont connues sous l'appellation « machines multi-étoiles ». Elles sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées. $q = 3.n$ ($n = 1, 2, 3, 4, \dots$) [3]

Pour un nombre donné de phases, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes α (décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$.

Pour distinguer les différentes configurations possibles, le terme nombre équivalent de phases a été introduit dans la littérature, on le note q_α il est défini comme suit :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (1.1)$$

Le tableau 1.1 donne le détail de quelques exemples de machines multi-étoile.

Nombre de phases q	Nombre équivalent de phases q_α	Décalage angulaire α	Représentation schématique
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	

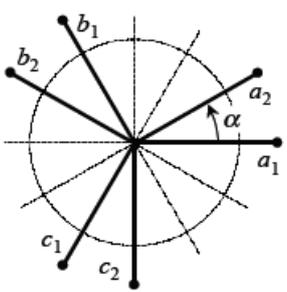
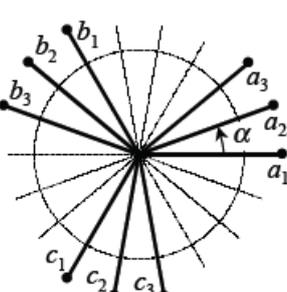
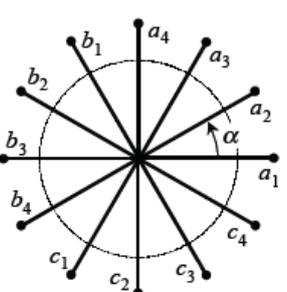
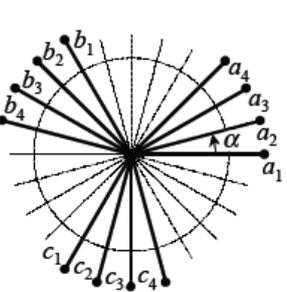
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	
12	12	$\frac{\pi}{12}$	

Tableau 1.1: Machines multiphasées “Type 1” dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois [3].

- Machines polyphasées de Type 2 sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. Nous avons donc toujours [3]:

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \tag{1.2}$$

Le tableau 1.2 donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

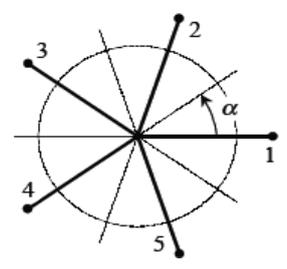
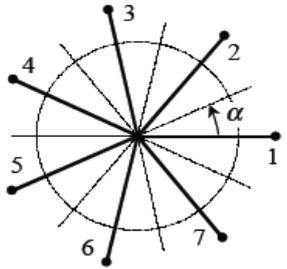
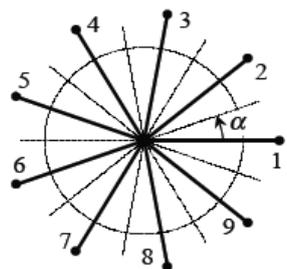
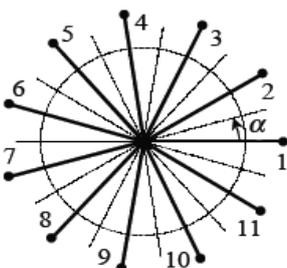
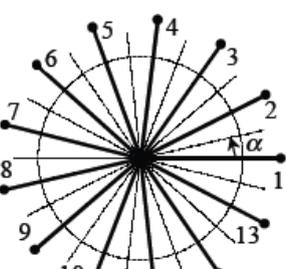
Nombre de phases	Nombre équivalent de phases	Décalage angulaire	Représentation schématique,
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau 1.2 : Machines multiphasées “ Type 2” dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair [3].

1.4. Applications des Machines Multiphasées

Tel qu'il a été mentionné ci-dessus, grâce à leur meilleur couple, leur meilleur rendement et leur capacité à fonctionner en mode dégradé, les machines polyphasées sont utilisées dans différentes applications industrielles de forte puissance. Les domaines les plus indiqués sont la traction ferroviaire, l'automobile, la propulsion navale et les aérogénérateurs [39]-[45]. Dans ce contexte, nous pouvons citer quelques exemples:

- Les sociétés AREVA et Siemens ont développé respectivement des machines à aimants 2*13 phases (Magtronic de 3MW à 150tr/mn) et 12 phases (Permasyn 1,7 à 5MW à 120-150tr/mn) équipant des sous-marins conventionnels [9],[53].



Figure 1.1 : Moteur à 12 phases à aimants permanents pour sous-marins(SIEMENS)[54]

- Machine à 15 phases (3 étoiles à 5 phases) de puissance 20MW réalisée par la société Alstom alimentée par onduleur de tension: moteur pour propulsion électrique de navire [53],[55].

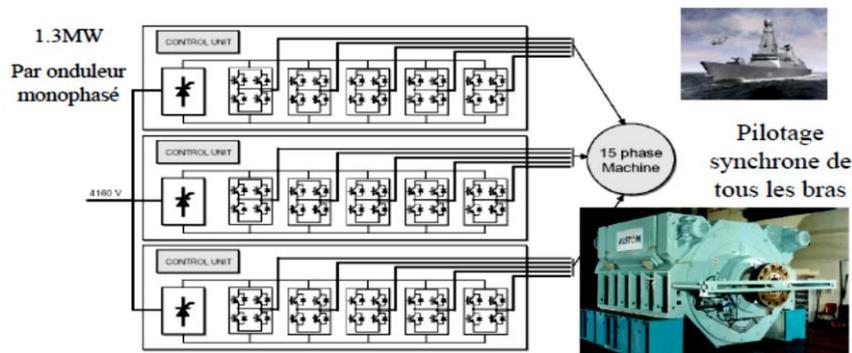


Figure 1.2 : Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases, [54].

- Dans les systèmes de production de l'énergie éolienne, Turbogenset réalise des machines à flux axial multi-disques à 6 phases pour alimentation de secours (1,2MW/20000tr/mn). L'éolienne E40 (600kW) à 84 pôles d'Enercon comporte, elle aussi, 6 phases [9]. La figure (1.3) montre un exemple d'une machine double étoile introduite dans la production de l'énergie électrique basée sur l'énergie éolienne. Elle comporte un multiplicateur placé entre la GASDE et l'arbre de pales, une double tri-capacité branchée aux bornes des étoiles. Pour adapter les tensions des six phases aux tensions du réseau, un transformateur est placé entre la machine et le réseau électrique [55]-[57]

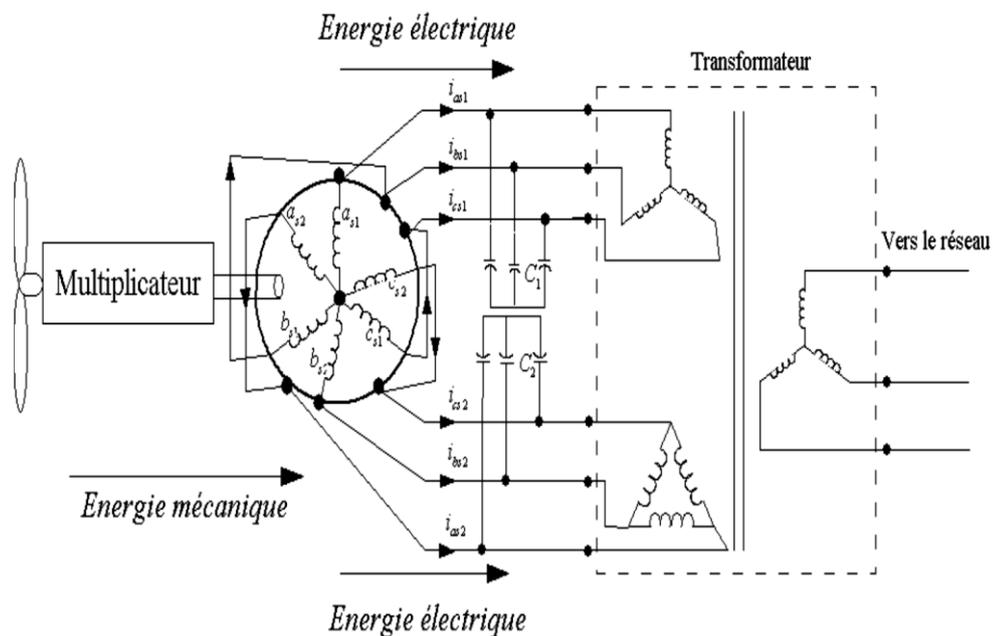


Figure 1.3 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases [55]-[57]

- D'autres applications concernent l'utilisation des machines multiphasées: Machines synchrones à aimants permanents à cinq phases pour ventilateur Siemens pour automobile et à 7 phases pour moteur roue Vélo Electrique MATRA (75Nm/250 W) [53].

1.5. Modèle des machines polyphasées

Dans cette partie nous présentons d'abord les hypothèses de modélisation des MSAP polyphasées. Les modèles des MSAP polyphasées à rotor lisse sont ensuite donnés selon la configuration des enroulements du stator.

1.5.1. Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle simple permettant une description dynamique de la machine synchrone polyphasée à aimants permanents, les hypothèses suivantes sur la machine sont posées [3], [14], [18]:

- La machine possède un rotor à pôle lisses.
- Le stator est connecté en étoile avec neutre en l'air pour annuler la composante homopolaire du courant.
- La saturation est négligée.
- La distribution de la f.m.m. dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables.

1.5.2. Cas lorsque le nombre de phases est un nombre premier impair

Dans cette partie, nous nous intéressons aux machines dites polyphasées possédant un nombre q premier impair de phases régulièrement réparties. Les phases sont supposées identiques. Le déphasage entre deux phases successives est de $\frac{2\pi}{q}$. L'ordre des phases étant illustré par la figure (1.4).

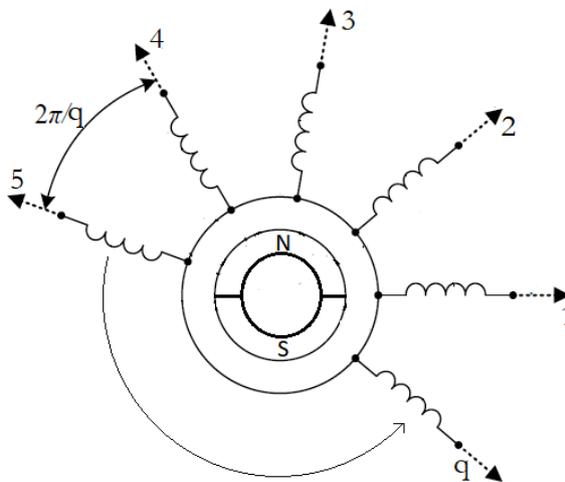


Figure 1.4 : Représentation symbolique d'une machine synchrone polyphasée

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone polyphasées dans la base naturelle s'écrivent sous la forme suivante [1], [7], [9]:

$$[V] = [R] \cdot [I] + [L] \cdot \frac{d}{dt} [I] + \frac{d}{dt} [\Phi_f] \quad (1.3)$$

Avec

$$[I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_q \end{bmatrix}, [V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & R & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \dots & \dots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & \dots & L_{1q} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & \dots & L_{2q} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & \dots & L_{3q} \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ L_{q1} & L_{q2} & L_{q3} & \dots & L_{qq} \end{bmatrix},$$

$$[\Phi_f] \begin{bmatrix} \Phi_{f1} \\ \Phi_{f2} \\ \Phi_{f3} \\ \vdots \\ \Phi_{fq} \end{bmatrix} = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \Phi_{fh} \cos(h\theta) \\ \Phi_{fh} \cos\left(h\left(\theta - \frac{2\pi}{q}\right)\right) \\ \Phi_{fh} \cos\left(h\left(\theta - \frac{4\pi}{q}\right)\right) \\ \vdots \\ \Phi_{fh} \cos\left(h\left(\theta - \frac{2(q-1)\pi}{q}\right)\right) \end{bmatrix}$$

[L] : la matrice d'inductance, [I] le vecteur de courant, [V] le vecteur de tension, $[\Phi_f]$ le vecteur de flux magnétique et R la résistance d'une phase.

Les expressions des forces électromotrices et du couple sont :

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ \vdots \\ E_q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{f1} \\ \Phi_{f2} \\ \Phi_{f3} \\ \vdots \\ \Phi_{fq} \end{bmatrix} = -\omega \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} h\Phi_{fh} \sin(h\theta) \\ h\Phi_{fh} \sin\left(h\left(\theta - \frac{2\pi}{q}\right)\right) \\ h\Phi_{fh} \sin\left(h\left(\theta - \frac{4\pi}{q}\right)\right) \\ \vdots \\ h\Phi_{fh} \sin\left(h\left(\theta - \frac{2(q-1)\pi}{q}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} \sum_{i=1}^q E_i \cdot I_i \quad (1.5)$$

Avec :

$$\omega = \dot{\theta} = p\Omega \quad (1.6)$$

La figure ci-dessous donne une représentation d'une machine polyphasée dans la base naturelle. Sur laquelle, les différentes phases sont couplées magnétiquement [1], [6].

Couplage magnétique entre les phases

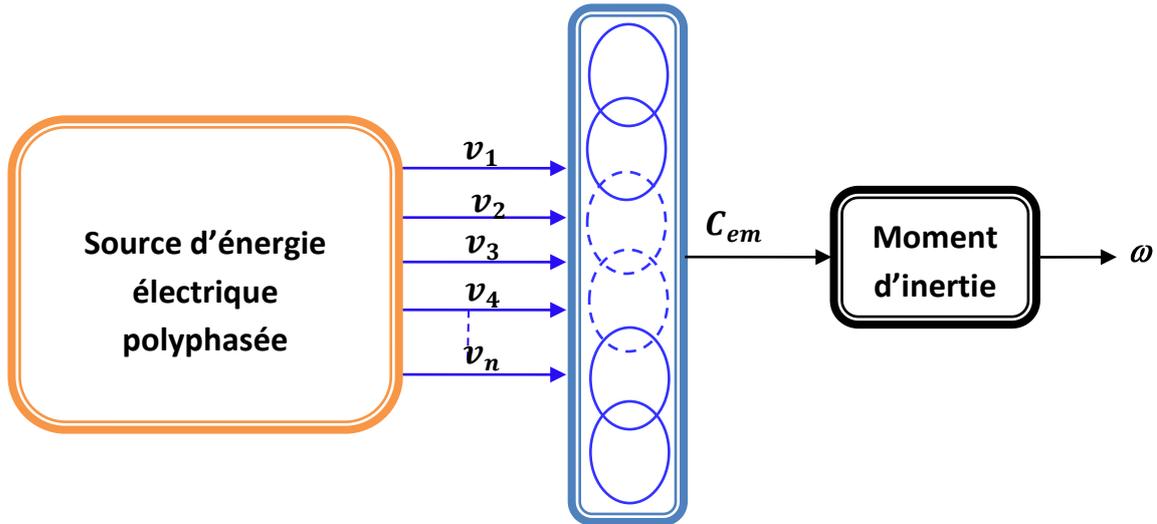


Figure 1.5 : Représentation de la machine polyphasée dans la base naturelle

Afin de simplifier la formulation des équations régissant le fonctionnement de cette machine, nous allons établir le modèle diphasé équivalent de celle-ci.

Ce type de machine polyphasée est équivalent à $(q - 1)/2$ machines biphasées fictives et une monophasée [7], [58], [60]. Ces machines fictives découplées magnétiquement et couplées mécaniquement [1], [6], [7].

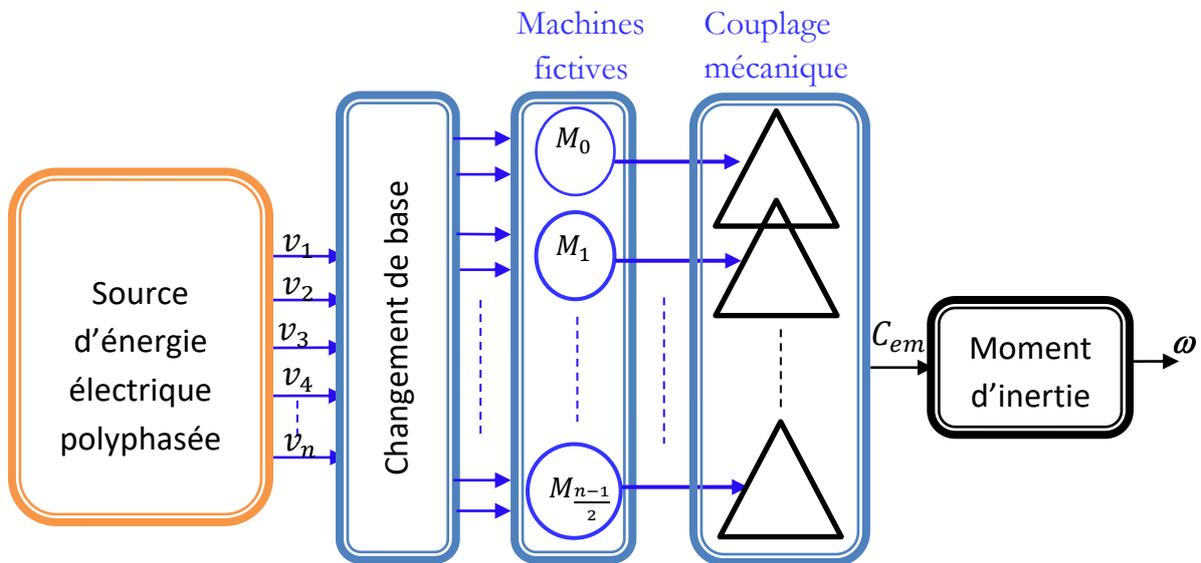


Figure 1.6 : Représentation de la machine polyphasée dans la base fictive

Le passage de la base naturelle à la base fictive se fait par l'intermédiaire de la matrice de Concordia, qui assure le découplage des phases [7], [58], [59].

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_{x1} \\ X_{y1} \\ \vdots \\ X_{x(q-3)/2} \\ X_{y(q-3)/2} \\ X_h \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ \vdots \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{q}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos 2\gamma & \cos 3\gamma & \dots & \cos(q-1)\gamma \\ 0 & \sin \gamma & \sin 2\gamma & \sin 3\gamma & \dots & \sin(q-1)\gamma \\ 1 & \cos 2\gamma & \cos 4\gamma & \cos 6\gamma & \dots & \cos 2(q-1)\gamma \\ 0 & \sin 2\gamma & \sin 4\gamma & \sin 6\gamma & \dots & \sin 2(q-1)\gamma \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & \cos \frac{(q-1)}{2} \gamma & \cos 2 \frac{(q-1)}{2} \gamma & \cos 3 \frac{(q-1)}{2} \gamma & \dots & \cos \frac{(q-1)^2}{2} \gamma \\ 0 & \sin \frac{(q-1)}{2} \gamma & \sin 2 \frac{(q-1)}{2} \gamma & \sin 3 \frac{(q-1)}{2} \gamma & \dots & \sin \frac{(q-1)^2}{2} \gamma \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Où :

$$\gamma = \frac{2\pi}{q}$$

La variable X en (1.7) peut représenter soit la tension, le courant ou le flux de la machine.

Après le passage dans la base de Concordia, les équations de tensions sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_{x1} \\ V_{y1} \\ \vdots \\ V_{x\frac{(q-3)}{2}} \\ V_{y\frac{(q-3)}{2}} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_{x1} \\ I_{y1} \\ \vdots \\ I_{x\frac{(q-3)}{2}} \\ I_{y\frac{(q-3)}{2}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_p & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_p & 0 & 0 & \dots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & L_{s1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & L_{s1} & 0 & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \dots & L_{s(q-3)/2} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & L_{s(q-3)/2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_{x1} \\ I_{y1} \\ \vdots \\ I_{x\frac{(q-3)}{2}} \\ I_{y\frac{(q-3)}{2}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \\ \Phi_{x1} \\ \Phi_{y1} \\ \vdots \\ \Phi_{x\frac{(q-3)}{2}} \\ \Phi_{y\frac{(q-3)}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_p = L_{11} + L_{12} \cos(\gamma) + L_{13} \cos(2\gamma) + \dots L_{1q} \cos((q-1)\gamma) \\ L_{s1} = L_{11} + L_{12} \cos(2\gamma) + L_{13} \cos(4\gamma) + \dots L_{1q} \cos(2(q-1)\gamma) \\ \vdots \\ L_{s\frac{(q-3)}{2}} = L_{11} + L_{12} \cos\left(\frac{(q-1)}{2}\gamma\right) \dots L_{1q} \cos\left(\frac{(q-1)^2}{2}\gamma\right) \end{cases} \quad (1.10)$$

Et l'expression des forces électromotrices et devient :

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \\ E_{x1} \\ E_{y1} \\ \vdots \\ E_{x\frac{(q-3)}{2}} \\ E_{y\frac{(q-3)}{2}} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \\ \Phi_{x1} \\ \Phi_{y1} \\ \vdots \\ \Phi_{x\frac{(q-3)}{2}} \\ \Phi_{y\frac{(q-3)}{2}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{q}} \cdot \omega \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \sum_{q=1}^q -\frac{h}{2} \Phi_{fh} \left[\sin\left(h\theta - (h-1)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) + \sin\left(h\theta - (h+1)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) \right] \\ \sum_{q=1}^q \frac{h}{2} \Phi_{fh} \left[\cos\left(h\theta - (h-1)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) - \cos\left(h\theta - (h+1)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) \right] \\ \sum_{q=1}^q -\frac{h}{2} \Phi_{fh} \left[\sin\left(h\theta - (h-2)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) + \sin\left(h\theta - (h+2)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) \right] \\ \sum_{q=1}^q \frac{h}{2} \Phi_{fh} \left[\cos\left(h\theta - (h-2)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) - \cos\left(h\theta - (h+2)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) \right] \\ \vdots \\ \sum_{q=1}^q -\frac{h}{2} \Phi_{fh} \left[\sin\left(h\theta - \left(h - \frac{q-1}{2}\right)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) + \sin\left(h\theta - \left(h + \frac{q-1}{2}\right)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) \right] \\ \sum_{q=1}^q \frac{h}{2} \Phi_{fh} \left[\cos\left(h\theta - \left(h - \frac{q-1}{2}\right)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) - \cos\left(h\theta - \left(h + \frac{q-1}{2}\right)\frac{2(i-1)\pi}{q}\right) \right] \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Pour les machines à nombre de phases impair, la Table 1-3 résume les projections des groupes d'harmoniques selon les machines fictives pour ces structures de machines [6], [51]:

Machine fictive	Rang d'harmonique
Séquence homopolaire (M0)	Qk
M1	qk ± 1
M2	qk ± 2
M3	qk ± 3
⋮	⋮
M $\frac{q-1}{2}$	qk ± $\frac{q-1}{2}$

Tableau 1.3 Distribution d'harmoniques dans les machines fictives (k = 0, 1, 2, 3...)

Nous constatons que les harmoniques sont distribués de manière cyclique dans les machines fictives. Avec cette répartition, chaque machine se voit associée à une famille d'harmoniques.

La machine principale M1 produit l'essentiel du couple. En se projetant dans les autres machines fictives, la f.e.m. se combine avec les harmoniques de courant pour produire un couple supplémentaire qui s'ajoute à celui de M1. [6], [51].

Si on ne conserve que le premier harmonique de chacun des plans fictifs, le vecteur de force électromotrice s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \\ E_{x1} \\ E_{y1} \\ \vdots \\ E_{x\frac{(q-3)}{2}} \\ E_{y\frac{(q-3)}{2}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q}{2}} \cdot \omega \begin{bmatrix} -\Phi_{f1} \sin(\theta) \\ \Phi_{f1} \cos(\theta) \\ -h_{s1} \Phi_{fs1} \sin(h_{s1}\theta) \\ -h_{s1} \Phi_{fs1} \cos(h_{s1}\theta) \\ -h_{s2} \Phi_{fs2} \sin(h_{s2}\theta) \\ h_{s2} \Phi_{fs2} \cos(h_{s2}\theta) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Les équations obtenues dans le repère de Concordia dépendent de la position du rotor. Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème nous appliquons la transformation de Park. Cette transformation consiste à ramener les enroulements orthogonaux équivalents du repère de Concordia (statique) vers un autre tournant. Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leurs étude et leur analyse [60].

Pour le passage du repère de Concordia au repère de Park, on utilise la relation (1.13). Nous aurons pour chaque grandeur X . [7], [52]:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_{x1} \\ X_{y1} \\ \vdots \\ X_{x(q-3)/2} \\ X_{y(q-3)/2} \\ X_h \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_{x1} \\ X_{y1} \\ \vdots \\ X_{x(q-3)/2} \\ X_{y(q-3)/2} \\ X_h \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \cos h_{s1}\theta & -\sin h_{s1}\theta & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \sin h_{s1}\theta & \cos h_{s1}\theta & 0 & 0 & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos h_{s2}\theta & \sin h_{s2}\theta & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sin h_{s2}\theta & \cos h_{s2}\theta & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

En appliquant (1.13) au modèle de la machine dans le repère de Concordia, les équations de la machine deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R \cdot I_d + L_p \frac{d}{dt} I_d - \omega \cdot L_p \cdot I_q \\ V_q = R \cdot I_q + L_p \frac{d}{dt} I_q + \omega \cdot L_p \cdot I_d + \sqrt{\frac{q}{2}} \cdot \omega \Phi_{fp} \\ V_{x1} = R \cdot I_{x1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{x1} + h_{s1} \omega \cdot L_{s1} \cdot I_{y1} \\ V_{y1} = R \cdot I_{y1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{y1} - h_{s1} \omega \cdot L_{s1} \cdot I_{x1} - \sqrt{\frac{q}{2}} \cdot h_{s1} \omega \Phi_{fs1} \\ V_{x2} = R \cdot I_{x2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{x2} - h_{s2} \omega \cdot L_{s2} \cdot I_{y2} \\ V_{y2} = R \cdot I_{y2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{y2} + h_{s2} \omega \cdot L_{s2} \cdot I_{x2} + \sqrt{\frac{q}{2}} \cdot h_{s2} \omega \Phi_{fs2} \\ \vdots \end{array} \right. \quad (1.15)$$

L'expression du couple dans le nouveau référentiel est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{q}{2}} p \cdot \left(\Phi_{fp} \cdot i_q + \sum_{i=1}^{\frac{q-3}{2}} h_{si} \Phi_{fsi} \cdot i_{yi} \right) \quad (1.16)$$

Equation mécanique :

En considérant l'inertie J des parties tournantes, le couple électromagnétique développé C_{em} et les couples résistants C_r pour la charge et $K_f \cdot \omega_r$ de frottements visqueux , l'équation mécanique de la machine peut s'écrire :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \omega_r \quad (1.17)$$

1.5.2.1. Exemple applicatif (machine pentaphasée)

Considérons comme exemple des machines synchrones polyphasées, avec le nombre de phases est un nombre premier impair, la machine synchrone pentaphasée qui a attiré beaucoup l'attention des chercheurs au cours des dernières années. La figure (1.7) donne une représentation symbolique de cette machine.

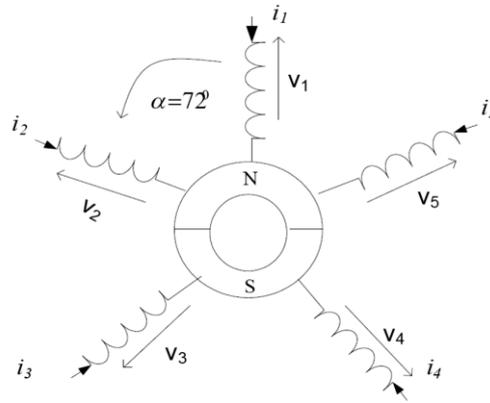


Figure 1.7 : Représentation symbolique d'une machine synchrone pentaphasée

Dans la base naturelle, L'équation électrique de la machine pentaphasée peut être écrite sous la forme matricielle suivante [48], [61]-[63]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} & L_{15} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} & L_{25} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} & L_{35} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} & L_{45} \\ L_{51} & L_{52} & L_{53} & L_{54} & L_{55} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{f1} \\ \Phi_{f2} \\ \Phi_{f3} \\ \Phi_{f4} \\ \Phi_{f5} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

La machine pentaphasée est équivalente à trois sous machines pentaphasées fictives découplées magnétiquement et couplées mécaniquement [1],[51],[64],[65].

Ces trois machines fictives sont appelées respectivement machine principale, machine secondaire et machine homopolaire [1],[51].

L'application de la transformation de Concordia au modèle de la machine conduit aux équations suivantes [48], [64]:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_x \\ V_y \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_x \\ I_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_x \\ I_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \\ \Phi_x \\ \Phi_y \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_p = L_{11} + L_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + L_{13} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + L_{14} \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) + L_{15} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ L_s = L_{11} + L_{12} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + L_{13} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) + L_{14} \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) + L_{15} \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \end{cases} \quad (1.20)$$

Après simplification :

$$\begin{cases} L_p = L_{11} + 2L_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + 2L_{13} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ L_s = L_{11} + 2L_{12} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + 2L_{13} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \end{cases} \quad (1.21)$$

Et si on ne conserve que le premier harmonique de chacun des plans fictifs, le vecteur de force électromotrice s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \\ \Phi_x \\ \Phi_y \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \omega \begin{bmatrix} -\Phi_{fp} \sin(\theta) \\ \Phi_{fp} \cos(\theta) \\ -3\Phi_{fs} \sin(3\theta) \\ -3\Phi_{fs} \cos(3\theta) \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

En combinant les transformations de Park et de Clark, le modèle électrique de chaque machine fictive peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega \cdot L_p \\ \omega \cdot L_p & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_p & 0 \\ 0 & L_p \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{fp} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 3\omega \cdot L_s \\ -3\omega \cdot L_s & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot 3\omega \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{fs} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.23)$$

Les équations électriques de la MSAP pentaphasée peuvent être modélisées par une représentation d'état sous la forme suivante :

- Machine principale

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_p} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \frac{\omega}{L_p} \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

- Machine secondaire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & -3\omega \\ 3\omega & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \frac{3\omega}{L_s} \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{fs} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Le Couple électromagnétique de la machine s'écrit :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{5}{2}} p (\Phi_{fp} \cdot i_q + 3\Phi_{fs} \cdot i_y) \quad (1.26)$$

1.5.3. Modèle des machines multi-étoiles

Ce type de machine est modélisé comme $\frac{n}{3}$ machines triphasées (étoiles triphasées) [58],[60], l'équation vectorielle en tension pour chaque étoile i dans la base naturelle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{ai} \\ V_{bi} \\ V_{ci} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ai} \\ I_{bi} \\ I_{ci} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ai} \\ I_{bi} \\ I_{ci} \end{bmatrix} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \left\{ \begin{bmatrix} M_{aiaj} & M_{aibj} & M_{aicj} \\ M_{biaj} & M_{bibj} & M_{bicj} \\ M_{ciaj} & M_{cibj} & M_{cicj} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{aj} \\ I_{bj} \\ I_{cj} \end{bmatrix} \right\} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ai} \\ \Phi_{bi} \\ \Phi_{ci} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Où

$[I_{ai} I_{bi} I_{ci}]^t$: est le vecteur de courant de l'étoile i .

$[V_{ai} V_{bi} V_{ci}]^t$: est le vecteur de tension de l'étoile i .

$[\Phi_{ai} \Phi_{bi} \Phi_{ci}]^t$ est le vecteur de flux des aimants à travers les bobines de l'étoile i .

Leur expression est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ai} \\ \Phi_{bi} \\ \Phi_{ci} \end{bmatrix} = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta - (i - 1)) \\ \cos\left(\theta - (i - 1) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - (i - 1) - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

L'inductance mutuelle entre deux phases d'une même étoile est définie par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_f + M_s & -\frac{M_s}{2} & -\frac{M_s}{2} \\ -\frac{M_s}{2} & l_f + M_s & -\frac{M_s}{2} \\ -\frac{M_s}{2} & -\frac{M_s}{2} & l_f + M_s \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Avec : l_f est l'inductance de fuite, et M_s est l'inductance propre de chaque phase.

Compte tenu du décalage électrique entre les étoiles et de la symétrie du bobinage, la matrice inductance mutuelle entre étoiles s'écrit:

$$\begin{bmatrix} M_{aiaj} & M_{aibj} & M_{aicj} \\ M_{biaj} & M_{bibj} & M_{bicj} \\ M_{ciaj} & M_{cibj} & M_{cicj} \end{bmatrix} = M_s \begin{bmatrix} \cos((j - i)\alpha) & \cos\left((j - i)\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left((j - i)\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left((j - i)\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos((j - i)\alpha) & \cos\left((j - i)\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left((j - i)\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left((j - i)\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos((j - i)\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

On peut l'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} M_{aiaj} & M_{aibj} & M_{aicj} \\ M_{biaj} & M_{bibj} & M_{bicj} \\ M_{ciaj} & M_{cibj} & M_{cicj} \end{bmatrix} = M \cdot C^t \cdot P((j-i)\alpha) \cdot C \quad (1.31)$$

Avec :

$$M = \frac{3M_s}{2}, C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, P((j-i)\alpha) = \begin{bmatrix} \cos((j-i)\alpha) & -\sin((j-i)\alpha) \\ \sin((j-i)\alpha) & \cos((j-i)\alpha) \end{bmatrix}$$

Etant donné les conditions d'équilibre et la connexion étoile de chaque phase, c'est-à-dire, $I_{ai} + I_{bi} + I_{ci} = 0$, la matrice d'inductance mutuelle entre deux phases d'une même étoile peuvent être remplacées par l'inductance cyclique L des enroulements triphasés de chaque étoile ($L = l_f + 3M_s/2$), compte tenu de cette simplification, la relation (1.27) peut donc se réécrire de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ai} \\ V_{bi} \\ V_{ci} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{ai} \\ I_{bi} \\ I_{ci} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ai} \\ I_{bi} \\ I_{ci} \end{bmatrix} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \left\{ M \cdot C^t \cdot P((j-i)\alpha) \cdot C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{aj} \\ I_{bj} \\ I_{cj} \end{bmatrix} \right\} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ai} \\ \Phi_{bi} \\ \Phi_{ci} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Les expressions des forces électromotrices et du couple sont :

$$\begin{bmatrix} E_{ai} \\ E_{bi} \\ E_{ci} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ai} \\ \Phi_{bi} \\ \Phi_{ci} \end{bmatrix} = \Phi_f \cdot \omega \begin{bmatrix} -\sin(\theta - (i-1)) \\ -\sin\left(\theta - (i-1) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\theta - (i-1) - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} \sum_{i=1}^{\frac{n}{3}} (E_{ai} \cdot I_{ai} + E_{bi} \cdot I_{bi} + E_{ci} \cdot I_{ci}) \quad (1.34)$$

Avec :

$$\omega = \dot{\theta} = p\Omega$$

Afin de simplifier la formulation des équations qui régissent le fonctionnement de la machine, nous allons établir le modèle diphasé équivalent de la MSAP-ME. Pour ce faire, nous projetons les grandeurs des toutes les étoiles dans un repère (α, β) tel que l'axe α est confondu avec l'axe de la première phase de l'étoile 1. Du fait du décalage angulaire $(i - 1)\alpha$ entre l'étoile 1 et l'étoile i , il est plus commode d'appliquer une rotation d'angle fixe $(i - 1)\alpha$ aux grandeurs de l'étoile i afin des les projeter dans le même repère (α, β) [60].

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha i} \\ X_{\beta i} \end{bmatrix} = P((i - 1)\alpha) \cdot C \cdot \begin{bmatrix} X_{ai} \\ X_{bi} \\ X_{ci} \end{bmatrix} \tag{1.35}$$

Où C désigne la matrice de Concordia et $P((i - 1)\alpha)$ désigne la matrice rotation d'un angle $(i - 1)\alpha$ selon l'étoile i .

La Figure (1.8) représente les bobines fictives α et β parcourues par les courants i_α et i_β (bobinage diphasé équivalent du bobinage triphasé de chaque étoile); l'axe des bobines fictives coïncide avec l'axe de la première phase de la première étoile.

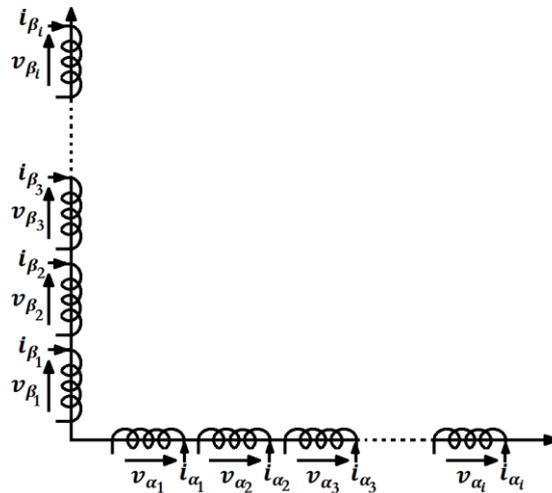


Figure 1.8 : Représentation les bobines fictives diphasées $\alpha - \beta$.

Compte tenu des relations 1.32 et 1.35, on obtient les équations de tensions des bobines diphasées équivalentes :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha i} \\ V_{\beta i} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{\alpha i} \\ I_{\beta i} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha i} \\ I_{\beta i} \end{bmatrix} + M \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \left\{ \frac{d}{dt} [I_{\alpha j}] \right\} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha i} \\ \Phi_{\beta i} \end{bmatrix} \tag{1.36}$$

Les expressions des forces électromotrices et du couple électromagnétique s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} E_{\alpha i} \\ E_{\beta i} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha i} \\ \Phi_{\beta i} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \Phi_f \cdot \omega \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} \sum_{i=1}^{\frac{n}{3}} (E_{\alpha i} \cdot I_{\alpha i} + E_{\beta i} \cdot I_{\beta i}) \quad (1.38)$$

Le modèle obtenu dans le repère de Concordia de la MSAP-ME à rotor lisse est relativement simple et ses paramètres sont des constantes. Cependant, ses variables (tension, courant, flux totaux) sont des grandeurs alternatives et l'expression du couple est une fonction non-linéaire de la position rotorique. Pour simplifier ce problème nous appliquons la transformation de Park [60].

Le passage aux grandeurs continues (dq) s'effectue en appliquant la rotation d'un angle θ . Ainsi nous aurons pour chaque grandeur X :

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha i} \\ X_{\beta i} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_{ai} \\ X_{\beta i} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

En effet, et après simplification, on pourra ainsi écrire les équations de tension pour chacune des étoiles dans le repère dq comme suit:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{di} \\ V_{qi} \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} I_{di} \\ I_{qi} \end{bmatrix} + L_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{di} \\ I_{qi} \end{bmatrix} + \omega \cdot L \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{di} \\ I_{qi} \end{bmatrix} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \left\{ \omega \cdot M \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \right. \\ &\left. \begin{bmatrix} I_{dj} \\ I_{qj} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dj} \\ I_{qj} \end{bmatrix} \right\} + \left\{ \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha i} \\ \Phi_{\beta i} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha i} \\ \Phi_{\beta i} \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (1.40)$$

Les expressions des forces électromotrices et du couple électromagnétique s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} E_{id} \\ E_{\beta q} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha d} \\ \Phi_{\beta q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \Phi_f \cdot \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} \sum_{i=1}^{\frac{n}{3}} E_{qi} \cdot I_{qi} = \sum_{i=1}^{\frac{n}{3}} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \Phi_f \cdot p \cdot I_{qi} \quad (1.42)$$

On écrit la relation matricielle (1.40) sous forme d'équations comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{di} = R \cdot I_{di} + L \cdot \frac{d}{dt} I_{di} - \omega L \cdot I_{qi} + M \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \frac{d}{dt} I_{dj} - M \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \omega I_{qj} \\ V_{qi} = R \cdot I_{qi} + L \cdot \frac{d}{dt} I_{qi} + \omega L \cdot I_{di} + M \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \frac{d}{dt} I_{qj} + M \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{\frac{n}{3}} \omega I_{dj} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \Phi_f \end{array} \right. \quad (1.43)$$

I.5.3.1. Exemple de modélisation de machines multi-étoiles (machine hexaphasée)

Pour les machines synchrones polyphasées (multi-étoiles) on considère comme exemple la machine synchrone hexaphasée (MSAPH) qui présente un bon compromis technico-économique.

En considérant les six phases réparties sur le stator en deux enroulements triphasés décalés de α , La figure (1.9) donne une représentation symbolique de cette machine [66]-[69].

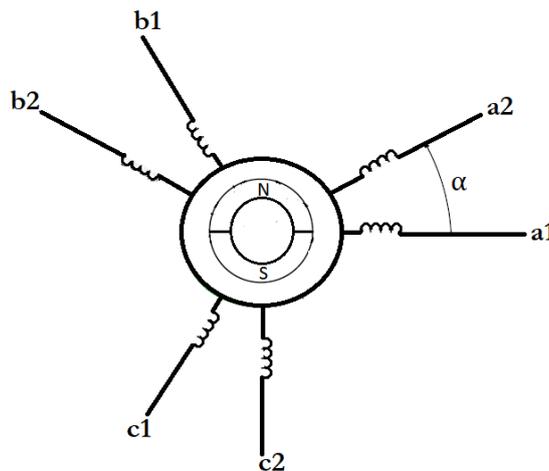


Figure 1.9 : Représentation symbolique d'une machine synchrone hexaphasée

On peut écrire les équations électriques de la MSAPH sous la forme matricielle [66]-[68].

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} \\ M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} \\ M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} \\ M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} \\ M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} \end{bmatrix} = \frac{3M_s}{2} C^t \cdot P(\alpha) \cdot C \quad (1.46)$$

$$\begin{bmatrix} M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} \end{bmatrix} = \frac{3M_s}{2} C^t \cdot P(-\alpha) \cdot C \quad (1.47)$$

Les équations de tension (1.44) et (1.45) deviennent alors [68]:

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \end{bmatrix} + M \cdot C^t \cdot P(\alpha) \cdot C \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + M \cdot C^t \cdot P(-\alpha) \cdot C \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

Les équations électriques de la MSAPH (1.48) et (1.49) se réécrivent dans le plan de $(\alpha\beta)$ en utilisant la matrice de Concordia. Elles sont données sous la forme suivante [66],[69], [70]:

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \end{bmatrix} + M \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha 2} \\ I_{\beta 2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha 1} \\ \Phi_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{\alpha 2} \\ I_{\beta 2} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha 2} \\ I_{\beta 2} \end{bmatrix} + M \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha 2} \\ \Phi_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

A l'aide de la transformation de Park $P(\theta)$, on obtient le modèle de Park (d-q) de la MSAPH à rotor lisse [66]-[68]

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = R \cdot I_{d1} + L \cdot \frac{d}{dt} I_{d1} - \omega \cdot L \cdot I_{q1} + M \cdot \frac{d}{dt} I_{d2} - M \cdot \omega I_{q2} \\ V_{q1} = R \cdot I_{q1} + L \cdot \frac{d}{dt} I_{q1} + \omega \cdot L \cdot I_{d1} + M \cdot \frac{d}{dt} I_{q2} + M \cdot \omega I_{d2} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \Phi_f \\ V_{d2} = R \cdot I_{d2} + L \cdot \frac{d}{dt} I_{d2} - \omega \cdot L \cdot I_{q2} + M \cdot \frac{d}{dt} I_{d1} - M \cdot \omega I_{q1} \\ V_{q2} = R \cdot I_{q2} + L \cdot \frac{d}{dt} I_{q2} + \omega L \cdot I_{d2} + M \cdot \frac{d}{dt} I_{q1} + M \cdot \omega I_{d1} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \Phi_f \end{array} \right. \quad (1.52)$$

L'expression du couple de la MSAPH à rotor lisse s'écrit comme suit :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \Phi_f \cdot p \cdot (I_{q1} + I_{q2}) \quad (1.53)$$

Les équations électriques de la MSAPH peuvent être modélisées par une représentation d'état sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d2} \\ I_{q2} \end{bmatrix} &= \frac{1}{M^2 - L^2} \begin{bmatrix} -L & 0 & M & 0 \\ 0 & -L & 0 & M \\ M & 0 & -L & 0 \\ 0 & M & 0 & -L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} \\
&- \frac{1}{M^2 - L^2} \begin{bmatrix} RL & -\omega(M^2 - L^2) & RM & 0 \\ \omega(M^2 - L^2) & RL & 0 & RM \\ RM & 0 & RL & -\omega(M^2 - L^2) \\ 0 & RM & \omega(M^2 - L^2) & RL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d2} \\ I_{q2} \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega \\
&\cdot \frac{\varphi_f}{M^2 - L^2} \begin{bmatrix} 0 \\ M - L \\ 0 \\ M - L \end{bmatrix} \tag{1.54}
\end{aligned}$$

I.6. Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à une étude sur les types de machines multiphasées selon le nombre de phases. Les avantages et les inconvénients, ainsi que leurs utilisations en été énumérées. Deux méthodes générales de modélisation mathématique pour des machines polyphasées ont été présentées selon la configuration des enroulements du stator. La première méthode est applicable pour une machine ayant un nombre impair premier de phases. Celle-ci utilise une combinaison de la transformation étendue de Park et de Clark. La deuxième méthode est utilisée dans le cas d'une machine possédant un nombre de phases multiple de trois. Dans ce dernier cas, la machine est représentée comme plusieurs étoiles triphasées, où la transformation de Park traditionnelle est appliquée à chacune d'entre elles afin d'obtenir plusieurs ensembles dq.

Pour chaque méthode de modélisation, nous avons donné un exemple de la machine multiphasée la plus étudiée, la machine à 5 phases pour la première méthode et la machine à 6 phases pour la seconde.

Chapitre 02

Les onduleurs multi-bras de tension à modulation de largeur d'impulsions (MLI)

2.1. Introduction

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis la réalisation d'organes de commande évolués avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [56], [71], [72].

Ces développements ont contribué à l'utilisation croissante des machines polyphasées dans la plupart des applications industrielles alimentées par l'intermédiaire d'onduleurs de tension multi-bras. Ces derniers peuvent être commandés en utilisant plusieurs techniques telles que la commande par hystérésis et la technique de Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI) avec la stratégie triangulo-sinusoïdale, pré-calculée, et la MLI vectorielle [73] [74].

Les onduleurs de tension à MLI sont toujours choisis pour obtenir une tension sinusoïdale. En plus du réglage de l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur, en poussant les harmoniques d'ordre faible vers des fréquences plus élevées. Cela permet un filtrage plus facile et peu coûteux de la tension de sortie, car la taille des composants du filtre est plus petite.

Nous nous limitons dans ce chapitre à présenter les onduleurs de tension alimentant les machines polyphasées, commandés par la technique MLI vectorielle. Pour ce faire, la modélisation des onduleurs à n bras sera traitée et particularisée aux cinq bras, avec une présentation détaillée et des simulations de la technique MLI vectorielle.

2.2. Modélisation de l'onduleur multi-bras

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative. Il est constitué de cellule de commutation généralement à transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération [75].

Etant donné les conditions d'équilibre et la connexion en étoile, on peut écrire :

$$\sum_{n=1}^q v_{sn} = 0 \quad (2.3)$$

C'est-à-dire :

$$\sum_{n=1}^q (V_{dc} \cdot S_n - v_N) = 0 \quad (2.4)$$

Donc :

$$v_N = \frac{V_{dc}}{q} \sum_{n=1}^q S_n \quad (2.5)$$

à partir des équations(2.1), (2.2), et (2.5), la tension simple v_{si} s'écrit comme suit :

$$v_{si} = V_{dc} \cdot S_i - \frac{V_{dc}}{q} \sum_{n=1}^q S_n = \frac{V_{dc}}{q} \left(qS_i - \sum_{n=1}^q S_n \right) \quad (2.6)$$

Donc :

$$v_{si} = \frac{V_{dc}}{q} \left((q - 1)S_i - \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq i}}^q S_n \right) \quad (2.7)$$

Les expressions des tensions simples pour un onduleur polyphasé s'expriment sous la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \vdots \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{q} \begin{bmatrix} q-1 & -1 & \dots & \dots & -1 \\ -1 & q-1 & -1 & -1 & -1 \\ \vdots & -1 & \ddots & -1 & \vdots \\ \vdots & \vdots & -1 & \ddots & -1 \\ -1 & -1 & \dots & -1 & q-1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Pour les machines multi-étoiles, chaque étoile peut être alimentée par son propre onduleur comme le montre la figure (2.2). Si les étoiles sont triphasées, on peut directement employer plusieurs onduleurs de tension triphasés. Ces onduleurs

«classiques» sont largement répandus et évitent l'étude d'onduleurs de conception particulière [1].

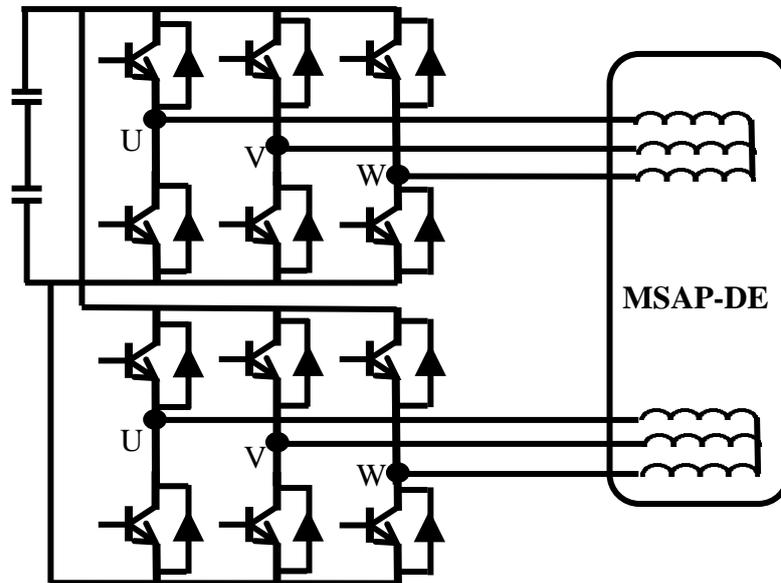


Figure 2.2 : Structure d'onduleur pour une MSAP double étoile

2.3. Modélisation et commande de l'onduleur à 5 bras

2.3.1. Modélisation de l'onduleur à 5 bras

La figure 2.3 montre le schéma de principe d'un onduleur de tension pentaphasé alimentant le stator de la MSAP pentaphasée couplée en étoile. Il est composé de cinq bras contenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur de puissance est réalisé par un IGBT en antiparallèle avec une diode, où ces composants sont supposés parfaits.

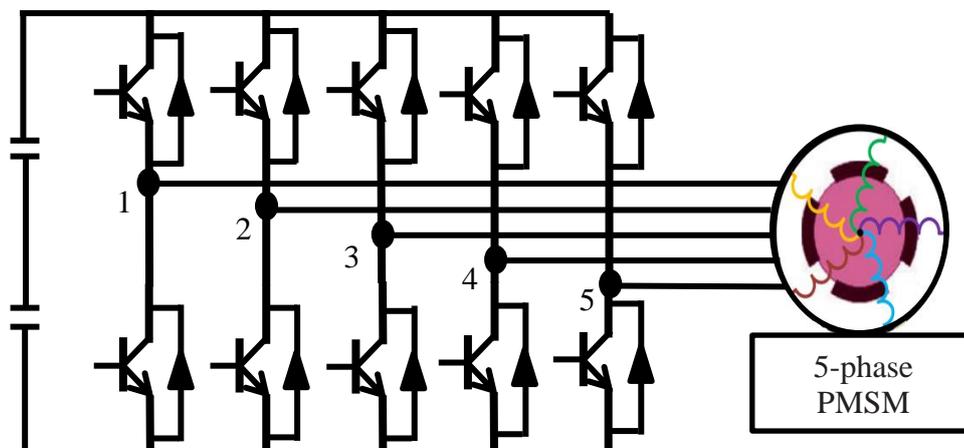


Figure 2.3 : Schéma de principe d'un onduleur de tension pentaphasé

Les états des interrupteurs sont représentés par un vecteur de dimension (5x1) donné par:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Les tensions de phases en fonction de l'état de conduction de l'onduleur s'expriment [7], [75]-[77]:

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \\ V_{s4} \\ V_{s5} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Les combinaisons des 5 grandeurs ($S_1 S_2 S_3 S_4 S_5$) permettent de générer 32 positions du vecteur $[V]$ dont 2 correspondent au vecteur nul : ($S_1 S_2 S_3 S_4 S_5$) = (00000) ou (11111)

Dans le référentiel naturel, les vecteurs de tension peuvent s'écrire [1]:

$$\vec{V} = V_{s1} \cdot \vec{x}_a + V_{s2} \cdot \vec{x}_b + V_{s3} \cdot \vec{x}_c + V_{s4} \cdot \vec{x}_d + V_{s5} \cdot \vec{x}_e \quad (2.11)$$

En utilisant les deux équations (1.7) et (1.8) (avec $q=5$), et en introduisant une notation complexe, le vecteur tension dans les deux plans principal et secondaire peut se mettre sous la forme [8],[64]:

$$V_P = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(V_{s1} + V_{s2} e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_{s3} e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_{s4} e^{j\frac{6\pi}{5}} + V_{s5} e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \quad (2.12)$$

$$V_S = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(V_{s1} + V_{s2} e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_{s3} e^{j\frac{8\pi}{5}} + V_{s4} e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_{s5} e^{j\frac{6\pi}{5}} \right) \quad (2.13)$$

En combinant les relations (2.10) et (2.12), le vecteur tension dans le plan principal devient:

$$V_P = \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_1 + S_2 e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_3 e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_4 e^{j\frac{6\pi}{5}} + S_5 e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \quad (2.14)$$

En adoptant la même démarche pour le vecteur tension dans le plan secondaire on obtient :

$$V_S = \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_1 + S_2 e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_3 e^{j\frac{8\pi}{5}} + S_4 e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_5 e^{j\frac{6\pi}{5}} \right) \quad (2.15)$$

Le Tableau 2.1 donne les coordonnées des vecteurs tension dans les différents plans. Ces valeurs sont normalisées par rapport à la tension du bus continu. Les projections des vecteurs tension dans chaque plan fictif considéré sont présentées sur les Figures 2.4 et 2.5 [1], [7], [8], [64], [78].

	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	plan principal	plan secondaire
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	0	0	0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-2\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-4\pi}{5}}$
V_2	0	0	0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-4\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{5}}$
V_3	0	0	0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-3\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{4\pi}{5}}$
V_4	0	0	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{4\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-2\pi}{5}}$
V_5	0	0	1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{-4\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-3\pi}{5}}$
V_6	0	0	1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\pi}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j0}$

V_7	0	0	1	1	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-4\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{-3\pi}{5}}$
V_8	0	1	0	0	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{4\pi}{5}}$
V_9	0	1	0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j0}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\pi}$
V_{10}	0	1	0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{4\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{3\pi}{5}}$
V_{11}	0	1	0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{3\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{4\pi}{5}}$
V_{12}	0	1	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{3\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{-4\pi}{5}}$
V_{13}	0	1	1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{3\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-4\pi}{5}}$
V_{14}	0	1	1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{4\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{3\pi}{5}}$
V_{15}	0	1	1	1	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\pi}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\pi}$
V_{16}	1	0	0	0	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j0}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j0}$

V_{17}	1	0	0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{-2\pi}{5}}$
V_{18}	1	0	0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{-2\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{\pi}{5}}$
V_{19}	1	0	0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-2\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{\pi}{5}}$
V_{20}	1	0	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{2\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-\pi}{5}}$
V_{21}	1	0	1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{-\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{-2\pi}{5}}$
V_{22}	1	0	1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\pi}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j0}$
V_{23}	1	0	1	1	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-3\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-\pi}{5}}$
V_{24}	1	1	0	0	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{2\pi}{5}}$
V_{25}	1	1	0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j0}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\pi}$
V_{26}	1	1	0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{2\pi}{5}}$

V_{27}	1	1	0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{3\pi}{5}}$
V_{28}	1	1	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) e^{j\frac{2\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{-\pi}{5}}$
V_{29}	1	1	1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{-3\pi}{5}}$
V_{30}	1	1	1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{3\pi}{5}}$	$\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{5}}$
V_{31}	1	1	1	1	1	0	0

Tableau 2.1: Vecteurs tension d'un onduleur pentaphasé

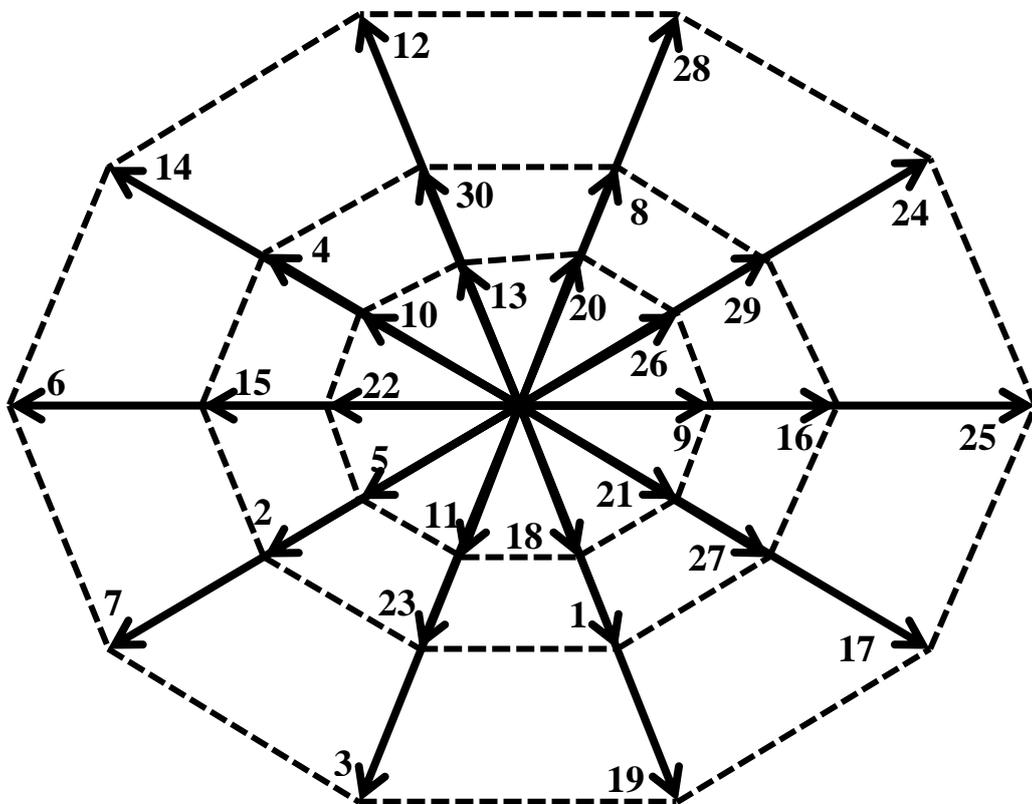


Figure 2.4 : Projection des vecteurs tension dans le plan principal

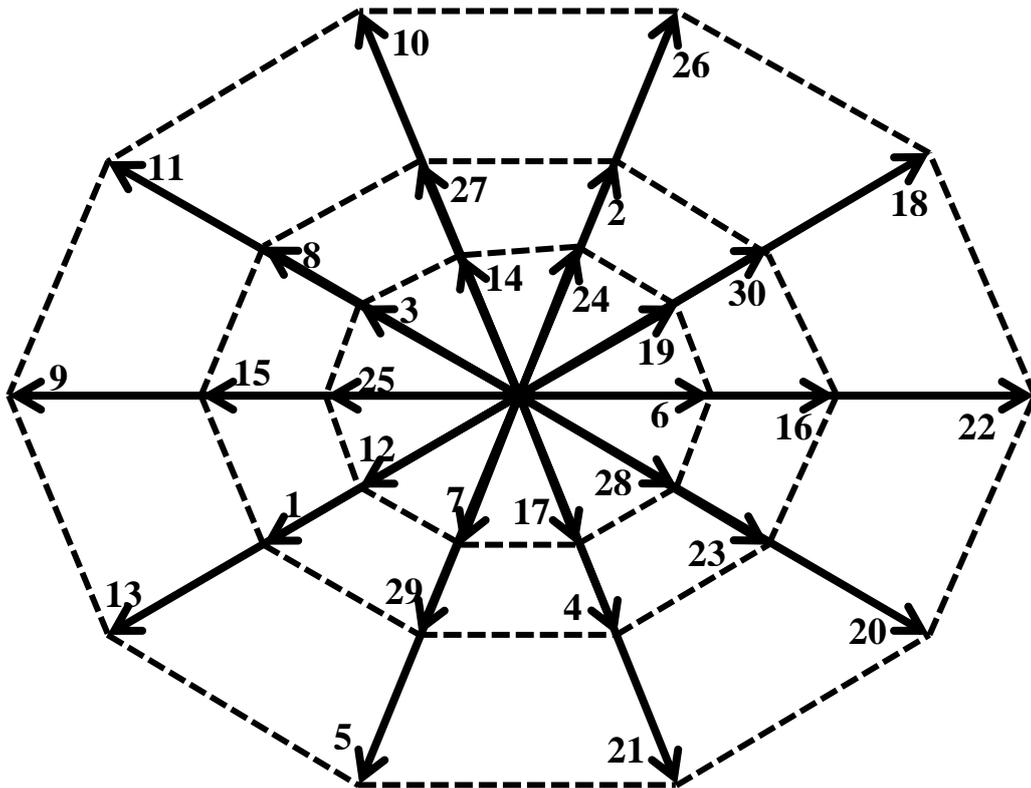


Figure 2.5 : Projection des vecteurs tension dans le plan secondaire

Dans ces plans fictifs on distingue quatre groupes [1]:

- Le groupe 1 composé de deux vecteurs v_0 et v_{31} ont une projection nulle dans les deux plans considérés.
- Le groupe 2 composé de 10 vecteurs $v_3, v_6, v_7, v_{12}, v_{14}, v_{17}, v_{19}, v_{24}, v_{25}, v_{28}$ qui forment le décagone supérieur dans le plan principal et l'inférieur dans l'autre.
- Le groupe 3 composé de 10 vecteurs $v_5, v_9, v_{10}, v_{11}, v_{13}, v_{18}, v_{20}, v_{21}, v_{22}, v_{26}$ qui forment le décagone inférieur dans le plan principal et le supérieur dans l'autre.
- Le groupe 4 composé de 10 vecteurs $v_1, v_2, v_4, v_8, v_{15}, v_{16}, v_{23}, v_{27}, v_{29}, v_{30}$ qui forment le décagone intermédiaire dans chacun des plans considérés.

Après avoir présenté la modélisation de l'onduleur, nous rappellerons le principe de fonctionnement de la technique de modulation vectorielle (MLIV). En effet, cette technique sera utilisée par la suite.

2.3.2. La technique de modulation vectorielle (MLIV)

Dans la commande des machines synchrones ou asynchrones, la MLI vectorielle ou « Space Vector PWM » en anglo-saxon est très utilisée en électronique de

puissance [74] et particulièrement avec les machines triphasées, et récemment avec les machines polyphasées [79]. Cette technique doit satisfaire certains critères tels que [8], [79]-[82]:

- Chaque interrupteur de puissance peut changer d'état deux fois pendant la période d'échantillonnage (une fois de l'état ouvert à l'état ferme et une fois de l'état ferme à l'état ouvert ou inversement),
- La valeur efficace du fondamental de la tension de sortie doit être égale à celle de la tension de référence dans le plan principal.
- La tension du bus continu doit être exploitée au maximum.
- Etant donné que l'onduleur va alimenter la charge en tensions sinusoïdales, les harmoniques doivent être minimisées et en particulier aux troisième et septième harmoniques, en minimisant les composantes dans le plan secondaire.

2.3.2.1 Application de vecteurs de grand décagone uniquement

Puisque l'objectif est de générer la référence de tension correcte dans le plan principale et de générer des tensions les plus petites possibles dans le plan secondaire pour réduire fortement les courants parasites (car ils ne génèrent pas de couple) dans la machine secondaire. Dans ce cas-là, on utilise les vecteurs v_0 et v_{31} qui ont une projection nulle et le groupe 2 de 10 vecteurs de même norme qui représente le décagone supérieur dans le plan principal [1].

D'après la figure 2.6, on remarque que les 10 vecteurs actifs définissent dix secteurs angulaires de $\frac{\pi}{5}$ rad.

Le vecteur de tension de référence qui se trouve dans un secteur i ($i = 1, 2, \dots, 10$) formé par V_i et V_{i+1} est évalué approximativement sur une période de commutation T . Ce vecteur est estimé par l'application du vecteur V_i pendant un temps t_i puis le vecteur V_{i+1} pendant un temps t_{i+1} . La somme des durées d'application de ces deux vecteurs doit être inférieure à la période de commutation T de l'onduleur. Afin de maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T .

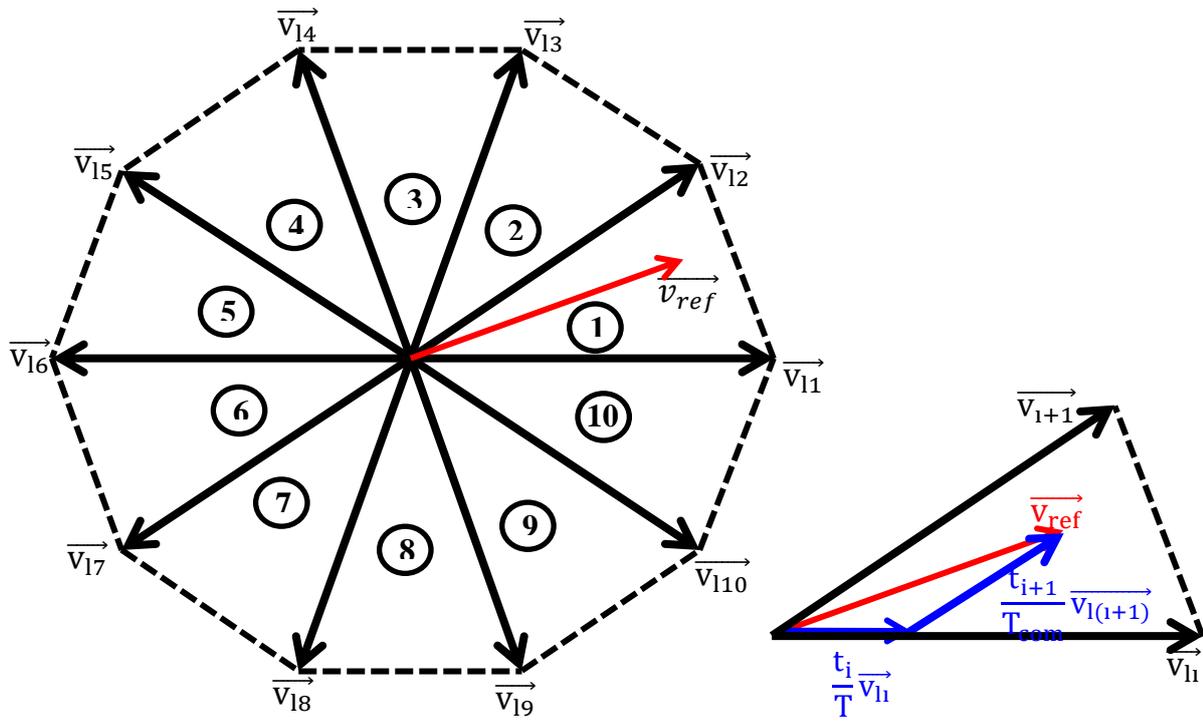


Figure 2.6 : Principe d'application d'un vecteur de référence.

Donc le vecteur de tension référence est donné par la relation suivante [8]

$$v_{ref} = \frac{t_i}{T} v_{li} + \frac{t_{i+1}}{T} v_{l(i+1)} + \frac{t_0}{T} v_0 + \frac{t_{31}}{T} v_{31} \quad (2.16)$$

Avec les durées de temps t_0 et t_{31} définies par la relation suivante :

$$t_0 = t_{31} = \frac{T - t_i - t_{i+1}}{2} \quad (2.17)$$

Ainsi l'algorithme de calcul de la MLI vectorielle peut être décomposé en deux phases : la détermination du secteur angulaire et le calcul des temps d'application des vecteurs actifs.

2.3.2.1.1 Détermination du secteur angulaire

Afin de déterminer le secteur auquel appartient le vecteur de référence v_{ref} , nous devons déterminer l'entier i .

En prend :

$$\begin{cases} \theta_{ref} = \arg(v_{ref}) & \text{si } \arg(v_{ref}) \geq 0 \\ \theta_{ref} = \arg(v_{ref}) + 2 \cdot \pi & \text{si } \arg(v_{ref}) < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

On peut alors déterminer le secteur i par la relation suivante :

$$i = \sum_{m=1}^{10} m \cdot \text{TF} \left(\theta_{ref} - (m-1) \frac{\pi}{5} \right) \quad (2.19)$$

Où TF est une fonction qui prend les valeurs suivantes :

$$\text{TF}(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{5} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (2.20)$$

2.3.2.1.2 Calcul des temps d'application

Le vecteur de tension de référence peut être écrit comme suit :

$$V_{ref} = \frac{t_i}{T} V_{li} + \frac{t_{i+1}}{T} V_{l(i+1)} \quad (2.21)$$

Avec :

$$V_{ref} = V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_d e^{j\frac{6\pi}{5}} + V_e e^{j\frac{8\pi}{5}} = |\overrightarrow{v}_{ref}| e^{j\theta} \quad (2.22)$$

$$V_i = V_{ai} + V_{bi} e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_{ci} e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_{di} e^{j\frac{6\pi}{5}} + V_{ei} e^{j\frac{8\pi}{5}} = |\overrightarrow{V}_i| e^{j\frac{(i-1)\pi}{5}} \quad (2.23)$$

$$V_{i+1} = V_{a(i+1)} + V_{b(i+1)} e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_{c(i+1)} e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_{d(i+1)} e^{j\frac{6\pi}{5}} + V_{e(i+1)} e^{j\frac{8\pi}{5}} = |\overrightarrow{V}_{i+1}| e^{j\frac{i\pi}{5}} \quad (2.24)$$

Où :

$$|\overrightarrow{V}_i| = |\overrightarrow{V}_{i+1}| = V_L \quad (2.25)$$

A partir de ces équations on peut écrire :

$$|\overrightarrow{v}_{ref}| e^{j\theta} = \frac{t_i}{T} V_L e^{j\frac{(i-1)\pi}{5}} + \frac{t_{i+1}}{T} V_L e^{j\frac{i\pi}{5}} = \frac{V_L}{T} \left(t_i e^{j\frac{(i-1)\pi}{5}} + t_{i+1} e^{j\frac{i\pi}{5}} \right) \quad (2.26)$$

Donc on peut écrire :

$$\begin{cases} |\overrightarrow{v}_{ref}| \sin \theta = \frac{V_L}{T} \left(t_i \sin \frac{(i-1)\pi}{5} + t_{i+1} \sin \frac{i\pi}{5} \right) \\ |\overrightarrow{v}_{ref}| \cos \theta = \frac{V_L}{T} \left(t_i \cos \frac{(i-1)\pi}{5} + t_{i+1} \cos \frac{i\pi}{5} \right) \end{cases} \quad (2.27)$$

Et pour chaque secteur nous pouvons écrire les relations permettant de calculer les temps de commutation pour les différents secteurs [8], [79], [80], [81]:

$$\begin{cases} t_i = \frac{|v_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\frac{i \cdot \pi}{5} - \theta_{ref}\right)}{V_L \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{i+1} = \frac{|v_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\theta_{ref} - \frac{(i-1) \cdot \pi}{5}\right)}{V_L \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \end{cases} \quad (2.28)$$

Dans le but de limiter le contenu harmonique des tensions générées, nous avons utilisé une MLI vectorielle avec des impulsions centrées au milieu de la période de commutation [74].

La figure 2.7 montre un exemple des séquences des signaux de commande correspondant au premier secteur.

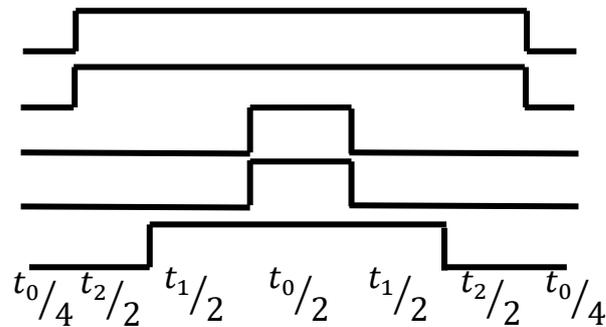


Figure 2.7 : Chronogramme des impulsions de la section I (application de grands vecteurs uniquement)

Les tensions des phases v_1 et v_2 sont illustrées par la figure 2.8, il est surtout intéressant de constater le bon déphasage entre ces tensions (la tension v_2 est décalée de 72° par rapport à la tension v_1).

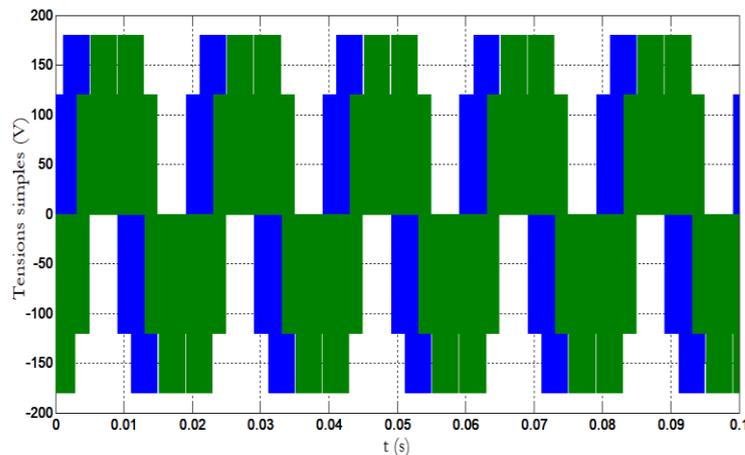


Figure 2.8 : Tensions de sortie de l'onduleur v_1 et v_2

La figure 2.9 représente le spectre harmonique relatif à la tension v_1 . Nous pouvons constater que cette tension contient une quantité considérable d'harmonique d'ordre 3 et d'ordre 7. Ces composantes sont la conséquence de l'application des petits vecteurs de tension dans le plan secondaire.

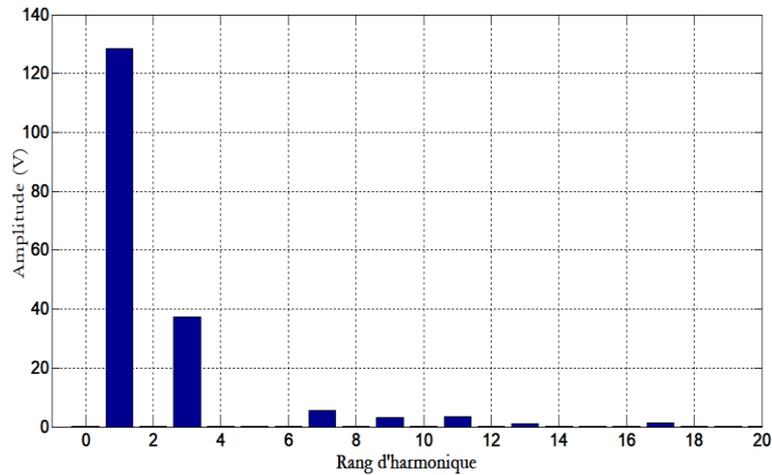


Figure 2.9 : Spectre harmonique relatif à la tension v_1

2.3.2.2 Application des vecteurs de moyen et de grand décagone

L'utilisation des vecteurs du grand décagone seuls donne naissance à l'harmonique d'ordre 3 et 7 d'où une distorsion des formes d'onde, ceci n'est pas souhaitable puisqu'on s'intéresse à des formes d'onde très proches des sinusoides. Ce sont donc les deux moyens et les deux grands vecteurs à devoir appliquer en accordant à chacun une durée bien déterminée de façon à annuler la moyenne temporelle dans le plan secondaire [64], [79], [80] (voir figure 2.10).

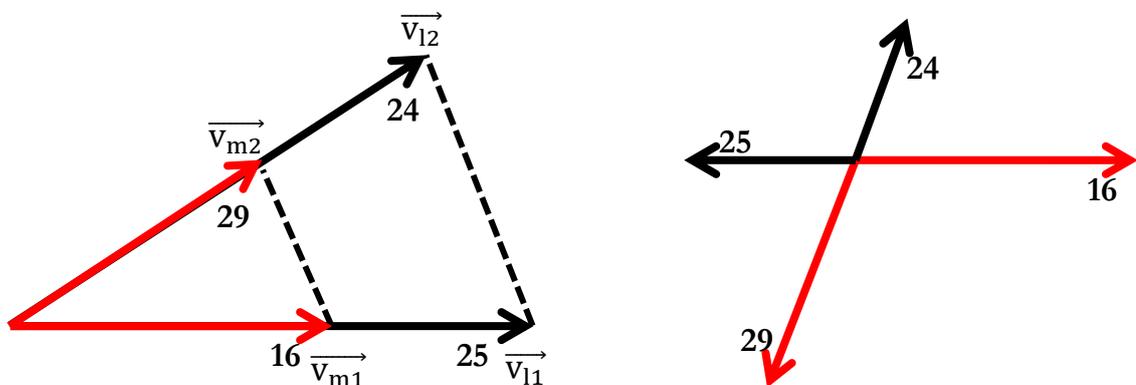


Figure 2.10 : Représentation vecteurs actifs dans le secteur 1 dans les deux plans dq

Donc, on calcule les temps d'application du moyen et grand vecteur dans le plan principal tel que [64], [78], [82]:

$$\begin{cases} t_i \cdot |V_l| = t_{li} \cdot |V_l| + t_{mi} \cdot |V_m| \\ t_{li} \cdot |V_s| = t_{mi} \cdot |V_m| \\ t_{i+1} \cdot |V_l| = t_{l(i+1)} \cdot |V_l| + t_{m(i+1)} \cdot |V_m| \\ t_{l(i+1)} \cdot |V_s| = t_{m(i+1)} \cdot |V_m| \end{cases} \quad (2.29)$$

Où V_s , V_m et V_l sont respectivement l'amplitude d'un petit, d'un moyen et d'un grand vecteur. Elles sont données comme suit :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right), \quad V_m = \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc}, \quad V_l = \sqrt{\frac{2}{5}} 2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right), \quad (2.30)$$

A partir des équations (2.28), (2.29), et (2.30) les durées t_{mi} , $t_{m(i+1)}$, t_{li} et $t_{l(i+1)}$ s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} t_{li} = \frac{|0.7236 \cdot v_{ref}| \cdot T_{com} \cdot \sin\left(\frac{i\pi}{5} - \theta_{ref}\right)}{|v_l| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{l(i+1)} = \frac{|0.7236 \cdot v_{ref}| \cdot T_{com} \cdot \sin\left(\theta_{ref} - \frac{(i-1)\pi}{5}\right)}{|v_m| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{mi} = \frac{|0.2764 \cdot v_{ref}| \cdot T_{com} \cdot \sin\left(\frac{i\pi}{5} - \theta_{ref}\right)}{|v_m| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{m(i+1)} = \frac{|0.2764 \cdot v_{ref}| \cdot T_{com} \cdot \sin\left(\theta_{ref} - \frac{(i-1)\pi}{5}\right)}{|v_m| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_0 = t_{31} = \frac{T_{com} - t_{li} - t_{l(i+1)} - t_{mi} - t_{m(i+1)}}{2} \end{cases} \quad (2.31)$$

La figure 2.11 montre un exemple des séquences des signaux de commande correspondant au premier secteur dans le cas de l'application de moyens et grands vecteurs.

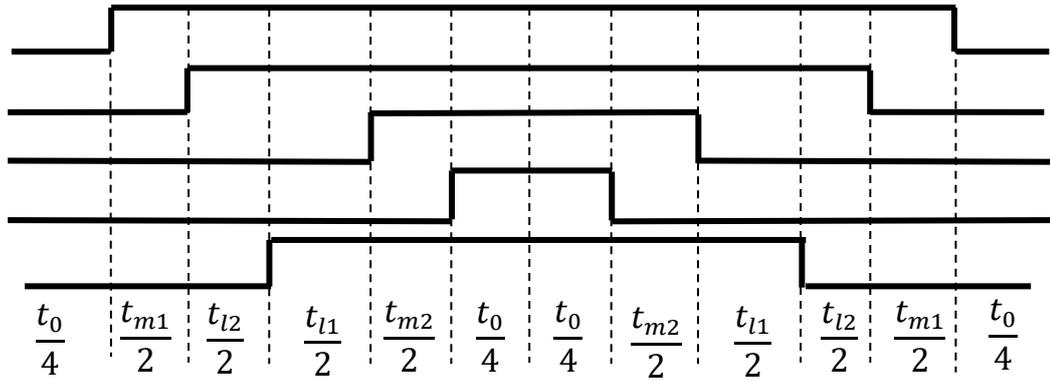


Figure 2.11 : Chronogramme des impulsions de la section 1 (application de moyens et grands vecteurs)

La figure 2.12 représente la tension simple dans le cas de l'application de moyens et grands vecteurs, et la figures 2.13 montre le spectre harmonique relatif à cette tension, nous pouvons constater que les harmoniques d'ordre 3 et d'ordre 7 disparaissent, et la forme de tension est sinusoïdale à l'exception de l'ondulation MLI.

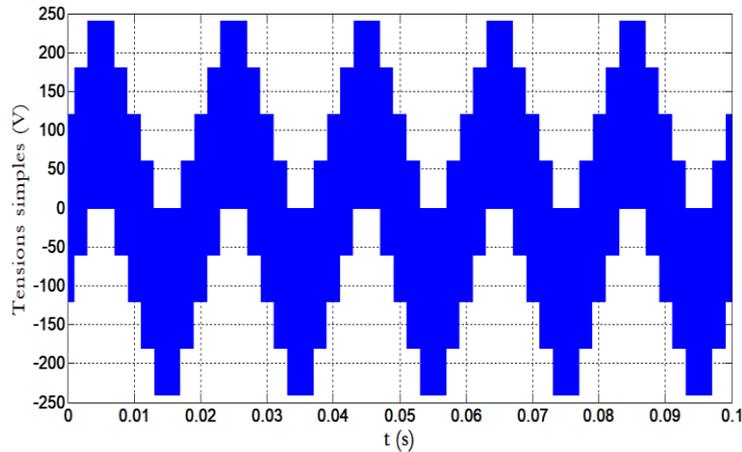


Figure 2.12 :Tension de sortie de l'onduleur v_1 (application de moyens et grands vecteurs)

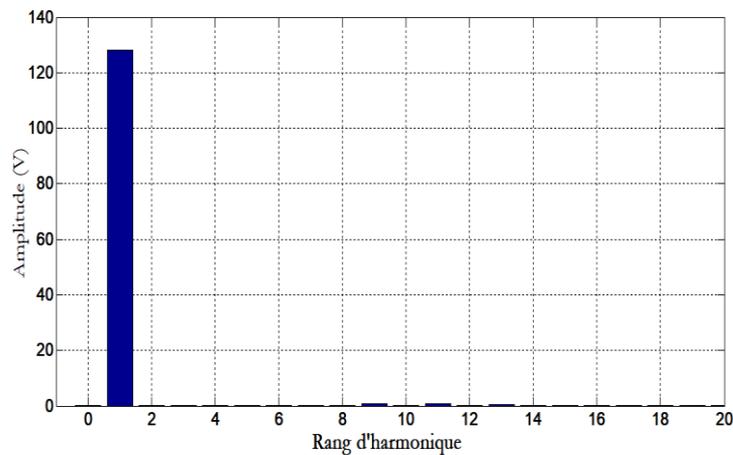


Figure 2.13 : Spectre harmonique relatif à la tension v_1 (application de moyens et grands vecteurs)

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de l'onduleur de tension multi-bras, en particulier celui à cinq bras, commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cet onduleur est utilisé pour l'alimentation de la machine polyphasée. La modélisation a été effectuée en négligeant les phénomènes dus à la commutation, ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs actifs. Deux techniques de type SVM sont conçues avec l'idée d'obtenir une forme d'onde de tension de sortie proche de la sinusoïdale. La première méthode utilise les grands vecteurs seulement dans le plan principal, ce qui conduit à la naissance des harmoniques d'ordre 3 et 7, d'où une distorsion des formes d'onde. Ce problème a été surmonté avec la deuxième méthode qui utilise les moyens et les grands vecteurs dans le plan principal de telle sorte que les deux vecteurs s'annulent dans le plan secondaire.

Dans le chapitre suivant, cette technique sera utilisée pour mettre en œuvre la commande de la MSAP pentaphasée par un correcteur de type PI.

Chapitre 03

Commande du courant d'une machine synchrone polyphasée par des régulateurs PI

3.1 Introduction

La présence d'un couplage complexe entre le flux et le couple dans les machines à courant alternatif rend sa commande très difficile [23], [83]-[86]. Cependant, le développement dans le domaine de l'électronique de puissance et l'accroissement de la puissance des calculateurs numériques ont permis l'applicabilité de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage entre flux et le couple aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent [3].

La technique de commande la plus répandue et la plus vérifiée pratiquement est la technique de contrôle par orientation du flux rotorique (FOC). Cette technique est généralement appliquée aux machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. L'objectif de cette technique est d'assurer le découplage des axes d, q en moyennant des valeurs de référence i_{dref} et i_{qref} , dont le but d'améliorer le comportement statique et dynamique sans pour autant dégrader de manière significative les performances du système [23], [83], [87], [88].

La commande (FOC) est mise en œuvre dans ce chapitre afin de constituer une base de comparaison avec la commande de couple que nous allons proposer au chapitre suivant. Dans ce chapitre, les principes de la FOC, les structures des blocs de régulation de la commande vectorielle de la MSAPP sont explicitées. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation par PI avec la technique de modulation vectorielle appliquée à l'onduleur à deux niveaux.

3.2 Principe de la commande par des régulateurs PI d'une MSAPP

Dans le cas des machines à distribution sinusoïdale du flux, seuls les courants de la machine fictive principale contribuent à la création du couple électromagnétique. Donc, pour commander le couple, on doit commander les courants de la machine principale et on doit réduire fortement les courants parasites dans la machine secondaire car ils ne génèrent pas de couple et c'en générant la référence de tension correcte dans le plan principale et les plus petites tensions possibles dans le plan secondaire.

La figure 3.1 représente le schéma de principe de la commande du courant d'une MSAPP par des régulateurs PI. Les courants i_d et i_q sont calculés en utilisant la valeur mesurée des courants des phases statorique, et la position mesurée. Les références des courants i_{d_ref} et i_{q_ref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine i_d et i_q . Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références v_{d_ref} et v_{q_ref} . Le bloc de la transformation de Park inverse permet de transformer les tensions de références v_{d_ref} et v_{q_ref} en cinq tensions sinusoïdales $v_{a_ref}, v_{b_ref}, \dots, v_{e_ref}$ qui sont appliquées aux entrées d'onduleur à MLI.

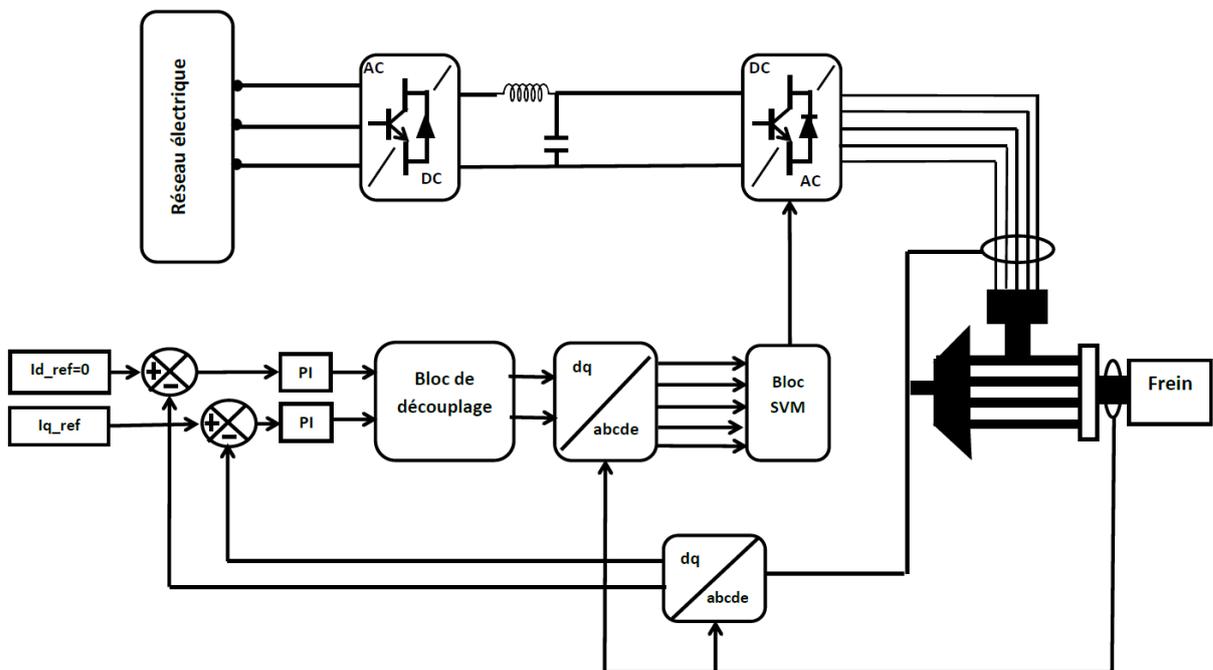


Figure 3.1 : Principe de la commande par des régulateurs PI avec MLIV

3.2.1 Découplage

La complexité de la commande des machines synchrones à aimants permanents réside dans le non linéarité du modèle de la machine et le couplage existant entre les axes d et q

Les relations mathématiques donnant les équations des tensions de la machine synchrone pentaphasée dans le plan principal, après passage par la transformation de Laplace, deviennent:

$$\begin{cases} v_d = (R + L_p \cdot s)i_d - \omega \cdot L_p \cdot i_q \\ v_q = (R + L_p \cdot s)i_q + \omega \cdot L_p \cdot i_d + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \omega \cdot \Phi_f \end{cases} \quad (3.1)$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

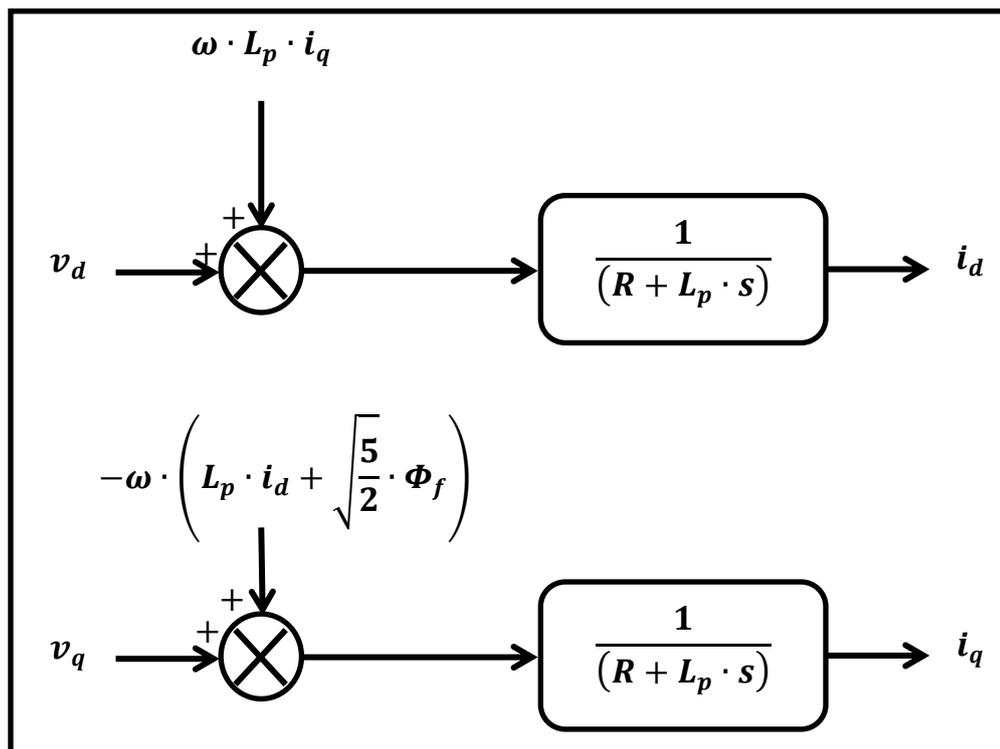


Figure 3.2 : Description des couplages

Les courants, i_d et i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont liés par des termes non linéaires e_d et e_q .

Où :

$$\begin{cases} e_d = -\omega \cdot \left(L_p \cdot i_d + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \Phi_f \right) \\ e_q = \omega \cdot L_p \cdot i_q \end{cases} \quad (3.2)$$

Pour éliminer ce couplage, on utilise la méthode de découplage par compensation. Cette dernière consiste à faire ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure 3.3 [83], [89].

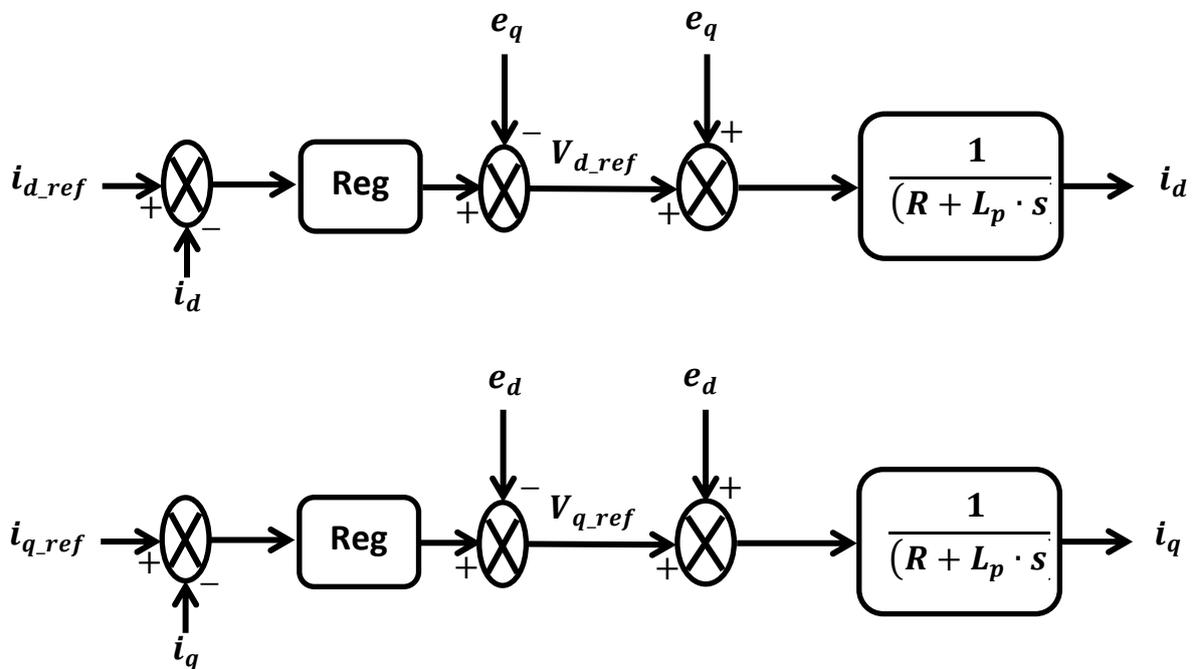


Figure 3.3 : Découplage par compensation

3.2.2 Etude de la régulation des courants

Le schéma bloc d'un correcteur PI du courant i_d est illustré par la figure suivante :

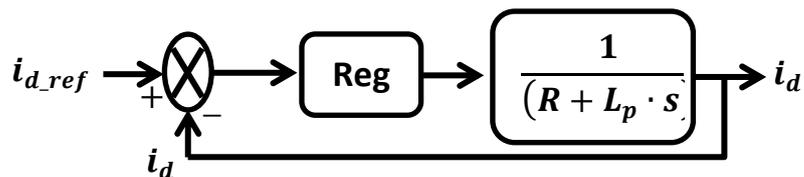


Figure 3.4 : Schéma bloc de la régulation du courant

D'après cette boucle, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par la relation suivante :

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{\frac{K_{p_id} \cdot s + K_{i_id}}{L_p \cdot s^2 + R \cdot s}}{1 + \frac{K_{p_id} \cdot s + K_{i_id}}{L_p \cdot s^2 + R \cdot s}} \quad (3.3)$$

On peut écrire :

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{\frac{1}{s} \frac{K_{p_id}}{L_p} \frac{s + \frac{K_{i_id}}{K_{p_id}}}{s + \frac{R}{L_p}}}{1 + \frac{1}{s} \frac{K_{p_id}}{L_p} \frac{s + \frac{K_{i_id}}{K_{p_id}}}{s + \frac{R}{L_p}}} \quad (3.4)$$

Pour déterminer les gains de régulateur PI, la méthode basique de compensation de pôles est utilisée. Cette méthode consiste à imposer le rapport $\frac{K_{i_id}}{K_{p_id}}$ égale à $\frac{R}{L_p}$. Dans ce cas, la fonction de transfert devienne :

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{1}{\frac{L_p}{k_{pid}} \cdot s + 1} \quad (3.5)$$

La fonction de transfert de la boucle de régulation du courant i_d est une fonction du premier ordre dont la constante de temps est donnée par la relation suivante :

$$T_{id} = \frac{L_p}{k_{p_id}} \quad (3.6)$$

Donc, le choix de la constante de temps en boucle fermée permet de déterminer les paramètres de régulateur PI selon les relations suivantes :

$$k_{p_id} = \frac{L_p}{T_{id}} \quad (3.7)$$

$$k_{i_id} = k_{p_id} \frac{R}{L_p} = \frac{R}{T_{id}} \quad (3.8)$$

Le schéma bloc d'un correcteur PI du courant i_q est illustré par la figure suivante:

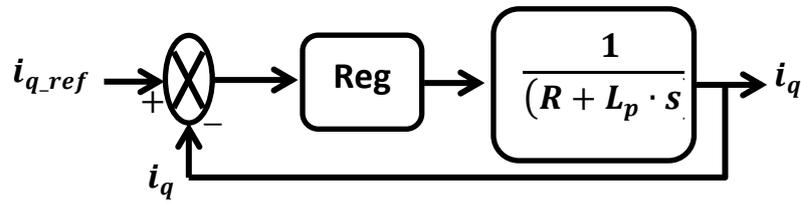


Figure 3.5 : Schéma bloc de la régulation du courant i_q .

Les mêmes calculs sont effectués pour déterminer les coefficients du régulateur qui seront calculés par :

$$k_{piq} = \frac{L_p}{T_{iq}} \quad (3.9)$$

$$k_{iiq} = \frac{R}{T_{iq}} \quad (3.10)$$

3.3 Résultats de simulation :

A l'aide de logiciel de simulation Simulink de Matlab on présente dans ce paragraphe les résultats de simulation relatifs à la commande FOC-SVM conventionnelle de la MSAPP alimentée par un onduleur de tension à cinq bras. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de $50 \mu s$.

La machine utilisée a les caractéristiques suivantes :

$$R_s = 0.12 \Omega; L_d = L_q = L_p = 1.35mH; \Phi_f = 0.05 \text{ Wb}; p = 4$$

La figure 3.6 montre les résultats obtenus en régime permanent pour une référence i_{q_ref} égale au courant nominal ($i_{q_ref} = 5A$) et une référence i_{d_ref} nulle. Ces résultats montrent les allures obtenues des courants i_d et i_q , de couple électromagnétique et des courants de phases.

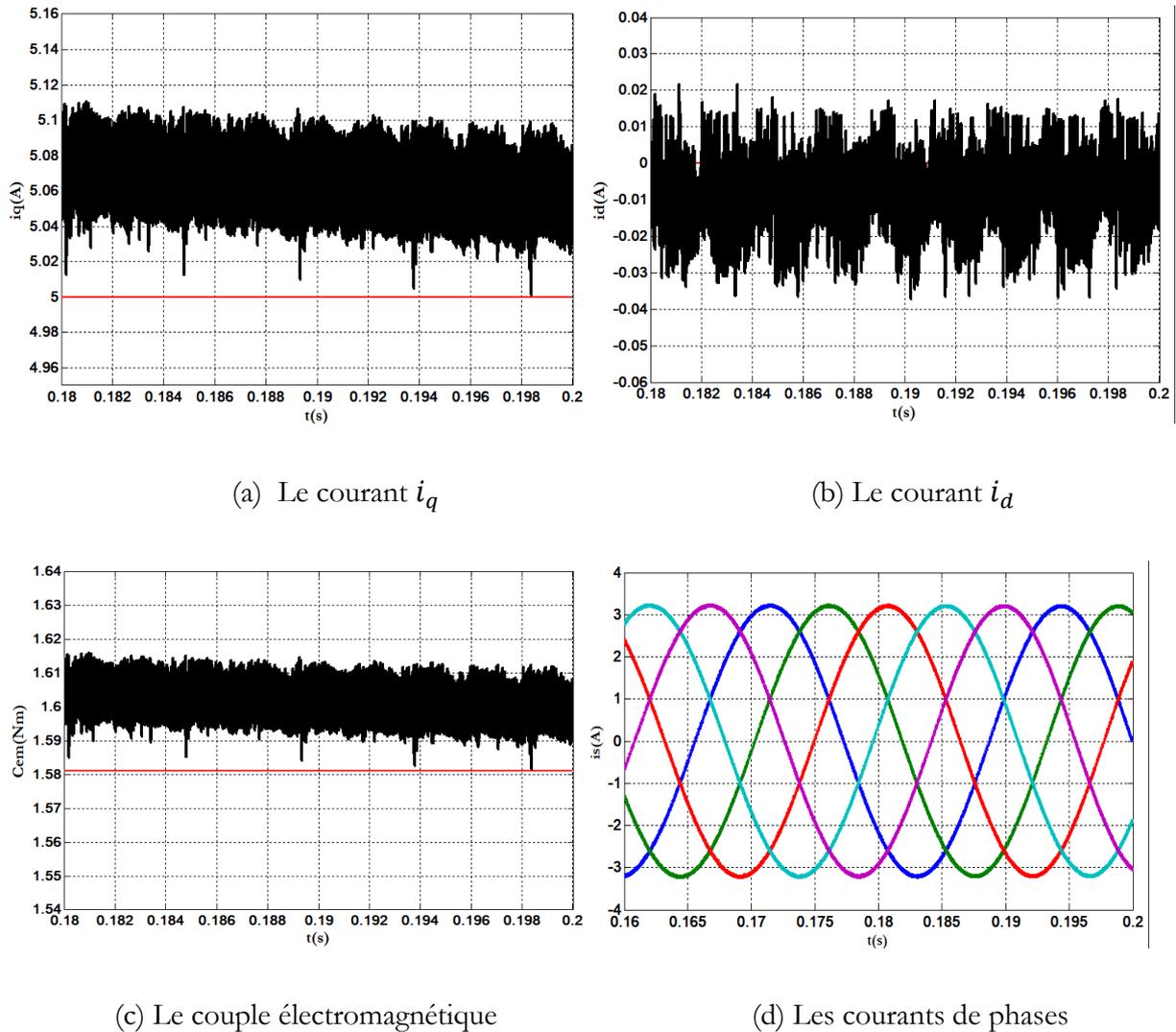


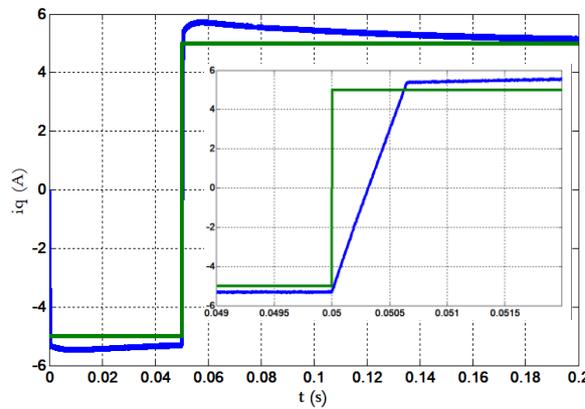
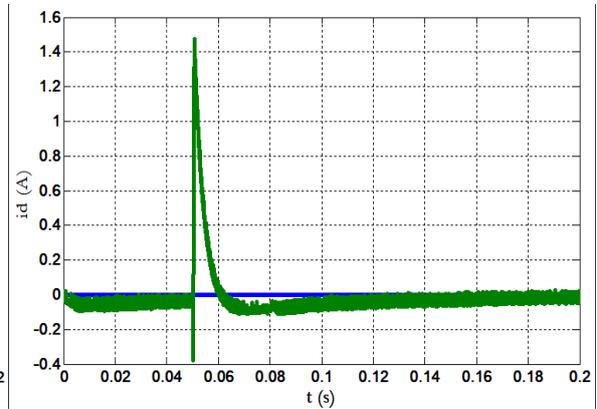
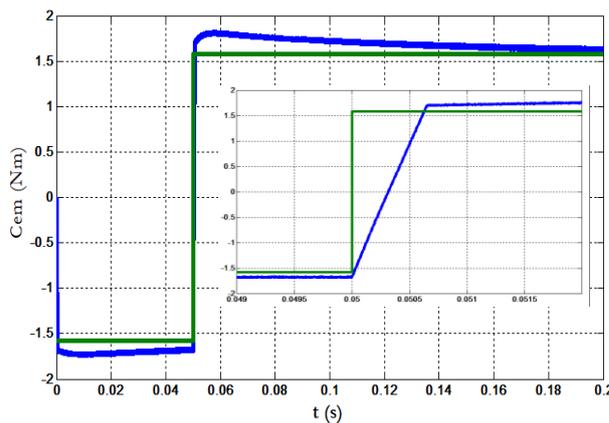
Figure 3.6: Étude du régime permanent de la commande par régulateur PI avec MLI-vectorielle

D'après les figures (3.6(a)- 3.6(b)), on remarque que le courant i_q suit la valeur de consigne (5A) avec de faibles oscillations (avoisinant 0,1 A); et le courant i_d est à sa référence nulle avec quelques oscillations d'amplitude d'environ 0,06 A.

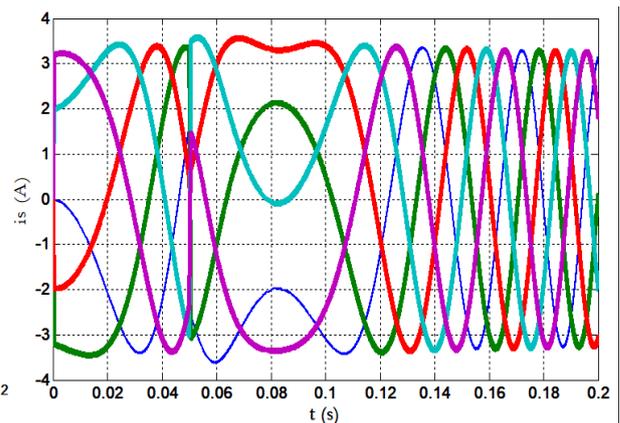
La figure 3.6(c) représente la réponse du couple électromagnétique dont la valeur moyenne est égale à la valeur de consigne et l'amplitude des oscillations est de 0,035 Nm.

Sur la figure 3.6(d) on remarque que les courants de phase ont l'allure d'une sinusoïde avec un faible bruit, et ceci à cause de l'utilisation de la technique SVM.

La figure 3.7 montre la réponse en régime transitoire des composantes i_d et i_q et des courants statoriques lors du changement de la référence i_{q_ref} de -5 à $+5$ tout en maintenant la référence i_{d_ref} nulle.

(a) Le courant i_q (b) Le courant i_d 

(c) Le couple électromagnétique



(d) Les courants de phases

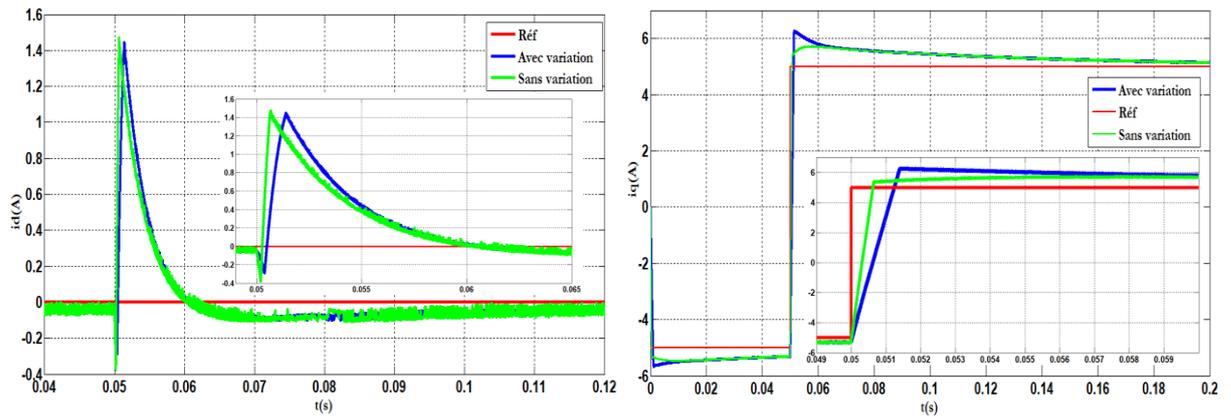
Figure 3.7 : Etude du régime transitoire de la commande par régulateur PI avec MLI-vectorielle

L'évolution des courants dans le plan dq pendant le régime transitoire est présentée sur les figures (3.7.a) et (3.7.b), le courant i_q suit sa consigne, le temps de monter de i_q est d'environ $700 \mu\text{s}$ sans dépassement considérable et un parfait suivi de la référence après 130 ms du changement de la consigne. Le courant i_d (figure 3.7(b)), suit bien sa référence nulle et lors de la variation de la référence du courant i_q on peut constater l'effet de re-couplage sur le courant i_d , ce qui induit un temps de réponse plus lent.

La figure (3.7.c) montre que le couple électromagnétique est l'image de la composante en quadrature i_q , ce qui valide le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants traduit par l'évolution des courants direct et en quadrature.

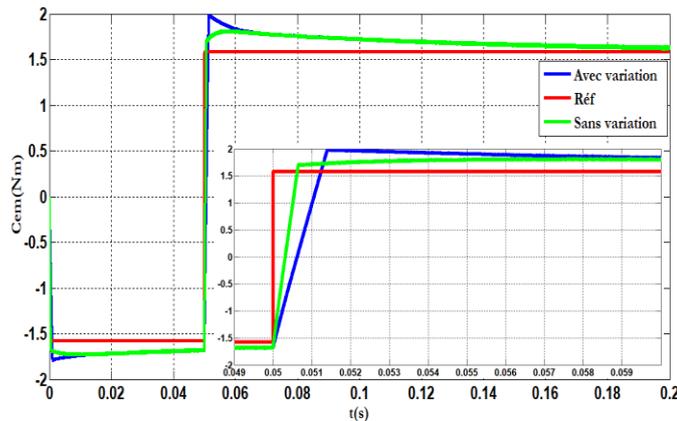
Les courants de phases (Figure 3.7.d)) sont remarquablement bien contrôlés lors du régime transitoire avec un certain dépassement.

La figure 3.8 montre l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande vectorielle afin d'évaluer la robustesse de cette dernière. Pour cela, on augmente les valeurs de la résistance statorique et de l'inductance de +50% et de +100% respectivement de leurs valeurs nominales et on présente la réponse des composantes i_d et i_q et le couple lors du changement de la référence i_{q_ref} de -5 à +5 tout en maintenant la référence i_{d_ref} nulle.



(a) Le courant i_{sd}

(b) Le courant i_{sq}



(c) Le couple électromagnétique

Figure 3.8: Etude de la robustesse de la commande MLI-vectorielle vis-à-vis des variations paramétriques

On remarque effectivement d'après les résultats obtenus que les variations des paramètres caractérisant le modèle, affectent le temps de réponse, où le temps de réponse dans le cas de la commande vectorielle sans variation des paramètres est plus rapide qu'avec le changement du paramètre. De plus, le découplage est remis en question car la commande découplante est basée sur le modèle avec les paramètres initiaux.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de commande du vecteur courant statorique d'une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents via des régulateurs PI. L'utilisation de tels régulateurs nécessite l'emploi d'une des techniques de modulation de largeur d'impulsion. Notre choix est porté sur la MLI vectorielle qui a été présentée dans le chapitre précédent. Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement un très bon découplage qui s'est traduit par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique. Ceci a permis d'avoir des propriétés similaires à celles de la machine à courant continu. Les tests de robustesse montrent clairement la sensibilité du contrôle du courant par le régulateur PI par rapport aux variations paramétriques de la machine.

Ces résultats vont constituer une base de comparaison pour la méthode de commande de couple que nous allons proposer dans chapitre suivant.

Chapitre 04

Commande de couple des machines synchrones polyphasées

4.1 Introduction

Dans la plupart des applications, la commande couramment utilisée est la commande vectorielle qui permet de maîtriser des transitoires du couple [15]. Néanmoins, les performances de cette commande restent souvent limitées en raison de la non-linéarité et des variations des paramètres du système ainsi qu'elle est basée sur le modèle de la machine [90]-[92].

Une stratégie de commande, connue sous le nom de Commande Directe de Couple ou DTC (Direct Torque Control), est ensuite apparue comme concurrentielle par rapport aux techniques de commande vectorielle. Contrairement à ces dernières, elle est moins sensible aux variations paramétriques de la machine et elle permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple [91]-[93]. Le principe de cette commande est de commander directement le couple et le flux statorique de la machine. Dans ce contexte, deux comparateurs à hystérésis sont utilisés permettant ainsi de comparer les valeurs estimées avec celles de références puis on commande directement les états de l'onduleur à travers une table de sélection prédéfinie [92]-[96]. Cependant, cette stratégie présente deux inconvénients majeurs : d'une part, la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui conduit à des oscillations du couple et des bruits acoustiques indésirables, et d'autre part, l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique restent mal maîtrisés dans toute la gamme de vitesse du fonctionnement envisagé [92]-[96].

Dans la structure DTC, l'ensemble convertisseur-machine est un système dynamique hybride dont la partie continue caractérise la machine par contre la partie discrète caractérise l'onduleur de tension [13], [15], [97]. Cette structure a conduit à l'utilisation d'une nouvelle approche de commande proposée dans [13][15][16][26], connue sous la dénomination «Commande Hybride», basée sur le modèle de la classe des Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH), dans le sens où le comportement discret de l'onduleur de tension et le comportement continu de la machine sont pris en compte de manière unifiée[13][15]. Cette commande présente des performances dynamiques intéressantes et ne nécessite ni la commande à hystérésis ni mise en œuvre d'observateur d'état [13], [15], [16], [26], [98]-[103]. Elle a été appliquée à une large classe de systèmes pourront être caractérisés par des modèles hybride, entre autres, les convertisseurs multicellulaires [33], [34], [36], [37]. Cette diversité dans les champs d'application part d'un principe unique du phénomène de prédiction. Ce principe se résume par les cinq étapes suivantes [13],[15], [16], [98], [103]:

- Détermination d'un modèle général du comportement de l'ensemble modulateur d'énergie - processus continu. Il tient compte des variables continues et discrètes du système.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}_j(t)) \quad j \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (4.1)$$

- L'intégration de (4.1) par la méthode d'Euler sur un court intervalle de temps T.

$$\mathbf{x}(t + T) = \mathbf{x}(t) + T \cdot \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}_j(t)) \quad (4.2)$$

- Recherche du domaine de linéarité dans lequel, les trajectoires dans l'espace d'état sont rectilignes. Cette contrainte implique la détermination d'un temps de décision maximum τ_{max} et d'un temps minimal τ_{min} . Ce dernier est fonction des contraintes d'exécution temporelles, u matérielles utilisé et de la puissance de calcul.

- A partir d'un état mesuré $\mathbf{x}(t)$, on détermine les directions possibles \mathbf{d}_j dans l'espace d'état relatives aux différents états de la commande \mathbf{u}_j .

$$\mathbf{d}_j = \mathbf{x}(t + T) - \mathbf{x}(t) = T \cdot \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}_j(t)) \quad (4.3)$$

- Choisir la direction la plus proche à l'état de référence, puis on applique la configuration correspondant à la direction choisie pendant le temps optimisé en respectant la contrainte de linéarité des trajectoires.

Dans ce contexte, nous allons présenter dans ce chapitre l'application de cette approche pour la commande d'une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents. Dans un premier temps, nous montrons les démarches à suivre commençant par l'obtention d'un modèle de l'ensemble convertisseur-machine jusqu'à la détermination de la durée d'application de la configuration choisie. Ensuite, nous présentons une version améliorée de cette commande en faisant appel à la technique MLI vectorielle (SVM). Afin d'évaluer les performances de cette commande, les résultats de simulation seront comparés avec ceux obtenus avec la commande classique de type PI évoquée dans le chapitre précédent.

4.2 Commande de couple d'une machine synchrone pentaphasée

4.2.1 Stratégie de commande proposée :

La stratégie de commande proposée est basée sur le modèle hybride du comportement de l'ensemble machine-convertisseur. Ce modèle doit permettre de prédire le vecteur courant statorique $[\mathbf{i}_d(k+1) \ \mathbf{i}_q(k+1)]^t$ correspondant à la $(k+1)^{\text{ème}}$ période d'échantillonnage en fonction des vecteurs courant, tension et vitesse rotorique induite de la $k^{\text{ème}}$ période d'échantillonnage pour chaque configuration j possible du modulateur d'énergie (les configurations correspondant aux 10 vecteurs du groupe 2 qui représentent le décagone supérieur dans le plan principal plus un des vecteurs qui ont une projection nulle \mathbf{v}_0 ou \mathbf{v}_{31}) comme le montre la relation (4.4).

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = f \left(\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix}, w(k) \right) \quad (4.4)$$

Pour une période d'échantillonnage T suffisamment petite devant les constantes de temps électriques de la machine, les vecteurs de tension $\begin{bmatrix} v_d(k) & v_q(k) \end{bmatrix}_j$ et la vitesse $w[k]$ sont supposés constants pendant cette période d'échantillonnage. Par ailleurs, l'équation (4.4) est d'autant plus vraie que la période d'échantillonnage est petite.

Grâce à l'équation (4.4), il est possible d'avoir 11 directions différentes du vecteur courant statorique selon l'état des commutateurs de l'onduleur appliqué durant la $k^{\text{ème}}$ période d'échantillonnage. Ensuite, selon une stratégie de choix, une direction parmi les différentes directions possibles est choisie. Puis, on calcule le temps d'application de la configuration correspondante à cette direction. En fin, on applique cette configuration avec la configuration du vecteur moyen qui a la même direction que le grand vecteur choisi de façon à annuler la moyenne temporelle dans le plan secondaire.

La figure 4.1 résume le principe de la commande de couple proposée. La vitesse de rotation angulaire de la machine synchrone polyphasée est déduite en dérivant la position angulaire. Les courants i_d et i_q sont calculés en utilisant la valeur mesurée des courants de phases statorique, et la position mesurée. Un modèle hybride permet de déterminer les composantes de différents vecteurs de direction pour les différentes commutations de l'onduleur. Par la suite, on fait appel à une procédure d'optimisation pour sélectionner les meilleures configurations et leurs temps d'applications.

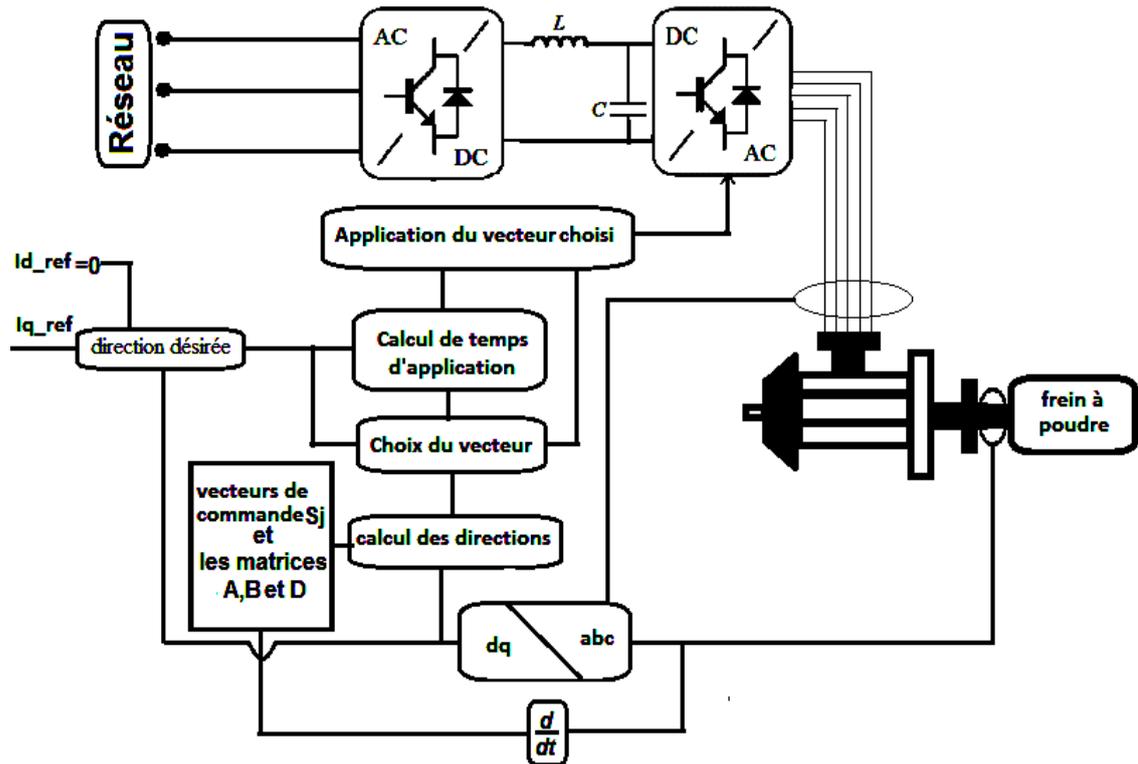


Figure 4.1 : Principe de la commande de couple

L'algorithme de commande procède comme suit :

- Mesure des courants statoriques.
- Prédiction du vecteur d'état pour les configurations possibles en utilisant la relation (4.4).
- Choix du meilleur état des commutateurs de l'onduleur à partir d'une procédure d'optimisation.
- Calcul du temps d'application de la configuration sélectionnée.
- Déduire les temps d'application du moyen et du grand vecteur de façon à annuler la moyenne temporelle dans le plan secondaire

Le déroulement de l'algorithme est représentée par l'organigramme suivant :

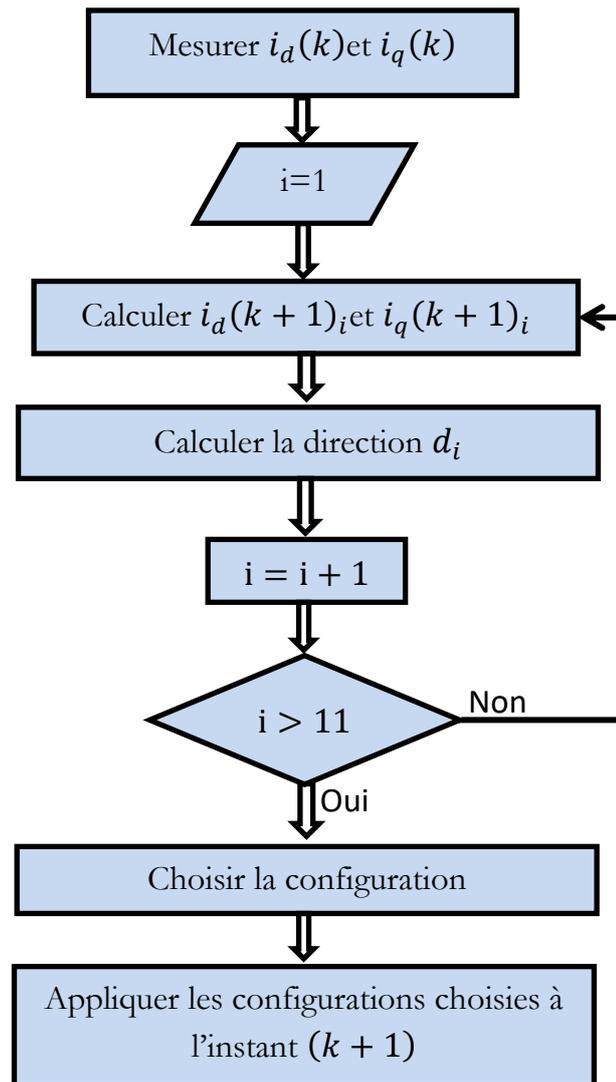


Figure 4.2 : Enchaînement des actions dans l'algorithme de commande de couple

4.2.2 Modèle hybride du comportement de l'ensemble convertisseur-machine

En choisissant les courants statoriques comme variables d'état et les états des interrupteurs comme variables de commande, l'ensemble convertisseur-machine est modélisé par un modèle englobant les variables continues et discrètes. Ce modèle va être déduit du modèle de la machine principale donné par (1.23) et du modèle l'onduleur donné par (3.12).

Donc le modèle hybride du comportement de l'ensemble onduleur-machine est donné comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_p} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_p} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_p} \end{bmatrix} [P(\theta)] \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \\ &\cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \frac{\omega}{L_p} \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{f1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Avec $[P(\theta)]$ est la matrice de PARK définie par la relation suivante :

$$\begin{aligned} [P(\theta)] &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Dans une période d'échantillonnage T convenablement choisie par rapport aux constantes de temps électriques T_{sd} et T_{sq} , la vitesse de rotation et la position angulaire du rotor de la machine synchrone sont considérées constantes durant cette période. Dans ce cas, la machine synchrone à aimants permanents peut être modélisée par des équations à temps discret comme suit :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR}{L_p} & T\omega \\ -T\omega & 1 - \frac{TR}{L_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{T}{L_p} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_p} \end{bmatrix} [P(\theta)] \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{5}{2}} \\ &\cdot \frac{T\omega}{L_p} \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{f1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Où $i_d(k+1)$ et $i_q(k+1)$ sont les composantes directes et transverse du vecteur courant statorique prédites pour le début de la $(k+1)^{\text{ème}}$ période.

4.2.3 Détermination des directions

Comme montre la relation (4.7), le vecteur courant statorique peut être prédit à partir du vecteur courant statorique mesuré selon la configuration appliquée. Donc, à partir de cela, on définit la direction du courant d_j pour chaque configuration comme suit [15], [16], [26], [31], [99], [100]:

$$d_j = \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix}_j - \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

D'autre part, il est aussi possible de déterminer la direction du courant désiré d_{ref} qui est égale à la différence entre le vecteur courant statorique de référence $\begin{bmatrix} i_{d_ref} \\ i_{q_ref} \end{bmatrix}^t$ et le vecteur courant statorique mesuré $\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}^t$.

$$d_{ref} = I_{ref} - I_{mesuré} = \begin{bmatrix} i_{d_ref} \\ i_{q_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Pour un état mesuré $\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}^t$, en utilisant les équations (4.7), (4.8) et (4.9), les 11 directions possibles dans l'espace d'état à l'instant $(k+1)$ et la direction désiré peuvent être déterminées. Un exemple de ces directions est donné par la Figure (4.3).

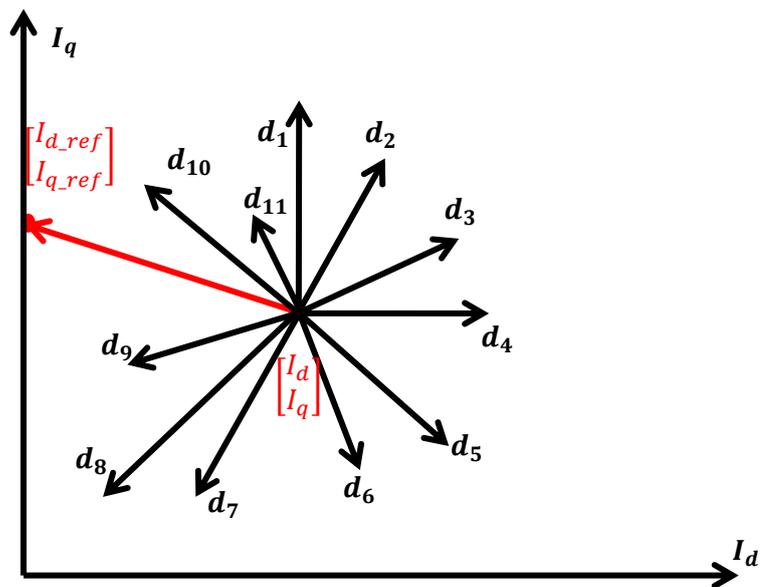


Figure (4.3) : Exemple des directions possibles

4.2.4 Choix de la direction (la configuration à utiliser)

Parmi les 11 directions possibles, une direction est choisie. Plusieurs stratégies de choix sont possibles, on peut utiliser une des stratégies qui ont été proposées dans [16], [26], [98] à savoir :

- La direction choisie est celle dont la direction forme l'angle le plus faible par rapport à la direction désirée (Figure (4.4)). Cette direction vérifie la fonction de coût suivante ;

$$(\vec{d}_{\text{choisée}}, \vec{d}_{\text{ref}}) = \min_{1 < j < 11} (\vec{d}_j, \vec{d}_{\text{ref}}) \quad (4.10)$$

Où l'angle entre une direction possible et la direction de référence est donnée comme suit:

$$(\vec{d}_j, \vec{d}_{\text{ref}}) = \cos^{-1} \left(\frac{\vec{d}_j \cdot \vec{d}_{\text{ref}}}{\|\vec{d}_j\| \cdot \|\vec{d}_{\text{ref}}\|} \right) \quad (4.11)$$

- choix de la configuration qui correspond à la distance minimale entre le point de référence et les directions possibles pour chaque configuration possible Figure (4.5).

Où la distance entre le point de référence et la direction d_j ($j=1,2,\dots,11$) est donnée comme suit :

$$dis_j = \frac{\vec{d}_{\text{ref}} \wedge \vec{d}_j}{\|\vec{d}_j\|} \quad (4.12)$$

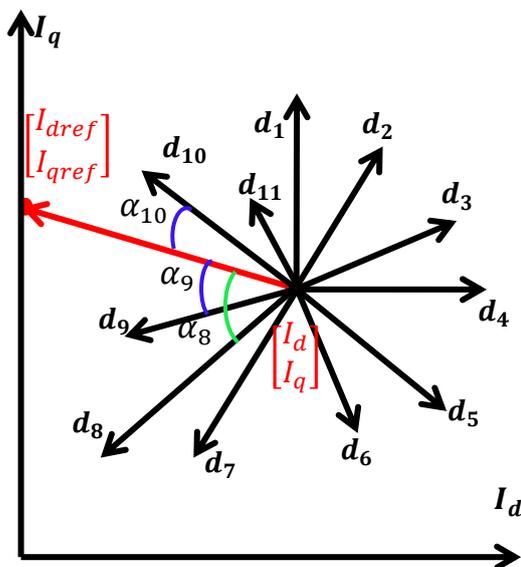


Figure (4.4): Angles entre les directions possibles et la direction de référence

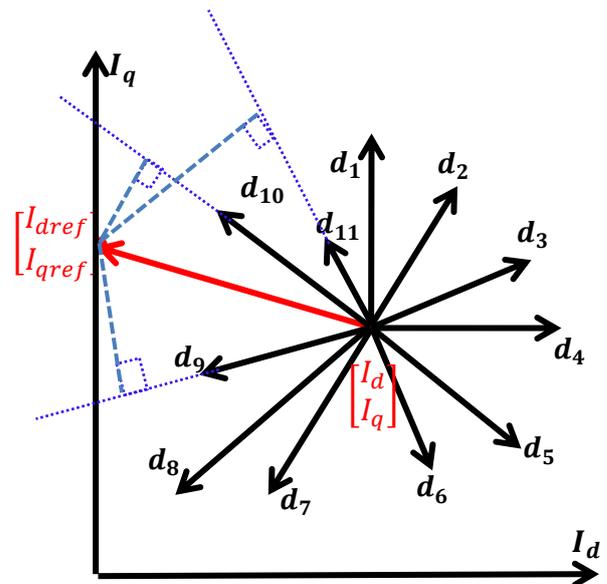


Figure (4.5) : distances entre le point de référence et les directions possibles

4.2.5 Calcul du temps d'application de la configuration choisie

Le temps d'application de la configuration choisie est déterminé à partir de la longueur du vecteur projection de la direction désirée sur la direction choisie [15], [16], [26], [31] et s'écrit comme suit :

$$t = \frac{T \cdot \|\vec{d}_{ref}\| \cdot \cos\left(\left(\vec{d}_{choisée}, \vec{d}_{ref}\right)\right)}{\|\vec{d}_{choisée}\|} \quad (4.13)$$

4.2.6 Dédire les temps d'application du moyen et grand vecteur

On calcul les temps d'application du moyen et du grand vecteur dans le plan principal tel que :

$$t \cdot V_l = t_l \cdot V_l + t_m \cdot V_m \quad (4.14)$$

$$t_l \cdot V_s = t_m \cdot V_m \quad (4.15)$$

Donc à partir (13), (14), et (15) les durées t_m et t_l s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} t_l = \frac{0.7236 \cdot T \cdot \|\vec{d}_{ref}\| \cdot \cos\left(\left(\vec{d}_{choisée}, \vec{d}_{ref}\right)\right)}{\|\vec{d}_{choisée}\|} \\ t_m = \frac{0.4472 \cdot T \cdot \|\vec{d}_{ref}\| \cdot \cos\left(\left(\vec{d}_{choisée}, \vec{d}_{ref}\right)\right)}{\|\vec{d}_{choisée}\|} \end{cases} \quad (4.16)$$

4.2.7 Résultats de simulation :

Les simulations sont effectuées dans les mêmes conditions que la FOC-SVM classique. Les figures (4.6) et (4.7) présentent les résultats de simulation obtenus par la commande de couple.

Le premier test concerne le fonctionnement de la MSAPP en régime permanent, pour une référence i_{q_ref} égale au courant nominal ($i_{q_ref} = 5A$) et une référence i_{d_ref} nulle, la figure (4.6) illustre l'évolution temporelle des courants i_d et i_q , de couple électromagnétique et des courants de phases.

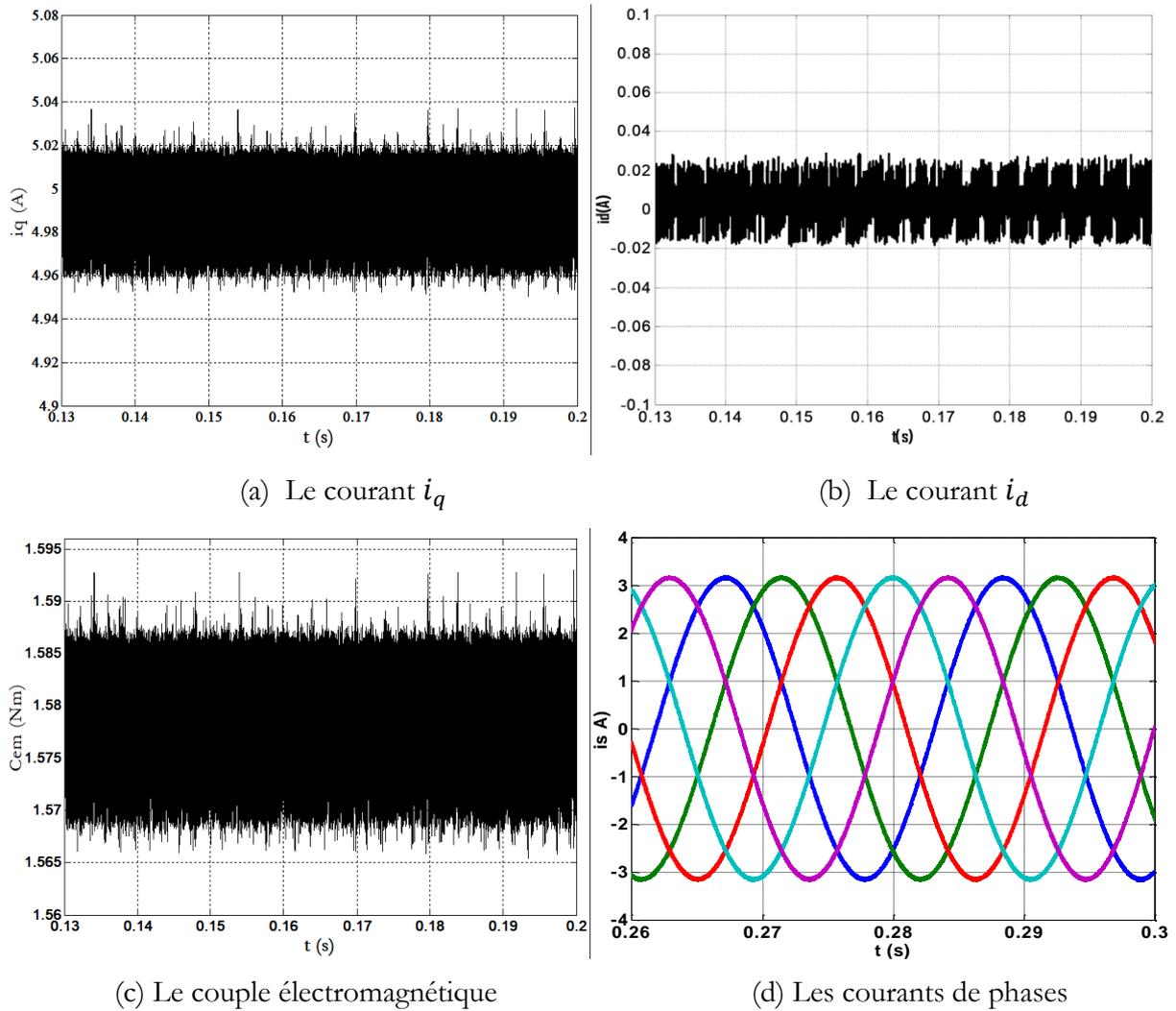


Figure (4.6) : Etude du régime permanent de la commande de couple

Les figures (4.6.a et 4.6.b) illustrent la variation temporelle des courants i_q et i_d . On peut observer que le courant i_q atteint rapidement sa valeur de référence de 5 A avec des oscillations de faible amplitude (environ 0,07A). Le contrôle du courant i_d est plus précis avec des oscillations d'amplitude de l'ordre de 0,04 A.

L'allure du couple électromagnétique est présentée sur la figure (4.6.c), On remarque que ce couple suit parfaitement sa référence, avec une réduction des ondulations de l'ordre de 0,025 Nm.

Sur la figure (4.6.d), on montre les courants de phases en régime permanent. On constate qu'ils ont l'allure de sinusoïdes avec un faible bruit dans le cas de la

commande de couple comparé à ceux obtenus avec la commande FOC-SVM (Figure(4.11.d)), ce qui entraîne la diminution des vibrations mécaniques, et par conséquent, la réduction du bruit acoustique. Cette remarque est confirmée par l'allure des spectres des courants de phase représentées dans la figure (4.7) là où la commande FOC-SVM montre un contenu harmonique nettement supérieur à celui de la commande de couple.

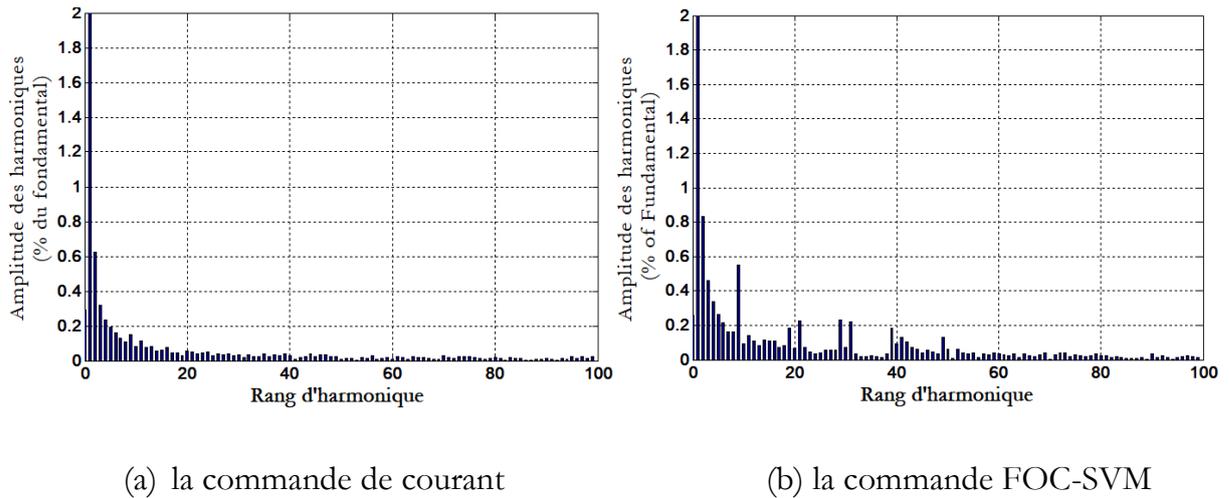
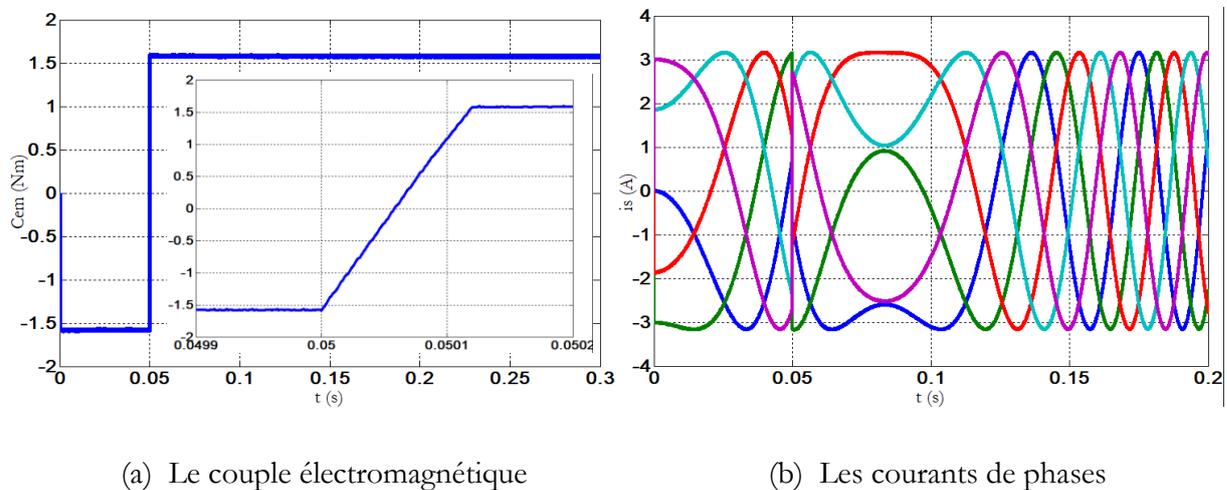
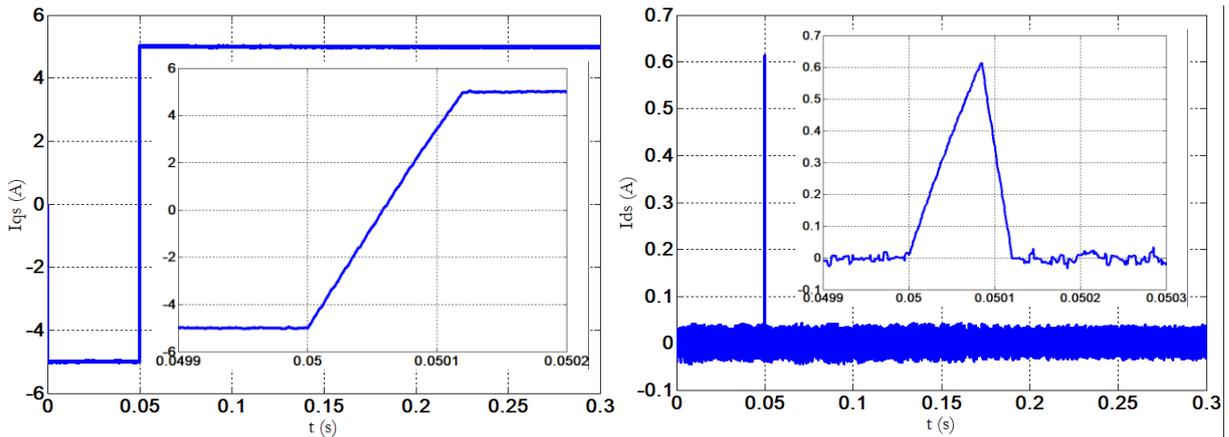


Figure (4.7) : Spectre harmonique du courant

Pour l'étude du régime transitoire nous avons inversé la consigne i_{q_ref} (passage de -5 à 5), tout en maintenant la consigne du courant i_{d_ref} à une valeur nulle, la figure (4.7) illustre l'évolution temporelle des courants i_d et i_q , de couple électromagnétique et des courants de phases.





(c) Le courant i_q

(d) Le courant i_d

Figure 4.8 : Etude du régime transitoire de la commande de couple

Sur la figure (4.8.a), On peut remarquer que l'inversion du couple est extrêmement rapide (inférieure à $200 \mu s$) et s'effectue sans dépassement notable. Afin de mieux apprécier ce résultat, nous l'avons comparé avec celui obtenu avec la commande FOC-SVM (Figure (4.9)). Contrairement à la commande FOC-SVM, la commande de couple présente une dynamique et une réponse du couple plus rapide.

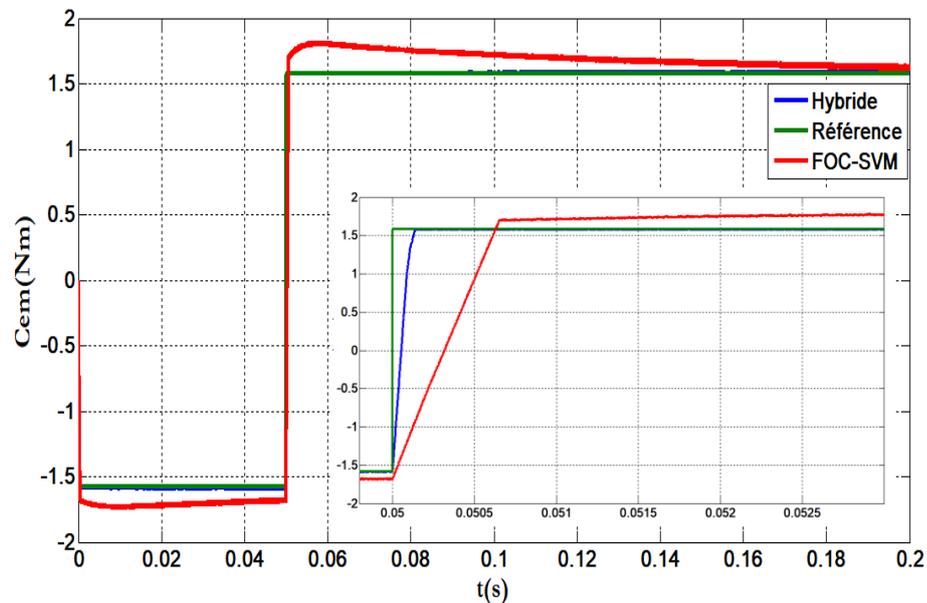


Figure 4.9 : Evolution du couple en régime transitoire pour les deux commandes de couple et FOC-SVM

La figure (4.8.b) montre que les courants de phase sont remarquablement bien contrôlés pendant le régime transitoire. Aussi le contrôle des courants par la commande de couple lors de l'inversion du couple ne conduit à aucune surintensité contrairement à la commande FOC-SVM (Figure 3.7.d)) où le courant dépasse la valeur de consigne.

Les figures (4.8.c et 4.8.d) montrent l'évolution des courants dans le plan dq pendant le régime transitoire, d'où nous pouvons constater le bon maintien de i_d lors du changement brusque de la référence du courant i_q qui est atteint en 200 μ s. Afin d'avoir une meilleure appréciation de ce résultat, nous l'avons comparé avec celui obtenu par la commande FOC-SVM (figure 4.10). Contrairement à la commande de couple l'application de la commande FOC-SVM engendre l'effet du recouplage sur le courant i_d lors du changement de la référence.

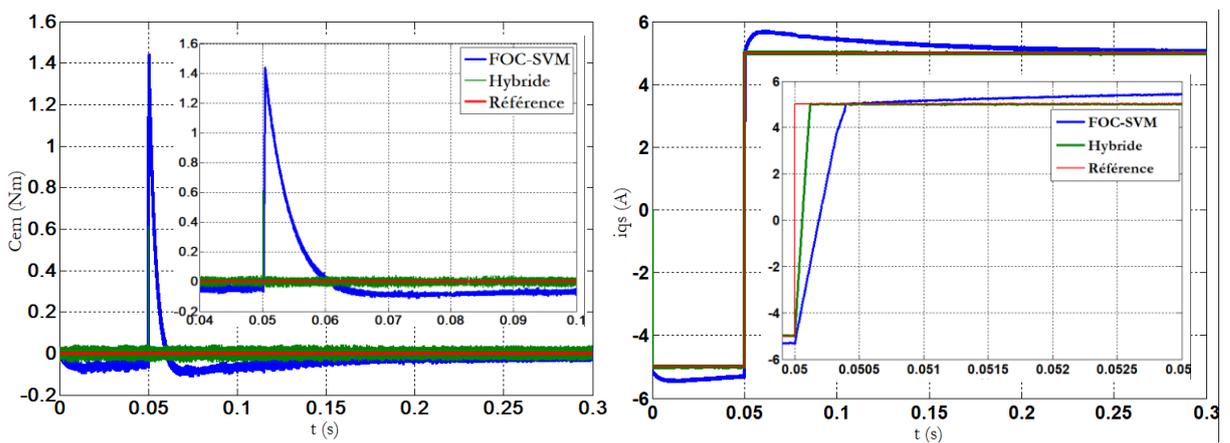


Figure 4.10 : Evolution du courant i_d et i_q en régime transitoire pour les deux commandes (commande de couple et commande FOC-SVM)

Afin d'évaluer la robustesse de la commande de couple par rapport à aux variations des paramètres caractérisant le modèle de la machine, on augmente les valeurs de la résistance statorique et de l'inductance de +50% et de +100% respectivement de leurs valeurs nominales et on présente la réponse des composantes i_d et i_q et le couple lors du changement de la référence i_{q_ref} de -5 à +5 tout en maintenant la référence i_{d_ref} nulle. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (4.11).

D'après ces résultats on remarque bien la robustesse de la commande étudiée vis-à-vis de ces variations paramétrique.

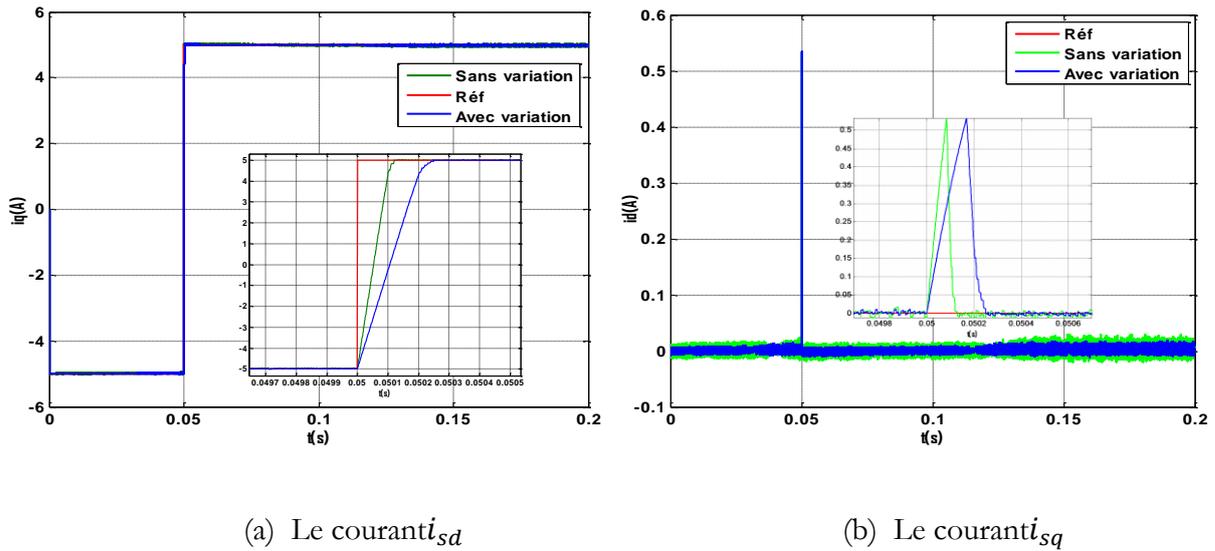


Figure 4.11 : Etude la robustesse de la commande de couple vis-à-vis des variations paramétriques

4.3 Commande de couple utilisant la MLI vectorielle

4.3.1 Principe de la commande

La figure 4.12 représente le principe de la commande proposée. Les courants i_α et i_β sont calculés en utilisant la valeur mesurée des courants de phases statoriques. Un modèle hybride permet de déterminer les composantes de différents vecteurs de direction d_j pour les différentes commutations de l'onduleur S_j correspondant aux grands vecteurs dans le plan principal. Le bloc de la transformation de Park permet de transformer les courants de références i_{d_ref} et i_{q_ref} en deux courants sinusoïdaux i_{α_ref} et i_{β_ref} qui sont appliqués aux entrées du bloc de calcul de la direction désirée d_{ref} . Ce dernier est exprimé sous forme d'une combinaison linéaire d'au moins deux vecteurs de direction adjacents correspondants à deux grands vecteurs de l'onduleur pondérés par leurs durées d'activation. Puis, à partir de ces temps, on déduit les durées d'applications des grands et des moyens vecteurs de façon à annuler la moyenne temporelle dans le plan secondaire.

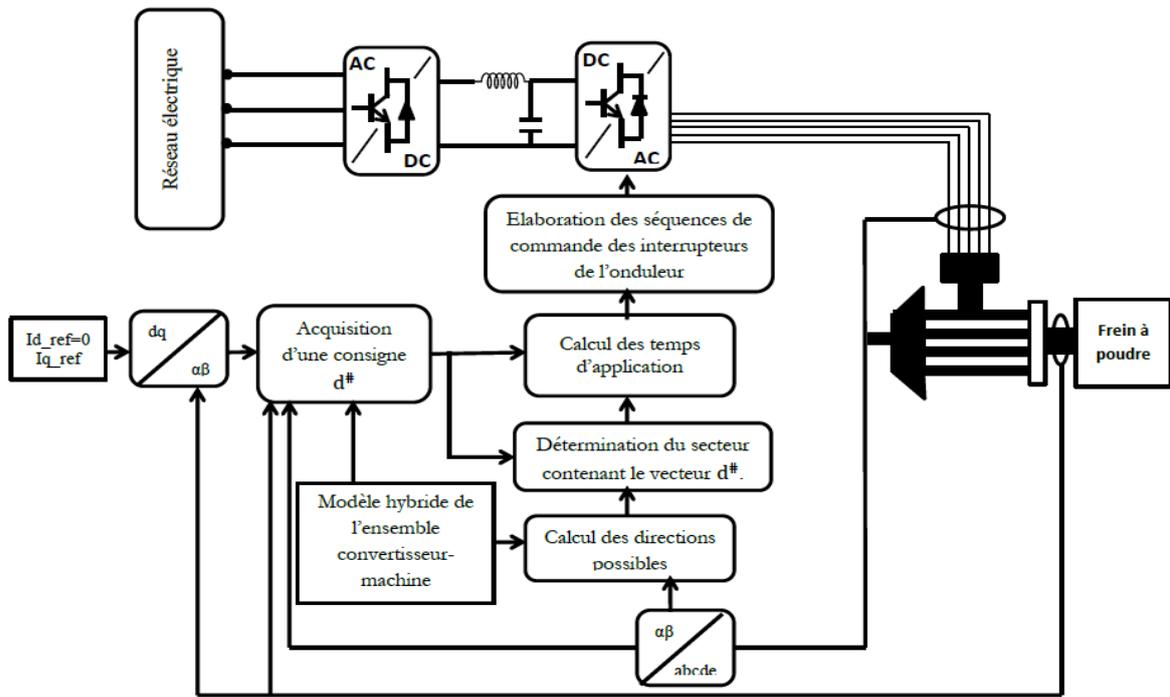


Figure 4.12 : Principe de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle

Ainsi, le fonctionnement de la commande étudiée se résume par les étapes de traitement suivantes [103]:

- ❖ Obtention d'un modèle hybride de l'ensemble convertisseur-machine.
- ❖ Calcul des directions possibles dans l'espace d'état.
- ❖ Acquisition d'une consigne \mathbf{d}_{ref} pour la période d'échantillonnage courante.
- ❖ Détermination du secteur contenant le vecteur \mathbf{d}_{ref} .
- ❖ Décomposition du vecteur \mathbf{d}_{ref} suivant les deux vecteurs \mathbf{d}_i et \mathbf{d}_{i+1} délimitant le secteur i .
- ❖ Elaboration des séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur.

4.3.2 Modèle hybride du comportement de l'ensemble onduleur-machine

En utilisant l'équation (1.19), les équations électriques de la MSAP pentaphasée dans chaque plan fictif peuvent être représentées sous la forme suivante [103]:

- Machine principale :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_p} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_p} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_p} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

- Machine secondaire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

En utilisant les deux équations (4.17) et (4.18), et en introduisant une notation complexe, le modèle dans les plans principal et secondaire, peut se mettre sous la forme :

- Machine principale :

$$\frac{d}{dt} I_p = -\frac{R}{L_p} I_p + \frac{1}{L_p} V_p - \frac{1}{L_p} E_p \quad (4.19)$$

- Machine secondaire :

$$\frac{d}{dt} I_s = -\frac{R}{L_s} \cdot I_s + \frac{1}{L_s} \cdot V_s \quad (4.20)$$

En combinant les relations (3.16) et (4.19), et les relations (3.17) et (4.20), le modèle hybride dans les plans principal et secondaire devient :

- Machine principale :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_p = & -\frac{R}{L_p} I_p + \frac{1}{L_p} \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_d e^{j\frac{6\pi}{5}} + S_e e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \\ & - \frac{1}{L_p} E_p \end{aligned} \quad (4.21)$$

- Machine secondaire :

$$\frac{d}{dt}I_s = -\frac{R}{L_s} \cdot I_s + \frac{1}{L_s} \cdot \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_c e^{j\frac{8\pi}{5}} + S_d e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_e e^{j\frac{6\pi}{5}} \right) \quad (4.22)$$

En supposant que la période d'échantillonnage T utilisée est très petit devant les constantes de temps électriques de la machine, l'intégration des équations (4.21) et (4.22) par la méthode d'Euler sur cette période donne :

- Machine principale :

$$I_p(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L_p}\right) I_p(k) + \frac{T}{L_p} \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_d e^{j\frac{6\pi}{5}} + S_e e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) - \frac{T}{L_p} E_p(k) \quad (4.23)$$

- Machine secondaire :

$$I_s(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L_s}\right) I_s(k) + \frac{T}{L_s} \cdot \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_c e^{j\frac{8\pi}{5}} + S_d e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_e e^{j\frac{6\pi}{5}} \right) \quad (4.24)$$

En prend:

$$A_1 = 1 - \frac{TR}{L_p} \quad (4.25)$$

$$A_2 = 1 - \frac{TR}{L_s} \quad (4.26)$$

$$d_j = \frac{T}{L_p} \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_d e^{j\frac{6\pi}{5}} + S_e e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \quad (4.27)$$

$$D = -\frac{T}{L_p} \cdot \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\dot{d}_j = \frac{T}{L_s} \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_d e^{j\frac{6\pi}{5}} + S_e e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \quad (4.29)$$

Donc le modèle hybride de notre système s'écrit sous la forme suivante :

$$I_p(k+1) = A_1 \cdot I_p(k) + d_j + D \quad (4.30)$$

$$I_s(k+1) = A_2 \cdot I_s(k) + \dot{d}_j \quad (4.31)$$

Seuls les courants de la machine fictive principale contribuent à la création du couple électromagnétique C_{em} . Donc on commande uniquement ces courants et on réduit fortement les courants parasites dans la machine secondaire.

4.3.3 Détermination des directions

L'algorithme de commande calcule, pour un état mesuré, les évolutions possibles dans l'espace d'état relatives aux différentes configurations en utilisant l'équation (4.30). Une représentation graphique de ces vecteurs est donnée sur la figure 4.13. [103]

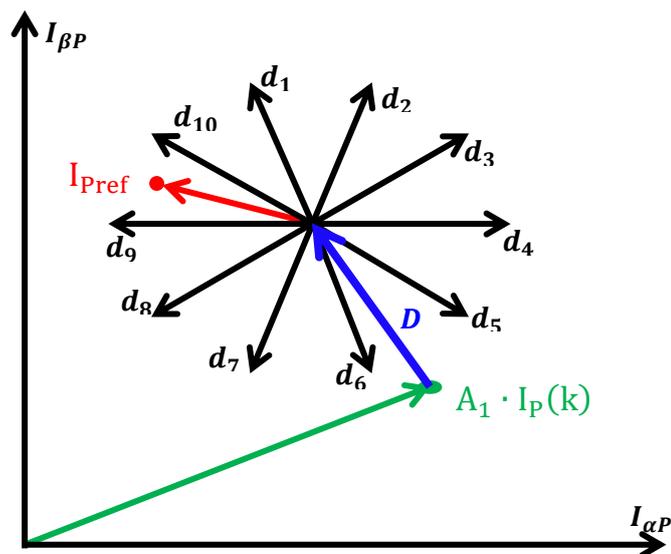


Figure 4.13 : Exemple des directions possibles dans le plan principal $(I_{p\alpha}, I_{p\beta})$

A partir de la figure (4.13) les directions possibles et la direction référence dans le plan principal sont données comme suit :

$$d_j = I_p(k+1) - A_1 \cdot I_p(k) - D \quad (4.32)$$

$$d_{ref} = I_{Pref} - A_1 \cdot I_{Pref}(k) - D \quad (4.33)$$

4.3.4 Détermination du secteur

Afin de déterminer le secteur auquel appartient le vecteur de référence d_{ref} , nous devons déterminer l'entier i ($1 \leq i \leq 10$).

En prend :

$$\begin{cases} \theta_{ref} = \arg(d_{ref}) & \text{si } \arg(d_{ref}) \geq 0 \\ \theta_{ref} = \arg(d_{ref}) + 2 \cdot \pi & \text{si } \arg(d_{ref}) < 0 \end{cases} \quad (4.34)$$

On peut alors déterminer le secteur i par la relation (3.21):

$$i = \sum_{m=1}^{10} m \cdot \text{TF} \left(\theta_{ref} - (m-1) \frac{\pi}{5} \right)$$

Où TF est une fonction qui prend les valeurs données par l'équation (3.22) suivantes :

$$\text{TF}(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{5} \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$

4.3.5 Calcul de t_i et t_{i+1} pour chaque secteur

Pour obtenir un vecteur plus proche de la direction souhaitée, il faut appliquer pendant le temps T [103]:

- La tension v_i correspondant au vecteur d_i pendant le temps t_i .
- La tension v_{i+1} correspondant au vecteur d_{i+1} pendant le temps t_{i+1} .
- Un vecteur nul pendant les temps t_0 et t_{31} .

Avec les durées de temps t_0 et t_{31} définies par la relation suivante :

$$t_0 + t_{31} = T - t_i - t_{i+1} \quad (4.35)$$

L'équation du vecteur de référence devient :

$$d_{ref} = d_i \cdot \frac{t_i}{T} + d_{i+1} \cdot \frac{t_{i+1}}{T} \quad (4.36)$$

De ces relations on peut déduire les relations permettant de calculer les temps de commutation pour les différents secteurs :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_i = \frac{|d_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\frac{i \cdot \pi}{5} - \theta_{ref}\right)}{|d| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{i+1} = \frac{|d_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\theta_{ref} - \frac{(i-1) \cdot \pi}{5}\right)}{|d| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_0 = t_{31} = \frac{T - t_i - t_{i+1}}{2} \end{array} \right. \quad (4.37)$$

4.3.6 Calcul des temps d'application du moyen et grand vecteur

A partir des équations (2.29), (2.30), et (4.37) les durées t_{mi} , $t_{m(i+1)}$, t_{li} et $t_{l(i+1)}$ s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{li} = \frac{0.7236 |d_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\frac{i \cdot \pi}{5} - \theta_{ref}\right)}{|d| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{l(i+1)} = \frac{0.7236 \cdot |d_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\theta_{ref} - \frac{(i-1) \cdot \pi}{5}\right)}{|d| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{mi} = \frac{0.4472 \cdot |d_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\frac{i \cdot \pi}{5} - \theta_{ref}\right)}{|d| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_{m(i+1)} = \frac{0.4472 \cdot |d_{ref}| \cdot T \cdot \sin\left(\theta_{ref} - \frac{(i-1) \cdot \pi}{5}\right)}{|d| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\ t_0 = t_{31} = \frac{T_{com} - t_{li} - t_{l(i+1)} - t_{mi} - t_{m(i+1)}}{2} \end{array} \right. \quad (4.38)$$

4.3.7 Résultats de simulation

Les simulations sont effectuées dans les mêmes conditions que celles de la commande FOC-SVM classique et la commande de couple. Les figures (4.14) et (4.15) présentent les résultats de simulation obtenus avec la version améliorée de la commande de couple.

La figure (4.14) montre les résultats obtenus en régime permanent pour une référence i_{q_ref} égale au courant nominal ($i_{q_ref} = 5A$) et une référence i_{d_ref} nulle.

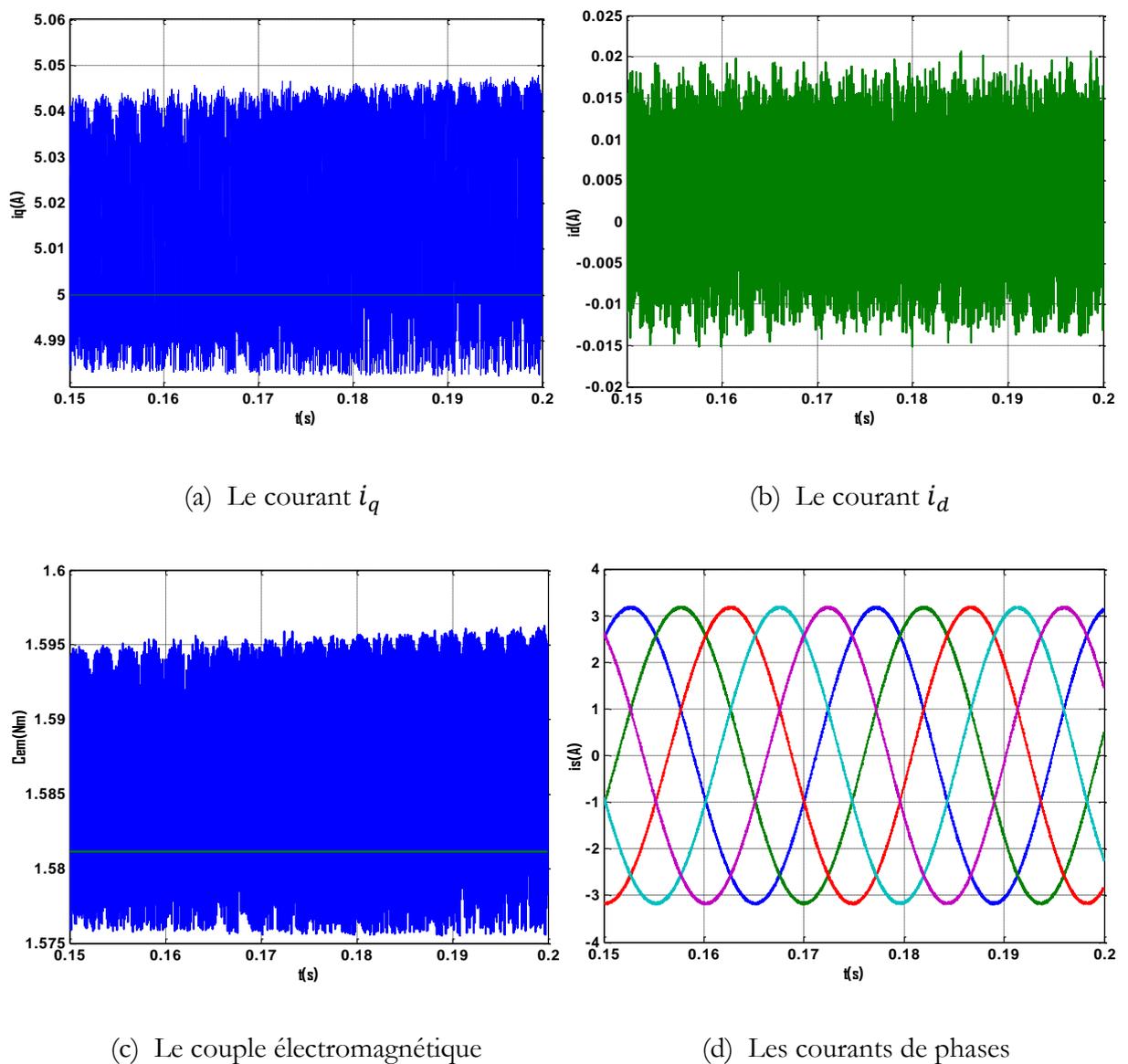


Figure (4.14) : Etude du régime permanent de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle

Les figures (4.14.a et 4.14.b) illustrent la variation temporelle des courants i_q et i_d . Pour le courant i_q , les oscillations sont d'amplitudes très faibles de l'ordre de 0,05 A. Pour le courant i_d , l'amplitude des oscillations est aussi très réduite de l'ordre de 0,005 A. Ces résultats montrent une diminution importante des ondulations du i_d et i_q comparé à celles obtenues avec la commande FOC-SVM et la commande de couple.

Le couple électromagnétique sur la figure (4.14.c) suit parfaitement sa référence, avec une réduction remarquable des ondulations de l'ordre de 0,02 Nm.

Sur la figure (4.14.d) on présente les courants de phase en régime permanent. On remarque que ces courants ressemblent à des sinusoïdes avec un faible bruit comparée à la commande FOC-SVM et à la commande de couple. Ceci est confirmé par la figure (4.15) qui montre le spectre harmonique d'un courant de phase obtenu pour la commande proposée, où nous constatons que la commande FOC-SVM et la commande de couple montrent un contenu harmonique nettement supérieur à celui de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle.

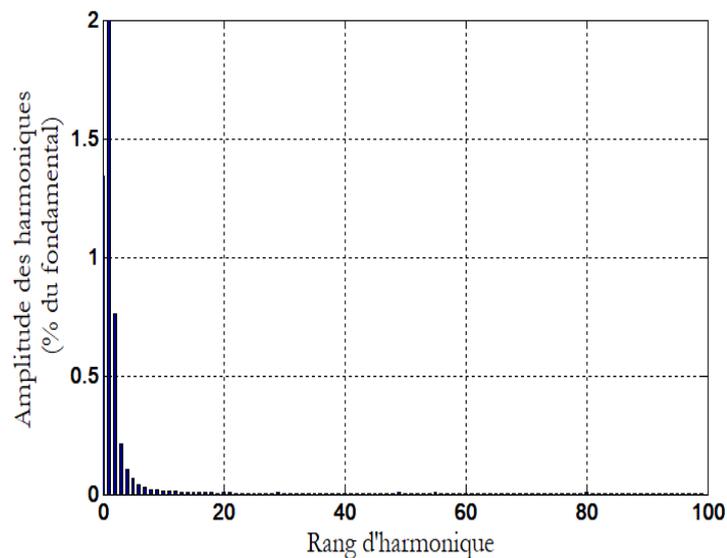
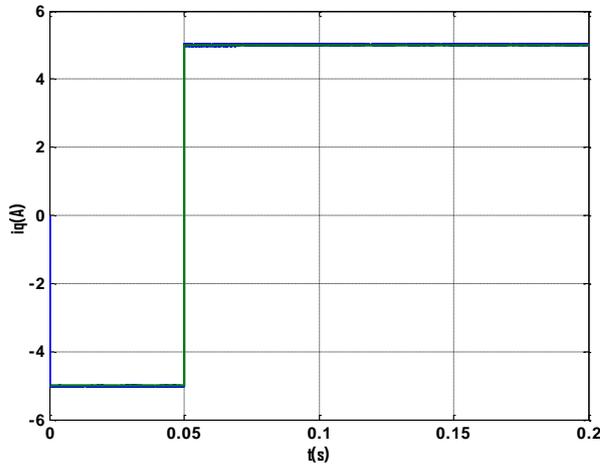
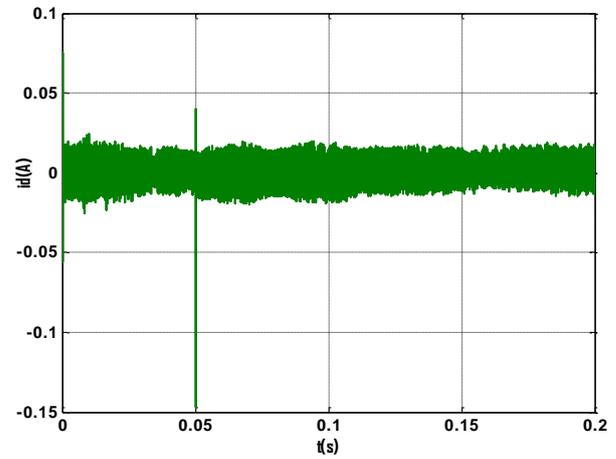
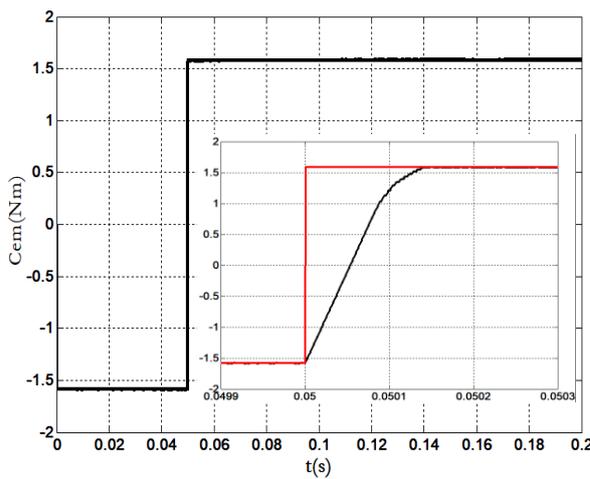
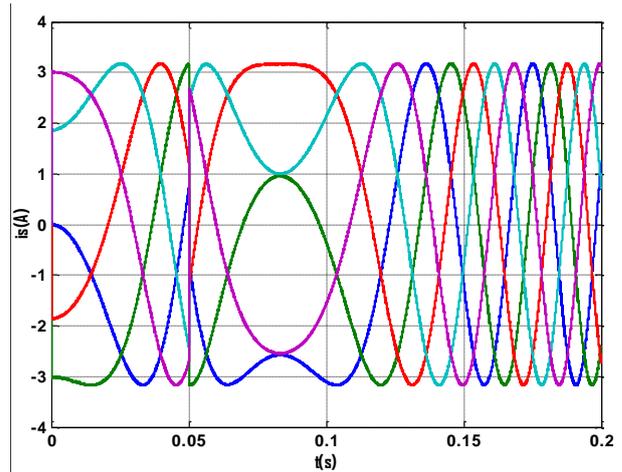


Figure (4.15) : Spectre harmonique du courant (commande de couple utilisant la MLI vectorielle)

La figure (4.16) montre la réponse en régime transitoire des composantes i_d et i_q et des courants statorique lors l'inversion de la consigne i_{q_ref} (passage de -5 à 5), tout en maintenant la référence i_{d_ref} nulle.

(a) Le courant i_q (b) Le courant i_d 

(c) Le couple électromagnétique



(d) Les courants de phases

Figure (4.16) : Etude du régime transitoire de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle

L'évolution des courants i_d et i_q pendant le régime transitoire est présentée par les figures (4.16.a) et (4.16.b). Le temps de montée de i_q est d'environ 200 μ s et ce changement brusque du courant i_q n'a pas affecté i_d qui est maintenu à zéro, ce qui confirme le bon découplage entre les variables contrôlées.

Le couple électromagnétique est caractérisé par une bonne dynamique (figures 4.16.c). Il suit parfaitement sa référence sans dépassement.

Pendant le régime transitoire (figures 4.16.d) les courants de phases sont très bien contrôlés. Il n'y a ni dépassement ni oscillations excessives durant tout ce régime.

Afin d'évaluer la robustesse de cette commande, nous avons simulé la variation de la résistance statorique et de l'inductance de +50% de +100% respectivement de leurs valeurs nominales.

La figure (4.17) montre les performances et la robustesse de cette commande. Nous constatons que lors de la variation paramétrique, les réponses évoluent normalement sans augmentation importante du temps de réponse. Ce test montre que la commande présente de bonnes performances vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine.

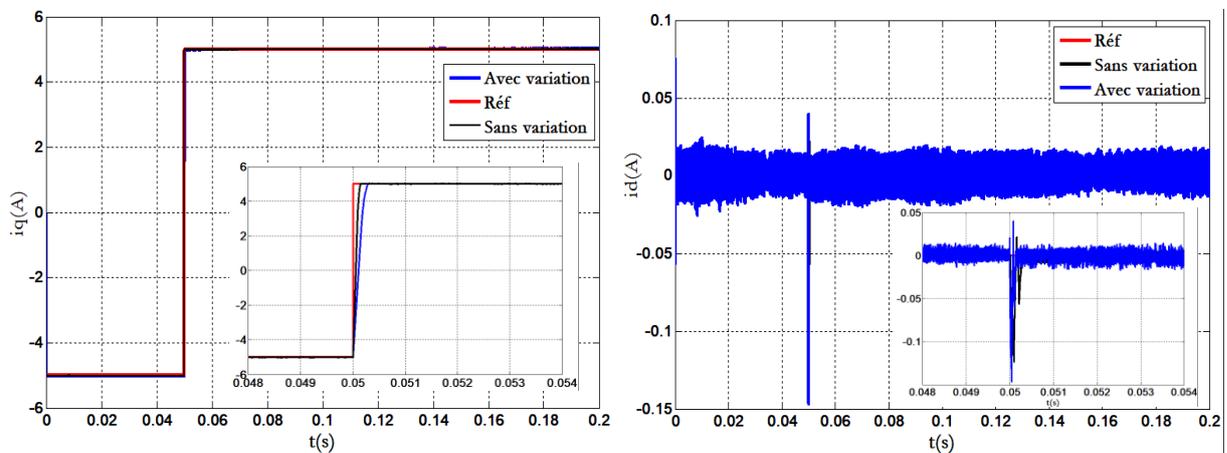


Figure 4.17 : Étude la robustesse de la commande de couple utilisant la MLI vectorielle vis-à-vis des variations paramétriques

4.4 Conclusion

La première approche présentée dans ce chapitre est une commande à aspect prédictif. Pour chaque période d'échantillonnage, cette commande prédit l'évolution des variables d'état dans le plan principal, pour les différents modes de fonctionnement possibles correspondantes aux grands vecteurs du convertisseur considéré. Ensuite, et à base d'un critère de choix, l'algorithme de commande sélectionne le meilleur état des commutateurs de l'onduleur. Enfin, on déduit les durées d'applications du grand et du moyen vecteur sélectionnés. Les résultats de simulation de cette commande montrent des améliorations remarquables au niveau des ondulations de couple et du courant comparés aux résultats obtenus avec la commande PI classique associée à la MLI vectorielle. Ces améliorations se caractérisent par une diminution importante des ondulations et une rapidité au niveau de la dynamique de couple.

Dans la deuxième approche, nous avons présenté une amélioration par la technique MLI vectorielle de la commande de couple proposée dans la première partie de ce chapitre. Nous avons, tout d'abord, construit le modèle mathématique du comportement de l'ensemble machine-convertisseur dans le plan $\alpha\beta$. À partir des directions possibles correspondant aux grands vecteurs dans le plan principal et à la direction désirée calculées selon ce modèle, nous avons choisi les états de commutation de l'onduleur à activer pendant une période T , et calculer leurs durées d'application de façon à obtenir le vecteur désiré. Ensuite, nous déduisons les durées d'applications du grand et du moyen vecteur de façon à annuler la moyenne temporelle dans le plan secondaire. Une étude comparative de cette commande avec la commande FOC-SVM classique et la commande de couple a révélé les performances intéressantes en réduisant significativement les oscillations du couple et des courants, tout en gardant une excellente dynamique de couple.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude des méthodes de modélisation hybride et de commande de couple d'une machine synchrone polyphasée à aimant permanent associée à un onduleur multi bras.

Tout d'abord, une étude bibliographique a été effectuée concernant les machines synchrones polyphasées dans laquelle nous avons présenté les types de ces machines, leurs avantages et leurs inconvénients ainsi que leurs domaines utilisations. Après avoir présenté les méthodes générales de modélisation connues pour ces machines polyphasées selon la configuration des enroulements du stator, nous avons choisi les machines synchrones pentaphasée et hexaphasée comme exemples de machines synchrones polyphasées qui ont attiré beaucoup l'attention des chercheurs au cours des dernières années.

La conception d'une loi de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine synchrone polyphasée, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande. Pour cela le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation et à la commande des onduleurs multi-bras particulièrement l'onduleur à cinq-bras. Ce dernier comprend 32 combinaisons possibles qui permettent de générer 32 positions du vecteur de tension dont deux correspondent à un vecteur nul. Les projections des 30 autres vecteurs dans les plans fictifs (principal et secondaire) forment un petit, un moyen et un grand décagone pour chaque plan où chacun d'entre eux est composé de 10 vecteurs. Les vecteurs qui forment le grand décagone d'un plan forment le petit décagone de l'autre, et les vecteurs qui forment les décagones moyens des deux plans sont identiques. Afin de contrôler le comportement du couple, on doit commander les courants de la machine principale et on réduire les courants parasites dans la machine secondaire (car ils ne génèrent pas de couple) en générant la référence de

la tension dans le plan principale et les plus petites tensions possibles dans le plan secondaire. Donc, seuls les vecteurs de grand décagone du plan principal et les vecteurs nuls sont utilisés. Cependant, le vecteur actif dans le plan principal ne s'annule pas dans le plan secondaire et les harmoniques d'ordre 3 sont donc présents. Ce problème peut être résolu par l'application des vecteurs de moyen et de grand décagone dans le plan principal de manière à ce que le moyen et petit vecteur s'annulent dans le plan secondaire. Cette méthode exige l'emploi de la technique de modulation vectorielle (SVM) que nous avons adoptée parmi les techniques MLI. Cette technique permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées à la machine. Cette technique offre comme principal avantage la minimisation des oscillations des grandeurs commandées tel que le couple et le courant.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la technique de la commande du vecteur courant statorique d'une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents par les régulateurs PI en utilisant la technique MLI vectorielle. Nous avons commencé, d'abord, par les structures des blocs de régulation de la commande vectorielle de la MSAPP. Nous avons ensuite présenté quelques résultats afin de vérifier les performances de la stratégie de commande étudiée en termes de découplage et de comportement transitoire du couple. Néanmoins, les performances de cette commande sont bien souvent limitées en raison de la non-linéarité et des variations des paramètres du système, ce qui a été confirmé par les résultats de simulation lors des tests de robustesse.

Enfin, dans le quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés au développement de la commande de couple d'une machine synchrone pentaphasée. Ainsi deux approches de commande ont été proposées. La première stratégie que nous avons proposée est basée sur le modèle local hybride recalculé à chaque itération. Ce modèle permet de déterminer les différentes directions correspondant aux différents vecteurs de tension possibles du grand décagone dans le plan principal. La configuration choisie est celle qui donne la direction la plus proche de celle de l'objectif dans l'espace d'état, puis on applique cette configuration avec celle du moyen vecteur qui a la même direction que

le grand vecteur choisi de façon à annuler la moyenne temporelle dans le plan secondaire. Le principal avantage de cette commande réside dans le fait qu'elle n'exige ni régulateur de courant, ni estimateur ou observateur d'état. Aussi, elle permet d'avoir une excellente dynamique du couple, et une robustesse vis à vis des variations paramétriques.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons présenté une version améliorée de la commande de couple en faisant appel à la technique de modulation SVM. Cette nouvelle technique se base sur le modèle hybride du comportement de l'ensemble machine-convertisseur dans le plan $\alpha\beta$ qui permet de déterminer les directions correspondantes aux grands vecteurs dans le plan principal et la direction désirée. Ce dernier est exprimé comme une combinaison linéaire d'au moins deux vecteurs de direction adjacents correspondants à deux grands vecteurs de l'onduleur pondérés par leurs durées d'activation. Puis, à partir de ces temps on déduit les durées d'applications de deux grands et de deux moyens vecteurs de façon à annuler la moyenne temporelle dans le plan secondaire.

A travers l'étude comparative par simulation effectuée avec ces méthodes, les résultats montrent clairement la supériorité de la commande de couple par rapport à la régulation PI classique aussi bien en termes de performances dynamiques que de robustesse. Cependant, la commande de couple associée à la MLI vectorielle s'est avérée la plus performante.

Enfin, comme perspectives, nous proposons la conception d'une stratégie de commande de couple des machines polyphasées sans capteur de vitesse. Par ailleurs une implantation pratique des commandes proposées dans cette thèse permettra une validation expérimentale qui ne sera que bénéfique pour le secteur utilisateur.

Références Bibliographiques

- [1] X. Kestelyn «Modélisation Vectorielle Multi-machines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés», Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Déc. 2003.
- [2] É. Semail «Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés- Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace», Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Juin. 2000.
- [3] D. Hadiouche, «Contribution à l'Étude de la Machine Asynchrone Double- Etoile : Modélisation, Alimentation et Structure», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2001.
- [4] Rijaniaina Njakasoa, «Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone : Application au diagnostic et a la commande de deux machines spécifiques», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Juillet 2009.
- [5] R. N. Andriamalala, “Commande vectorielle des convertisseurs multi-niveaux : analyse de fonctionnement en vue d’optimiser le facteur de puissance”, Mémoire de DEA PROTEE, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Septembre 2005.
- [6] Yvan CRÉVITS, « Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation», Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Juillet 2010.
- [7] Mario BERMÚDEZ GUZMÁN, « Novel Control Techniques in Multiphase Drives: Direct Control Methods (DTC and MPC) Under Limit Situations». Thèse de Doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Décembre 2018.

-
- [8] Atif Iqbal, «MODELLING AND CONTROL OF SERIESCONNECTED FIVE-PHASE AND SIXPHASE TWO-MOTOR DRIVES» Thèse de Doctorat, Liverpool John Moores University for the degree of Doctor of Philosophy, Août 2005.
- [9] Fabrice LOCMET, «Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé», Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 2006.
- [10] Vincent ABADIE. Commande des systemes continus a entrees binaires (application aux machines electriques). Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, juin 1994.
- [11] William HOLDERBAUM. Commande des systemes a entrees booleennes. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, juin 1999.
- [12] Mohamed Abdallah TRABELSI. Modélisation et Commande des Systèmes Physiques à Topologie Variable : Application au Convertisseur Multicellulaire. Thèse de Doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon Décembre 2009.
- [13] Xuefang Lin-Shi, Jean-Marie Rétif, Xavier Brun, Florent Morel, Mohamed Smaoui, et al.. Commande Des systèmes hybrides rapides. Applications aux systèmes mécatroniques .Journal Européennes Systèmes Automatisés (JESA), Lavoisier, 2007, 41(7-8), pp. 963-990.
- [14] Khelifa BENMANSOUR. Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique ALGER juillet 2006.
- [15] Xuefang Lin-Shi. Commande des systèmes de conversion d'énergie. Habilitation à diriger des recherches. INSA de Lyon, juillet 2007.
- [16] Florent Morel. Commandes Directes Appliquées à une Machine Synchrone à Aimants Permanents Alimentée par un Onduleur Triphasé à Deux Niveaux ou par un

- Convertisseur Matriciel Triphasé. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon; décembre 2007.
- [17] Alur, R., C. Courcoubetis, T.A. Henzinger et P.-H. Ho.1993, « Hybrid automata: An algorithmic approach to the specification and verification of hybrid systems », Hybrid Systems, LNCS, p.209-229.
- [18] Henzinger, T.A., B. Horowitz, R. Majumdar. 1999, « Rectangular hybrid games », dans Proceedings of the Tenth International Conference on Concurrency Theory, Lecture Notes in Computer Science 1664, Springer-Verlag, p. 320-335.
- [19] Müller, O. et T. Stauner. 2000, « Modelling and verification using linear hybrid automata- a case study », Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems, vol. 6, n°1, p.71-89.
- [20] Alla, H. et R. David. 1998, « Continuous and hybrid petri nets », Journal of Circuits, Systems and Computer, vol. 8, n°1, p.159-188.
- [21] Mendler, M. et G. Lüttgen. 2001, « Statecharts: from visual syntax to model-theoretic semantics », dans Workshop on Integrating Diagrammatic and Formal Specification Techniques (IDFST 2001), p. 615–621.
- [22] Mosterman, P. J. 1997, Hybrid Dynamic Systems: a Hybrid Bond Graph Modeling Paradigm and its Application in Diagnosis, thèse de doctorat, Vanderbilt University.
- [23] MESLOUB Hayette. Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents. Thèse de Doctorat LMD en Génie Electrique. Université Mohamed Khider – Biskra. Mai 2016.
- [24] Heath Hofmann, and Seth R. Sanders. Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach. IEEE transactions on industry applications, vol. 34, no. 1, PP. 169-177. JANUARY/FEBRUARY 1998
- [25] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, and Angelo Tani. FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control. . IEEE transactions on industry applications, vol. 17, no. 5, PP. 779-787. SEPTEMBER 2002.

- [26] Ana M. LLOR. Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones a aimants permanents. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, La Universidad Carlos III de Madrid y/et L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. avril 2003.
- [27] Xavier Legrand, Jean-Marie Rétif, Mohamed Smaoui, Xavier Brun, Daniel Thomasset, et al.. Hybrid control with on/off electropneumatic standard valve for tracking positioning. Bath Workshop on Power Transmission & Motion Control, Bath, United Kingdom, Septembre 2005.
- [28] Morel F, Rtif JM, Lin-Shi X, Llor AM. Fixed switching frequency hybrid control for a permanent magnet synchronous machine. In: IEEE 2004 International Conference on Industrial Technology; 8-10 Dec 2004 ; Hammamet, Tunisia, Tunisia : IEEE. pp. 127-131
- [29] Jean Thomas, Didier Dumur, and Jean Buisson. Predictive Control of Hybrid Systems under a Multi-MLD Formalism with State Space Polyhedral Partition. Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston. Massachusens June 30 -July 2,2004
- [30] Arnaud Sellier, Xavier Brun, Sylvie Sesmat, Jean-Marie Retif, Xuefang Lin-Shi, Daniel Thomasset & Mohamed Smaoui. Hybrid Force Control with on/off Electropneumatic Standard Distributors. International Journal of Fluid Power. 7 No. 1 pp. 51-60. 2006
- [31] Lin-Shi X, Morel F, Llor A, Allard B, Rétif JM. Implementation of hybrid control for motor drives. IEEE Transactions on Ind Electronis 2007; 54: 1946-1952.
- [32] Khatir Tabti, Mohamend Bourahla, Lotfi Mostefai. Hybrid control of electric vehicle lateral dynamics stabilization. Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 64, NO. 1 PP, 50–54. 2013.
- [33] Philippe Djondiné, Jean Pierre Barbot, Malek Ghanes. On the Petri Nets Control of the Multicel- Lular Converter. International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, IJETAE Publishing House,7(11), pp 332-336. 2017.

- [34] Djondiné P, Barbot JP, Ghanes M. Comparison of sliding mode and petri nets control for multicellular chopper. *International Journal of Nonlinear Science* ; 25: 67-75. 2018.
- [35] Defoort M, Gorp JV, Djemai M. Multicellular converter: a benchmark for control and observation for hybrid dynamical systems. In: Djemai M, Defoort M, Editors. *Hybrid Dynamical Systems*. New York, NY, USA : Springer International Publishing, pp. 293-313. 2015.
- [36] Benmiloud M, Benalia A. Hybrid control scheme for multicellular converter. In: *IEEE 2013 International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*; 6-8 May 2013; Hammamet, Tunisia : IEEE. pp. 476-482.
- [37] Benmansour K, Benalia A, Djemai M, Leon J. Hybrid control of a multicellular converter. *Nonlinear Analysis: Hybrid Systems* 2007; 1: 16–29.
- [38] TABTI KHATIR. Développement d'une commande hybride appliquée à la stabilité latérale d'un véhicule électrique. Thèse de doctorat en sciences. Université des sciences et de technologie d'Oran Mohamed Boudiaf. Juillet 2015,
- [39] Arahal MR, Barrero F, Toral S, Duran M, Gregor R. Multi-phase current control using finite-state model-predictive control. *Control Engineering Practice* 2009; 17: 579-587.
- [40] Iqbal A, Singh GK, Pant V. Some observations on no-load losses of an asymmetrical six-phase synchronous machine. *Turk J Elec Eng & Comp Sci* 2016; 24: 4497-4507.
- [41] Abjadi NR. Sliding-mode control of a six-phase series/parallel connected two induction motors drive. *ISA Transactions* 2014; 53: 1847-1856.
- [42] Hosseyni A, Trabelsi R, Mimouni MF, Iqbal A, Alammari R. Sensorless sliding mode observer for a five-phase permanent magnet synchronous motor drive. *ISA Transactions* 2015; 58: 462-473.

- [43] Iqbal A, Singh GK, Pant V. Stability analysis of an asymmetrical six-phase synchronous motor. *Turk J Elec Eng & Comp Sci* 2016; 24: 1674-1692.
- [44] Barik SK, Jaladi KK. Five-phase induction motor DTC-SVM scheme with PI controller and ANN controller. *Procedia Technology* 2016; 25: 816-823
- [45] Wang X, Wang Z, Xu Z. A hybrid direct torque control scheme for dual three-phase PMSM drives with improved operation performance. *IEEE Transactions on Power Electronics* 2018; 63: 321-333.
- [46] Echeikh H, Trabelsi R, Iqbal A, Bianchi N, Mimouni MF. Non-linear control of five-phase IM drive at low speed conditions—experimental implementation. *ISA Transactions* 2016; 65: 244-253
- [47] Bermudez M, Gomozov O, Kestelyn X, Barrero F, Nguyen NK, Semail E. Model predictive optimal control considering current and voltage limitations: real-time validation using OPAL-RT technologies and five-phase permanent magnet synchronous machines. *Mathematics and Computers in Simulation* 2018; 63: 321-333.
- [48] Hosseyni A, Trabelsi R, Iqbal A, Mimouni MF. Comparative study of adaptive sliding mode and resonant controllers in fault tolerant five-phase permanent magnet synchronous motor drive. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 2018; 96: 2195-2213.
- [49] Hugo Guzman, Ignacio Gonzalez, Federico Barrero and Mario Durán. Open-Phase Fault Operation on Multiphase Induction Motor Drives. Chapter in “Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics”. ISBN: 978-953-51-2207-4. Edited by Raúl Gregor. November 2015.
- [50] Hugo Guzman, Mario Bermúdez, Cristina Martín, Federico Barrero and Mario Durán. Application of DSP in Power Conversion Systems — A Practical Approach for Multiphase Drives. Chapter in “ Applications of Digital Signal Processing through Practical Approach”. ISBN: 978-953-51-2190-9. Edited by Sudhakar Radhakrishnan. October 2015.

- [51] Emna BEN SEDRINE. Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : Modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes. Thèse de doctorat. L'école normale supérieure de Cachan. Novembre 2014.
- [52] Antoine BRUYERE. Modélisation et commande d'un altemo-demarreur heptaphase pour application automobile micro-hybride. Thèse de doctorat. l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers. Mai 2009.
- [53] Eric SEMAIL. Entraînements électriques polyphasés : vers une approche système. L'habilitation a diriger des recherches. Juillet 2009.
- [54] S. Eric, "Machines polyphasées pour application maritime : modélisation et contrôle", Journées d'Eté à Lille, Juillet 2005.
- [55] Elkheir Merabet. Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle. Thèse de doctorat. L'Université Hadj Lakhdar Batna. Janvier 2013
- [56] G.K. Singh. Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation. *Renewable Energy* 33 (2008) 1605–1621.
- [57] G. K. Singh, A. Senthil Kumar and R. P. Saini. A self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation: experimental analysis. *European transactions on electrical power* 2010; 20:884–900.
- [58] Jean-François DOYON. Étude et simulation des groupes convertisseursmachines synchrones à six phases. Thèse de doctorat. Université du québec. Septembre 2011.
- [59] Emil Levi, Martin Jones, Slobodan N. Vukosavic, and Hamid A. Toliyat. A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter. *IEEE transactions on power electronics*, VOL. 19, NO. 2, PP 320-335. march 2004.

- [60] Djamel BOUDANA. Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux. Thèse de Doctorat. Ecole nationale supérieure polytechnique Alger. octobre 2009.
- [61] Fatiha Mekri, Jean-Frédéric Charpentier, Eric Semail. An efficient control of a series connected two-synchronous motor 5-phase with non sinusoidal EMF supplied by a single 5-leg VSI: Experimental and theoretical investigations. *Electric Power Systems Research* 92 (2012) 11– 19.
- [62] Leila Parsa, and Hamid A. Toliyat. Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motor Drives. *IEEE transactions on industry applications*, VOL. 43, NO. 4, JULY/AUGUST 2007.
- [63] Anissa Hosseyni, Ramzi Trabelsi, Med Faouzi Mimouni, Atif Iqbal and Padmanaban Sanjeevikumar. Novel Sensorless Sliding Mode Observer of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive in Wide Speed Range. Chapter in “*Advances in Power Systems and Energy Management*”. Springer International Publishing, 2016. pp. 213-220.
- [64] Fei Yu, Xiaofeng Zhang, Suhua Wang. Five-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Based on Harmonic Eliminating Space Vector Modulation. *International Conference on Electrical Machines and Systems*. Nanjing, China. 27-29 Sept. 2005.
- [65] Zhong Qi, Lv JingHui, Wang Shuangxin. The Research of Direct Torque Control of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor. *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. Chengdu, China. 28-31 March 2010.
- [66] Mohammad Ali SHAMSI NEJAD. Architectures d’Alimentation et de Commande d’Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, l’Institut National Polytechnique de Lorraine. juillet 2007.

- [67] DAMIEN JARROT. Contribution au développement d'outils de conception de machines synchrones à aimants permanents en vue de l'intégration convertisseur machine. Etude des machines électriques double étoile à coupleur magnétique intégré pour une application aéronautique. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse. décembre 2016.
- [68] Nicolas VELLY. Contributions à l'étude de machines multi enroulements pour l'aéronautique : machine synchrone à aimants permanents pour la tolérance aux défauts machine asynchrone pour la traction. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, L'Institut National Polytechnique de Lorraine. avril 2011.
- [69] F. Meibody-Tabar , B. Davat , R. Meuret et S. Vieillard. Architectures segmentées d'alimentation à convertisseurs modulaires pour les actionneurs d'avion Fonctionnement en modes dégradés. Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 4, Hors-Série 1, 13 . 2005.
- [70] M.A. Shamsi-Nejad, S. Pierfederici and F. Meibody-Tabar. The study of double-star synchronous machine in normal mode and the control strategy in degraded mode. 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. Paris, France. 6-10 Nov. 2006.
- [71] B. Hansruedi, Convertisseurs statiques, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1991.
- [72] MOUBA YED Nazih. Alimentation par onduleurs de tension des machines multi-étoiles. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, l'Institut National Polytechnique de Lorraine. Juillet 1999.
- [73] Mariusz Cichowlas. PWM Rectifier with Active Filtering. Ph.D. Thesis. Warsaw University of Technology. 2004.
- [74] Amor KHLAIEF. Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP). Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Aix-Marseille Université, LSIS. Juillet 2012.

- [75] Hugo M. Guzmán Jiménez. Extension of finite-control set model-based predictive control techniques to fault-tolerant multiphase drives: analysis and contributions. Ph.D. Thesis. University of Málaga. 2015.
- [76] G. SEGUIER, F. LABRIQUE, R. BAUSIERE : «Les convertisseurs de l'électronique de puissance». Tome1-Edition Lavoisier Tec et Doc-1989.
- [77] D. Difi, K. Halbaoui, D. Boukhetala, A. Ouanouki, G Mohamed, M. Sellah. Vector control with space vector modulation (SVM) for five-phase permanent magnet synchronous machine. The 3rd International Conference on Electromechanical Engineering ICEE'2018, November 21-22, 2018, Skikda.
- [78] Auswin George T., Dheepak Krishnamurthy, M. Raju and A.Balasubramanian. A Low Cost SVPWM Controller for Five-Phase VSI Using PIC18F4550. International Conference on System Dynamics and Control –ICSDC. 19th -22nd August 2010.
- [79] Hichem Kesraoui, Seifeddine Benelghali, Ramzi Trabelsi, Mohamed Faouzi Mimouni, Rachid Outbib. Control Of Tow Five-Phase Synchronous Machine Series Connected Supplied Through A Five Arms Inverter With Alternate Mode. International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). Tunis, Tunisia. 3-6 Nov. 2014.
- [80] A.Iqbal, E.Levi. Space Vector Modulation Schemes for a Five-Phase Voltage Source Inverter. European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden, Germany. 11-14 Sept. 2005.
- [81] Atif Iqbal & Emil Levi. Space Vector PWM Techniques for Sinusoidal Output Voltage Generation with a Five-Phase Voltage Source Inverter. Electric Power Components and Systems, 34:2, 119-140. 2006.
- [82] Cheng Xue, Wensheng Song, Xiaoyun Feng. Model Predictive Current Control Schemes for Fivephase Permanent-Magnet Synchronous Machine Based on SVPWM. IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China. 22-26 May 2016.

- [83] Farid BOUCHAFAA. Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC Application à la conduite d'une MSAP. Thèse de Doctorat. Ecole Nationale Polytechnique Alger. Février 2006
- [84] K.Benmansour "Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel". Thèse de Magister. Ecole Militaire Polytechnique (EMP) 1999.
- [85] Y.Benbouaza "Commande vectorielle sans capteur mécanique incluant la logique flou d'une PMSM alimentée par onduleurs tension contrôlé en courant". Thèse de Magistère. USTHB. 25 Septembre 1999 .
- [86] F.Bouchafaa, A.Rekkab, R.Ibtiouen "Étude des performances de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)". Journal of the IEEA. Batna. Dec 1997.
- [87] F.Bouchafaa "Développement de la commande vectorielle d'une MSAP en vue d'utilisation dans une station de pompage". JNEVER 99 Tlemcen 23-24-Nov.1999.
- [88] S.H.Park, Y.J.Park, K.R.Baek, I.H.Lim, H.S.Ryu "Study of developing control algorithm for pumped-storage synchronous motor drive". KIEE International transactions on Electrical Machinery and Energy conversion systems, Vol.5-B, N°1, pp.84-89, 2005.
- [89] Lotfi Baghli. Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse de Doctorat. Université Henri Poincaré- Nancy I, 1999.
- [90] Arahall MR, Duran MJ. PI tuning of five-phase drives with third harmonic injection. Control Engineering Practice 2009; 17: 787-797.
- [91] Boudjema Z, Taleb R, Djeriri Y, Yahdou A. A novel direct torque control using second order continuous sliding mode of a doubly fed induction generator for a wind energy conversion system. Turk J Elec Eng & Comp Sci 2017; 25: 965-975.

- [92] Ouassaid M, Elyaalaoui K, Cherkaoui M. Sliding mode control of induction generator wind turbine connected to the grid. *Advances and Applications in Nonlinear Control Systems* 2016; 635:531-553.
- [93] DJAGHDALI LAKHDAR. Contribution a la commande predictive directe du couple de la machine à induction. Thèse de doctorat. Université de batna 2. Décembre 2016.
- [94] Ammar A, Benakcha A, Bourek A. Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization. *International Journal of Hydrogen Energy* 2017; 42: 17940-17952.
- [95] Pimkumwong N, Wang MS. Full-order observer for direct torque control of induction motor based on constant V/F control technique. *ISA Transactions* 2018; 73: 189-200.
- [96] Toufouti RIAD. Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone. Thèse de Doctorat. Université mentouri constantine. Juin 2008.
- [97] Ammar Benzaioua. Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée. Thèse de Doctorat. L'université du québec à chicoutimi. Avril 2014.
- [98] Khaled Halbaoui. Commande hybride appliquée aux systèmes électromécaniques. Thèse de Doctorat. Ecole Nationale Polytechnique Alger. Mai 2012.
- [99] Florent Morel, Jean-Marie Rétif, Xuefang Lin-Shi, Claire Valentin. Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2008, 55 (2), pp.501-511.
- [100] Morel F, Lin-Shi X, Rétif JM, Allard B. A predictive current control applied to a permanent magnet synchronous machine, comparison with a classical direct torque control. *Electric Power Systems* 2008; 78: 1437-1447.

- [101] Retif JM, Lin-Shi X, Llor AM, Morand F. New hybrid direct-torque control for a winding rotor synchronous machine. In: IEEE 2004 Power Electronics Specialists Conference; 20-25 June 2004 ; Aachen, Germany, Germany : IEEE. pp. 1438-1442.
- [102] Morel F, Rtif JM, Lin-Shi X, Llor AM. Fixed switching frequency hybrid control for a permanent magnet synchronous machine. In: IEEE 2004 International Conference on Industrial Technology; 8-10 Dec 2004 ; Hammamet, Tunisia, Tunisia : IEEE. pp. 127-131
- [103] Djamel DIFI, Khaled HALBAOUI, Djamel BOUKHETALA. Hybrid control of five-phase permanent magnet synchronous machine using space vector modulation. Turk J Elec Eng & Comp Sci 2019; 27: 921 – 938.