

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب بليدة

Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا

Faculté de Technologie

قسم الآلية والالكتروتقني

Département d'Automatique et d'Electrotechnique



Mémoire de Master

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Présenté par

METIDJI MOHAMED AMINE

&

TIROUCHE AYMENE

La commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents

Proposé par : Dr.BRADAI RAFIK

Année Universitaire 2022-2023

Dédicace

A ma mère, à mon père, pour leur amour inestimable, leurs sacrifices, leur confiance, leur soutien et toutes les valeurs qu'ils ont su m'inculquer, tout au long de mes années d'étude.

A ma grand-mère pour toute l'affection qu'elle m'a donnée et pour son précieux encouragement.

A mes frères Mohamed, Ilyes et ma sœur Hadil

A toute ma famille pour leur soutien.

A mes amis Djalil, Nadir, Sidali, Ghafour , Yasser, Amine

TIROUCHE AYMENE

Dédicace

J'exprime ma gratitude

Envers notre Dieu pour nous avoir aidés à atteindre notre objectif et pour avoir surmonté tous les obstacles afin de mener à bien ce modeste mémoire.

Envers mes parents pour leur soutien, leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont consentis

Envers toute ma famille

Envers mon frère Mahdi et ma sœur Djamila

Envers mes amis Said, Hichem, Malek et Mohamed.

METIDJI MOHAMED AMINE

Remerciement

Mes remerciements vont avant tout à mon Dieu, créateur pour cette faveur qu'Il a bien voulu m'accorder. Je lui donne toute la Gloire et toute la Louange.

Mes remerciements s'adressent à mon promoteur Rafik Bradai, Docteur au Département de Automatique et Electrotechnique à l'Université Blida 1, pour avoir accepté de diriger ce travail, sa rigueur, sa disponibilité. Je tiens à remercier sincèrement les membres du jury qui me font le grand honneur d'évaluer ce travail.

Mes remerciements les plus chaleureux vont à tous mes camarades au Master 2 Machines Electriques, Département de Automatique et Electrotechnique, Faculté des Sciences et Technologies, Université Blida 1, ainsi que tous mes enseignants et tous mes amis, pour leur présence et les excellents moments que j'ai passés avec eux tout au long de ces années d'étude.

Je souhaite remercier Monsieur Hachlaf et monsieur Kherfane pour toute l'aide qu'ils m'ont apportée tout au long de mon parcours universitaire.

Mes remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

ملخص:

دراسة عامة عن الآلات الكهربائية و المحولات (العواكس) الكهربائية .
تم تقديم دراسة ونمذجة للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم يعمل بالتيار المتردد عبر عاكس جهد ثلاثي الأطوار .
تطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم باستعمال مضبط السرعة عن طريق برنامج ماطلاب (MATLAB)

كلمات المفاتيح:

المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ; التحكم المباشر في عزم الدوران ; محول (عاكس) كهربائي ; مضبط السرعة .

Résumé :

Généralité sur les machines électriques et les onduleurs.

Une étude et une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en alternatif via un onduleur de tension triphasé est présentée.

La synthèse de la commande DTC associée à un régulateur de vitesse est réalisée sous Matlab.

Mots clés :

Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ; La commande directe du couple (DTC) ; Onduleur ; Régulateur de vitesse.

Abstract:

General overview of electrical machines and inverters.

A study and modeling of the permanent magnet synchronous machine powered by alternating current through a three-phase voltage inverter is presented.

A study and modeling of this machine powered by alternating current through a three-phase voltage inverter is presented.

The synthesis of the DTC control associated with a speed regulator is performed using Matlab.

Key words:

Permanent magnet synchronous machine (PMSM) ; Direct Torque Control (DTC) ; Inverter ; speed regulator .

Listes des acronymes et abréviations :

[M.S.A.P] : Machine synchrone à aimant permanent

[MLI] : Modulation de largeur d'impulsion

[P.I] : Proportionnel intégral

[Cem] : Le couple électromagnétique

[Ls], [Lf] : Matrices d'inductances statorique et rotorique

[Msf] : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor

[Rs] : Résistance statorique

[p] : Nombre de pair de pôles

[J] : Moment d'inertie

[f] : Coefficient de frottements visqueux

[a, b, c] : Enroulements statoriques réels

[d, q] : Axes longitudinal et transversal

[α, β] : Axes de référentiel statorique

[Cr] : Le couple résistant

[Vabc] : Tension statorique phases a, b, c

[Vsd] : Tension statorique longitudinale

[Vsq] : Tension statorique transversale

[Vsα] : Tension statorique selon l'axe α

[Isd] : Courant statorique selon l'axe d

[Isq] : Courant statorique selon l'axe q

[Vsβ] : Tension statorique selon l'axe β

[Isα] : Courant statorique selon l'axe α

[Isβ] : Courant statorique selon l'axe β

[Φsα] : Flux statorique selon l'axe α

[Φsβ] : Flux statorique selon l'axe β

[Φsd] : Flux statorique direct

[Φsq] : Flux statorique inverse

[Iabc] : Courant statorique de phases a, b, c

[Φabc] : Flux statorique des phases

[Vf] : Tension rotorique sur l'axe d

[If] : Courant rotorique sur l'axe d

[Φ_f] : Flux de l'aimant

[s] : Grandeur stator ou de repère statorique (S)

[Lsd] : Inductance longitudinale

[Lsq] : Inductance transversale

[ω_s] : Pulsation électrique statorique

[ω_r] : Pulsation électrique rotorique

[Ω_r] : Vitesse angulaire mécanique du rotor

[θ] : Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant (d, q) et le référentiel fixe (α, β) lié au stator.

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Généralités sur les machines électriques	
1.1 Introduction	4
1.2 Moteurs électriques :.....	4
1.2.1 Machine à courant alternatif :.....	4
1.2.2 Machine à Courant Continu :	6
1.3 Machine à courant continu sans balais :.....	7
1.3.1 Constitution du moteur BLDC :	8
1.3.5 Avantage des moteurs sans balais (brushless) :	13
1.3.6 Inconvénients des moteurs sans balais (brushless) :.....	14
1.3.7 Domaine d'application :	14
1.4 Techniques de Commande de la machine :	16
1.4.1 Commande scalaire :.....	16
1.4.2 Commande vectorielle:.....	16
1.4.3 Commande DTC :	16
Conclusion :	17
Chapitre 2 Onduleurs	
2.1 Introduction :	19
2.2 Définition de l'onduleur :.....	19
2.3 Classification des Onduleurs :	20
2.3.1 L'onduleur non autonome :	20

2.3.2	L'onduleur autonome :	20
a	Onduleurs de tension :.....	21
b	L'onduleur de courant :.....	21
2.4	Types d'onduleurs autonomes :	22
2.4.1	Onduleur monophasé :	22
2.4.2	Onduleurs triphasés :.....	22
2.5	Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé :	24
2.5.1	Critère de choix d'onduleur :.....	26
2.5.2	Domaines d'application :	26
2.5.3	Techniques de commande et modélisation de l'onduleur triphasé :.....	27
2.6	La Commande MLI :.....	27
2.6.1	Les caractéristiques de MLI :	28
2.6.2	Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions :	28
2.6.3	Principe de base :.....	29
2.7	Simulation de l'onduleur triphasé avec la commande MLI (Sinus-triangulaire)	30
2.7.1	Principaux avantages de la MLI :	29
2.7.2	Les inconvénients de la MLI :	30
	Conclusion :.....	32

Chapitre 3 Machine synchrone à aimants permanents

3.1	Introduction :	34
3.2	Machines synchrones à aimants permanents (MSAP) :	34
3.2.1	Structure d'une MSAP.....	35
3.2.2	Les aimants permanents	36
3.2.3	Exemples usuels des moteurs á aimants permanents.....	37
3.3	Avantages et inconvénients des MSAP :.....	37

3.4	Domaines d'application du MSAP :	38
3.5	Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :	39
3.5.1	Principe de la transformation de Concordia :	39
3.5.2	Principe de transformation de park :	40
3.5.3	Equation du couple électromagnétique :	43
3.5.4	Equation Mécanique :	44
3.5.5	Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère de Park. (dq) :	44
3.6	Simulation de la MSAP et interprétation des résultats :	45
3.6.1	Alimentation par le réseau :	45
3.6.2	Alimentation par un onduleur de tension :	49
3.7	Conclusion :	51
 Chapitre 4		
Commande directe du couple (DTC) appliqué à la machine synchrone à aimants permanents		
4.1	Introduction	53
4.2	Principes généraux de La commande directe du couple :	54
4.3	Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :	55
4.4	Stratégie de commande directe de couple et de flux :	56
4.5	Contrôle de flux et de couple :	56
4.5.1	Contrôle Du Flux Statorique :	56
4.5.2	Contrôle du couple électromagnétique :	58
4.6	Sélection du vecteur de tension :	58
4.7	Estimateurs :	60
4.7.1	Estimation du flux statorique :	60
4.7.2	Estimation du couple électromagnétique :	62
4.8	Elaboration du vecteur de commande pour la DTC :	62

4.8.1	Correcteur à hystérésis de flux :	62
4.8.2	Contrôleur du couple :	64
	Un correcteur à hystérésis à deux niveaux :	64
	Un correcteur à hystérésis à trois niveaux :	65
4.9	Elaboration des tables de commutation :	66
4.9.1	Élaboration de table de commutation avec séquences nulles :	66
4.9.2	Elaboration de table de commutation sans séquence nulles :	67
4.10	Structure générale de la DTC appliquée au MSAP :	68
	Interprétation des résultats :	72
4.13	Les Avantages et les inconvénients de la DTC :	67
	Conclusion générale	73
	Annexes	75
	Bibliographie	76

Table des figures

Figure 1 1 Machine à courant continu	6
Figure 1.2 Représentation d'un moteur BLDC	8
Figure 1.3 Stator de moteur BLDC.....	9
Figure 1.4 Rotor de moteur BLDC	10
Figure 1.5 Capteur à effet hall.....	11
Figure 1.7 Rotor et stator d'un moteur sans balais à rotor externe	12
Figure 1.8 Moteurs brushless intérieur	12
Figure 1.9 Moteur sans balais de type disque	13
Figure 1.15 Micro-Disque Dur & Ventilateur	14
Figure 1.16 Voiture électrique & Vélo électrique	15
Figure 1.17 Drone & Satellite	15
Figure 2.1 Schéma de principe de l'onduleur monophasé.....	22
Figure 2.2 Schéma d'onduleur de tension triphasé	23
Figure 2.3 Schéma de base MLI.....	29
Figure 2.4 Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle -1-	30
Figure 2.5 Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle -2-	31
Figure 2.6 Variation du spectre en fonction de m_f , pour $r=0.8$	32
Figure 3.1 Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents	36
Figure 3.2 Différents types des moteurs synchrones à aimants permanents	37
Figure 3.3 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère d, q liée au rotor.....	42
Figure 3.4 Circuit équivalent de la machine synchrone à aimants suivant les axes (d, q)	45
Figure 3.5 Les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents	47
Figure 3.6 Les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents avec onduleur.....	50
Figure 4.1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP	55
Figure 4.2 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)	57

Figure 4.3 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1...6$	60
Figure 4.4 Correcteur du flux	63
Figure 4.5 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple	65
Figure 4.6 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP	68
Figure 4.7 Application de la DTC sur la MSAP a vide	69
Figure 4.8 Application de la DTC sur la MSAP en charge ($c_r=c_n$)	70
Figure 4.9 Changement de consigne et évolution du couple et du flux en fonction du temps	70
Figure 4.10 Application de la DTC sur la MSAP avec un régulateur de vitesse (PI)	71

Table des tableaux

Tableau 1 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC	66
Tableau 2 : Table de la DTC définissant les séquences d'un onduleur	66
Tableau 3 : Table de commutation sans séquences nulles	67

Introduction générale

Les moteurs électriques jouent un rôle crucial dans de nombreux secteurs industriels, assurant l'entraînement des machines. Ils sont largement utilisés pour leur polyvalence, leur efficacité énergétique et leur capacité à fournir un contrôle précis de la vitesse, du couple et de la position. Parmi les différents types de moteurs électriques, les machines synchrones à aimants permanents ont attiré une attention particulière en raison de leurs performances remarquables.

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique puissant, robuste et efficace, offrant une grande dynamique et une précision de commande élevée. Elle est utilisée dans une variété d'applications, allant des systèmes de propulsion de véhicules électriques aux machines-outils de haute précision. L'un des aspects clés de l'optimisation des performances de ces machines réside dans le développement de stratégies de commandes avancées qui permettent de tirer pleinement parti de leur potentiel.

Le développement des technologies électroniques de puissance et des systèmes de commande numérique a ouvert de nouvelles perspectives dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Les chercheurs ont exploré différentes techniques de commande pour améliorer la réponse dynamique, l'efficacité et la fiabilité de ces machines. Parmi ces techniques, la commande directe du couple (DTC - Direct Torque Control) s'est avérée particulièrement prometteuse.

La commande DTC offre un contrôle avancé du couple et du flux magnétique de la machine synchrone à aimants permanents, permettant ainsi d'obtenir une réponse dynamique rapide et précise. Elle se distingue par sa capacité à réguler séparément le couple et le flux, offrant une maîtrise fine de ces deux paramètres clés.

L'objectif de ce mémoire est d'explorer la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimant permanent, alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Pour atteindre cet objectif, notre travail est divisé en quatre chapitres

- Commençons par une généralité sur les machines électriques et différentes techniques de commande
- Le second chapitre est consacré aux onduleurs

- Dans le troisième chapitre, on présente les généralités et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents
- Dans le dernier chapitre, nous présentons la commande directe du couple de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par onduleur de tension à deux niveaux.
- Ce mémoire se clôturera par une conclusion générale qui résumera les principaux résultats et contributions de notre travail

CHAPITRE I

GENERALITÉS SUR LES MACHINES ELECTRIQUES

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous explorerons la généralité des machines électriques et les différentes techniques de commande associées à ces machines. Les machines électriques sont des dispositifs qui convertissent l'énergie électrique en énergie mécanique, et elles sont utilisées dans une variété d'applications allant des systèmes industriels aux appareils domestiques.

Nous commencerons par une définition des moteurs électriques. Nous examinerons les différents types de moteurs électriques tels que les moteurs à courant continu (CC), les moteurs à courant alternatif (CA) synchrones et asynchrones.

Ensuite, nous aborderons les techniques de commande, telles que le contrôle vectoriel, le contrôle scalaire et la commande DTC (Direct Torque Control), qui permettent d'optimiser les performances des machines électriques.

Ce chapitre vise à fournir aux lecteurs une compréhension approfondie des machines électriques et des techniques de commande associées, pour les aider à optimiser leurs performances dans différentes applications.[1]

1.2 Moteurs électriques :

Un moteur électrique est un dispositif qui génère un effort mécanique en utilisant l'interaction d'un champ magnétique avec un circuit électrique parcouru par un courant fourni par une source externe, qui peut également générer le champ magnétique.

Le type de courant électrique fourni à la machine détermine sa classification en tant que moteur à courant continu ou moteur à courant alternatif.

1.2.1 Machine à courant alternatif :

Ce type de machines électriques utilise du courant alternatif pour la transformer en énergie mécanique.[2]

Elle se compose de trois parties :

Partie mécanique : Cette partie constitue le rotor et le stator. Le rotor est la partie mobile de la machine. Quant au stator il représente la partie fixe. Les deux armatures sont séparées par un entrefer.

Partie magnétique : Le circuit magnétique permet la circulation et la canalisation du champ magnétique. Il doit être d'une bonne perméabilité magnétique

Partie électrique : Cette partie constitue l'enroulement ou le bobinage. Celui-ci permet la circulation du courant électrique pour créer un champ magnétique

Nous distinguons 2 groupes de machines à courant alternatif :

a Machine Asynchrone (MAS) :

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans la plupart des entraînements électrique, il est appelé "asynchrone" car la vitesse de rotation du rotor est légèrement inférieure à la vitesse de rotation du champ magnétique créé par le stator, ce qui crée un glissement. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste mécanique et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme ; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des tapis roulants, pompes, compresseurs, perceuses. Son alimentation aussi est effectuée par un onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs car ce moteur est bien connu et surtout on possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances et ceux pour des vitesses élevées jusqu'à l'arrêt, et associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Mais son rendement est moins bon que celui des moteurs synchrones à cause pertes joules car il "faut" des pertes Joule au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient. [3]

b Machine synchrone :

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au

rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. [4]

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone

La famille des machines synchrones regroupe plusieurs sous familles :

- Les machines synchrones à rotor bobiné
- Les machines synchrones à réluctance
- Les machines synchrones à aimants permanents

1.2.2 Machine à Courant Continu :

La machine à courant continu est un convertisseur d'énergie, totalement réversible, elle peut fonctionner soit en moteur, convertissant de l'énergie électrique en énergie mécanique, soit en génératrice, convertissant de l'énergie mécanique en énergie électrique. La machine à courant continu est utilisée pour les faibles puissances et les équipements automobiles (essuie-glaces, ventilateurs, lève vitres, démarreurs), ainsi que dans les applications à vitesse variable en industrie. [5]

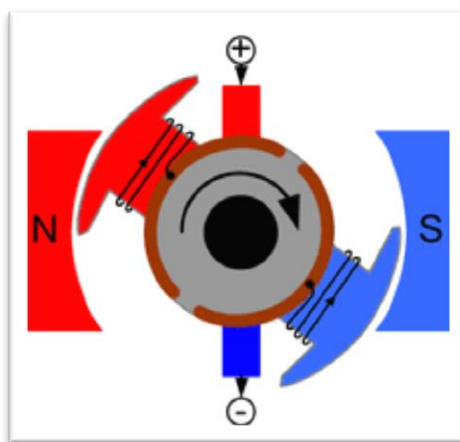


Figure 1 1 Machine à courant continu

La machine à courant continu est constituée de trois parties principales : [6]

Inducteur :

Il est situé sur la partie fixe de la machine (le stator) Il sert à créer un champ magnétique (champ "inducteur") dans le rotor.

Induit :

Il est situé au rotor (partie tournante de la machine), C'est un bobinage parcouru par un courant continu I (courant d'induit).

Le collecteur et les balais :

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit.

Les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation.

Le dispositif collecteur / balais permet donc de faire circuler un courant dans l'induit.

Il existe plusieurs types de machines à courant continu, notamment la Machine à excitation séparée, Machine à excitation shunt, Machine à excitation en série, Machine à excitation composée

Le moteur à courant continu présente plusieurs inconvénients, tels que sa faible robustesse par rapport aux machines asynchrones, son coût d'investissement et de maintenance élevé, sa limitation de vitesse périphérique du collecteur et de l'induit à 50-75 m/s, ainsi que l'incapacité à fournir une puissance maximale sur une plage de vitesse étendue si l'excitation est à aimants.

Cependant, tous ces inconvénients ont été radicalement éliminés grâce à la technologie du moteur brushless, également connu sous le nom de "moteur à courant continu sans balais" ou moteur sans balais.

1.3 Machine à courant continu sans balais :

Les moteurs à courant continu sont bien adaptés aux régimes variables, mais ils présentent des inconvénients liés à la commutation. Cependant, ces inconvénients ont été surmontés par l'utilisation de moteurs sans balais (BLDC) qui sont à la fois plus puissants et compacts. Les moteurs BLDC offrent une commande souple, une longue durée de vie et un faible

niveau sonore. Bien que les moteurs BLDC nécessitent une électronique de contrôle, les avancées dans le domaine de l'électronique de puissance et des calculateurs numériques sophistiqués ont permis de surmonter cet inconvénient. [7]

De nos jours, les moteurs à aimant permanent sans balais à courant continu (BLDC) sont de plus en plus populaires. Ils sont devenus la solution idéale pour les applications actuelles, qui requièrent une durée de vie et une fiabilité élevée, une taille et un poids réduits, une consommation électrique efficace, un faible niveau sonore et une variation précise du débit (asservissement).

1.3.1 Constitution du moteur BLDC :

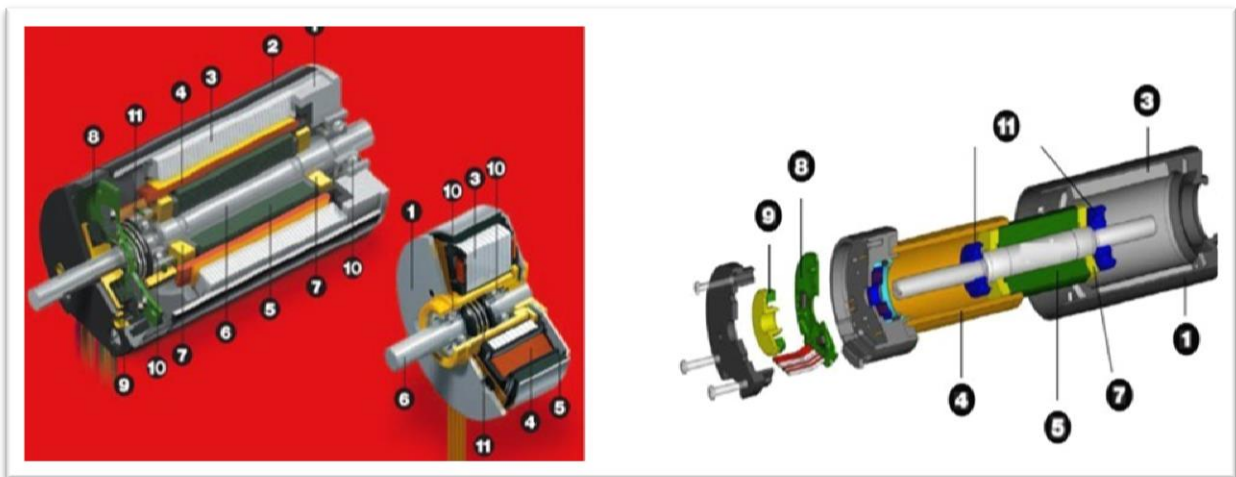


Figure 1.2 Représentation d'un moteur BLDC

1. Flasque
2. Carcasse
3. Tôles statoriques
4. Bobinage
5. Aimant Permanent (rotor)
6. Arbre
7. Disques d'équilibrage
8. Capteur à effet hall
9. Aimants de commande
10. Roulements préchargés
11. Précontrainte

Le moteur brushless est composé : [8]

Une partie fixe : le stator, muni de trois groupes de bobines, appelées les trois phases du moteur. Ces bobines fonctionnent comme des électro- aimants et permettent de générer diverses orientations du champ magnétique régulièrement réparties autour de l'axe central du moteur.



Figure 1.3 Stator de moteur BLDC

Une partie tournante, le rotor, muni d'aimants permanents. Comme l'aiguille d'une boussole, ces aimants vont en permanence entraîner le rotor pour tenter de s'aligner sur le champ magnétique du stator. Pour une durée de vie optimale du moteur, le rotor est monté sur roulements à billes

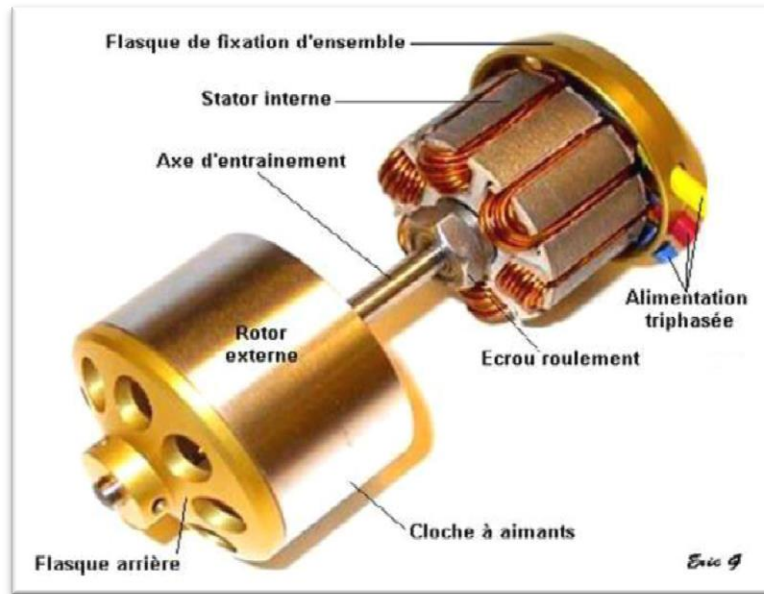


Figure 1.4 Rotor de moteur BLDC

Les paliers :

Les roulements à billes préchargés sont le seul moyen mécanique de connecter le stator et le rotor, ce qui impacte directement la durée de vie globale. Pour assurer une longue durée de vie, il est important d'utiliser des roulements à billes préchargés, dont la durée de vie est proportionnelle à la vitesse maximale, au déséquilibre résiduel et à la charge appliquée sur les paliers qui doivent fonctionner pendant des dizaines de milliers d'heures.

Les capteurs de position :

Sont généralement équipés d'éléments de Hall pour la sonde de position Ils permettent à l'électronique d'assurer la commutation des phases du moteur. Le recopiage de la position du rotor peut se faire soit par l'intermédiaire de 3 capteurs magnétiques placés dans le moteur, soit grâce à un résolveur embarqué sur le moteur.

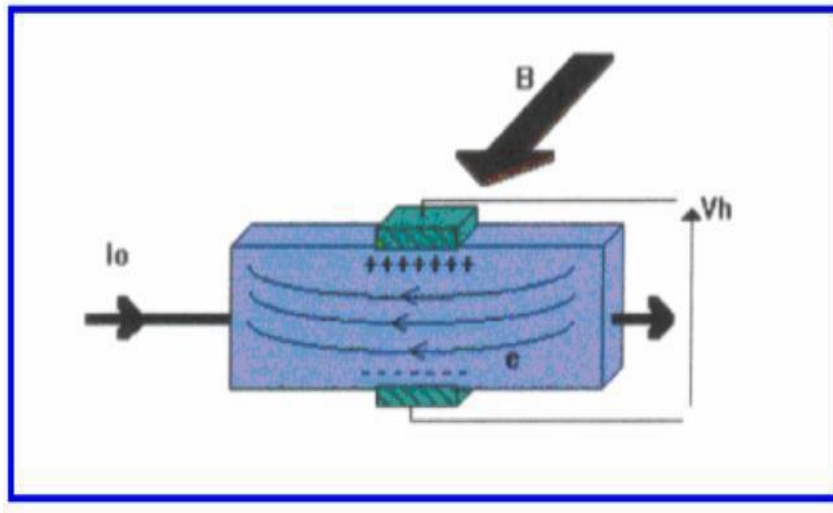


Figure 1.5 Capteur à effet hall

Une carte électronique :

La fonction de cette composante est de contrôler le moteur brushless en déterminant la direction et l'intensité du champ magnétique, selon les données fournies par le capteur effet hall.

1.3.2 Différents types du BLDC :

Selon les applications, il existe une grande variété de moteurs brushless avec des caractéristiques de couples, vitesses, inertie différente en fonction de leurs constitutions.

a Moteurs brushless outrunner :

Les moteurs brushless extérieurs avec plus de 3 bobines et 2 pôles ont une faible fréquence de rotation mais un fort couple. Ils sont utilisés dans des applications nécessitant un fort couple, sans dispositif de réduction. Leur coefficient K_v est relativement faible par rapport à d'autres moteurs brushless. Ils sont conçus pour fournir une énergie fiable à des prix abordables, offrant une performance totale pour les modèles réduits d'avion.. [10]



Figure 1.6 Rotor et stator d'un moteur sans balais à rotor externe

b Moteurs brushless inrunner :

Les moteurs brushless inrunners ont un rotor à l'intérieur du stator avec une paire de pôles et 3 bobines. Ils offrent une inertie réduite et des vitesses élevées. La commutation électronique est simplifiée car le rotor tourne à la même fréquence que le champ magnétique. Bien que leur couple soit inférieur à celui des outrunners, ces moteurs brushless inrunners sont largement utilisés dans l'industrie [10]



Figure 1.7 Moteurs brushless intérieur

c Moteurs brushless disques :

Le rotor et le stator peuvent également être constitués de deux disques face à face, avec les rayons et les bobines répartis selon les rayons de ces deux disques. Ce type de moteur brushless est peu employé car l'action des bobines sur les aimants crée un effort axial important qui nécessite des butées à billes conséquentes, sans offrir de différences notables au niveau des performances par rapport à un moteur brushless outrunner. [10]

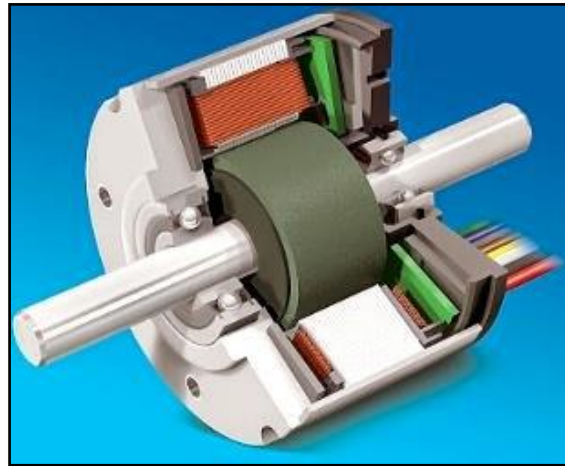


Figure 1.8 Moteur sans balais de type disque

1.3.3 Avantage des moteurs sans balais (brushless) :

Les moteurs à courant continu sans balais présentent de nombreux avantages par rapport aux autres moteurs à courant continu classique : [12]

- Moins d'entretien global en raison de l'absence de balais
- Faible bruit dû à l'absence de balais.
- Taille réduite avec des caractéristiques thermiques bien supérieures
- Longue durée de vie car aucune inspection ni maintenance n'est requise pour le système de collecteur
- Rendement élevé et rapport puissance/taille de sortie élevé grâce à l'utilisation d'un rotor à aimant permanent.
- Il n'a pas de commutateur mécanique et les problèmes associés.

1.3.4 Inconvénients des moteurs sans balais (brushless) :

- Nécessité un bon variateur
- Risque de mauvais démarrage ou de décrochages
- Ils requièrent un contrôle plus complexe
- Cout élevé
- Besoin de capteurs supplémentaires

1.3.5 Domaine d'application :

Les moteurs CC sans balais (BLDC) sont utilisés pour une grande variété d'applications telles que des charges variables, des charges constantes et des applications de positionnement dans les domaines du contrôle industriel, de l'automobile, de l'aviation, des systèmes d'automatisation, des équipements de santé, etc.

- **Industrie automobile** : Les moteurs brushless sont utilisés dans les systèmes de propulsion électrique des véhicules électriques et hybrides.
- **En informatique et en électronique** : Les moteurs sans balais sont utilisés dans les disques durs et les ventilateurs d'ordinateur pour assurer un refroidissement efficace et un fonctionnement silencieux. Ils sont également utilisés dans les imprimantes, les scanners et les lecteurs de CD/DVD.



Figure 1.9 Micro-Disque Dur & Ventilateur

- **Industrie automobile** : Les moteurs brushless sont utilisés dans les systèmes de propulsion électrique des véhicules électriques et hybrides ,des vélos à assistance

électrique, mais aussi dans les roues de certains modèles de trottinettes électriques. Ces moteurs sont utilisés depuis les années 1990 pour les systèmes de ventilation/climatisation automobiles du fait de leur silence de fonctionnement. [13]



Figure 1.10 Voiture électrique & Vélo électrique

- **Aéronautique et aviation** : Les moteurs brushless sont utilisés dans les drones, les avions à propulsion électrique et les systèmes de contrôle des surfaces de vol. [14]



Figure 1.11 Drone & Satellite

- **Industrie des machines-outils** : Les moteurs brushless sont utilisés dans les servomoteurs des machines-outils CNC (Commande Numérique par Ordinateur) pour un positionnement précis et un contrôle de la vitesse. [15]
- **Énergie renouvelable** : Les moteurs sans balais sont utilisés dans les éoliennes et les systèmes solaires pour convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. Ils permettent d'optimiser la production d'énergie en ajustant automatiquement la vitesse de rotation en fonction des conditions environnementales.
- **Équipements médicaux** : Les moteurs brushless sont utilisés dans les dispositifs médicaux tels que les scanners d'imagerie médicale, les pompes à perfusion et les robots chirurgicaux. [16]

1.4 Techniques de Commande de la machine :

Les techniques de commande de la machine comprennent la commande scalaire, vectorielle et DTC offrant différentes approches pour le contrôle précis du fonctionnement de la machine.

1.4.1 Commande scalaire :

La commande scalaire repose sur des relations valables en régime permanent, où seule l'amplitude et la fréquence des variables telles que la tension et le courant sont contrôlées. Elle est souvent utilisée dans des configurations où plusieurs moteurs sont alimentés en parallèle par un même onduleur. Le contrôle Volts/Hertz, qui en est un exemple, est l'un des systèmes de commande les plus simples pour la régulation des moteurs. Ce type de commande fonctionne en boucle ouverte et ne nécessite pas de rétroaction. L'objectif principal est de maintenir le flux du stator à une valeur nominale constante, permettant ainsi au moteur de développer un rapport couple/ampérage nominal sur toute sa plage de vitesse. [17]

1.4.2 Commande vectorielle:

La commande vectorielle est une méthode de contrôle avancée pour les machines synchrones, visant à surmonter les limitations de la commande scalaire traditionnelle. Elle permet un contrôle plus précis et réactif du flux et du couple de la machine. En utilisant la commande vectorielle, le moteur synchrone est assimilé à un moteur à courant continu à excitation séparée, simplifiant ainsi le processus de commande. Cependant, la commande vectorielle présente une faiblesse en ce qui concerne les variations des paramètres de la machine, notamment la résistance statorique et rotorique. [18]

1.4.3 Commande DTC :

Les principes théoriques de la commande directe du couple (Direct Torque Control DTC) pour les entraînements à haute performance ont été introduits dans la seconde moitié des années 1980. Plus précisément, il a été développé pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en 1990. Au fil du temps, le contrôle direct du couple (DTC) a suscité un

intérêt croissant en raison de sa structure de contrôle simplifiée et de sa facilité de mise en œuvre. En conséquence, il est devenu de plus en plus populaire.

Le contrôle direct du couple (DTC) est une méthode de commande qui permet de choisir directement les vecteurs de tension en fonction des écarts entre la référence et les valeurs réelles du couple et de la liaison de flux. Comparant les erreurs de couple et de flux à des seuils prédéfinis à l'aide de comparateurs à hystérésis, le DTC sélectionne un vecteur de tension dans une table en fonction des résultats de cette comparaison. Les caractéristiques principales du DTC et ses différences par rapport à la commande vectorielle sont les suivants :

- Contrôle direct du flux et du couple
- Contrôle indirect des courants et tensions statoriques
- Absence de transformation de coordonnées
- Absence de bloc de modulation de tension séparé, généralement requis dans les vecteurs vectoriels
- Exigence de connaître uniquement le secteur dans lequel le vecteur spatial de liaison du flux statorique est positionné, plutôt que sa position exacte (nécessaire dans la commande vectorielle pour la transformation des coordonnées)
- Un contrôle intrinsèquement sans capteur, puisque les informations de vitesse ne sont jamais requises dans le mode de fonctionnement en couple
- Dans sa forme de base, le schéma dtc n'est sensible qu'à la variation de la résistance statorique

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons abordé les machines électriques, en mettant l'accent sur le moteur BLDC, ainsi que les différentes techniques de commande, telles que la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC).

Dans le prochain chapitre, nous étudierons en détail les onduleurs, leur fonctionnement, les différents types d'onduleurs et leur utilisation.

CHAPITRE II

ONDULEURS

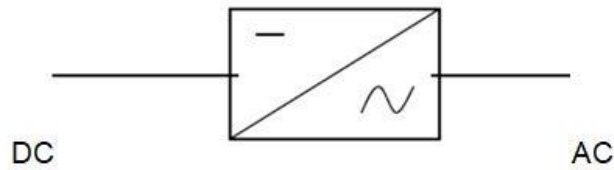
2.1 Introduction :

Dans le monde industriel, les entraînements électriques nécessitent de plus en plus de vitesses variables. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, plusieurs moyens ont été développés pour permettre des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, les onduleurs commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI) sont à noter. Les avancées en électronique de puissance ont élargi le champ d'application des convertisseurs statiques, y compris des applications exigeantes en performances dynamiques telles que le filtrage actif, la dépollution de réseaux électriques et l'alimentation de machines électriques pour des applications spécifiques. Les limites antérieures en fiabilité électronique ont été dépassées grâce au développement de composants spéciaux, créant ainsi une nouvelle branche d'électronique appelée l'électronique de puissance. Les éléments de puissance, tels que les diodes, thyristors et transistors, combinés à des dispositifs auxiliaires, forment des modules standards qui permettent la conversion de puissance à travers des redresseurs, onduleurs et cyclo convertisseurs. Dans ce chapitre on s'intéresse à la conversion continu-Alternative réalisée par des onduleurs

2.2 Définition de l'onduleur :

Un onduleur est un convertisseur statique qui permet de faire la conversion d'une source de tension (ou de courant) d'entrée continue, vers une source de tension (ou de courant) de sortie alternative, on peut donc distinguer deux grands groupes d'onduleurs : les onduleurs de tension et les onduleurs de courants .

L'amplitude et la fréquence de la tension (ou du courant) de sortie peuvent être fixe ou variable selon l'application.



2.3 Classification des Onduleurs :

Les onduleurs sont classés selon le type d'application et les performances désirées, en deux catégories : les onduleurs non autonomes (ou assistés) et les onduleurs autonomes. [19]

2.3.1 L'onduleur non autonome :

Un onduleur non autonome ou assisté est un système de commutation à interrupteurs statiques commandés, dont les instants de commutation sont imposés par la charge. Dans ce cas, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif sur lequel débite l'onduleur. Ce type d'onduleur est utilisé pour :

- Le transport d'énergie en courant continu, on peut transporter de grandes puissances à très haute tension (de l'ordre du million de volts) par lignes aériennes sur des distances élevées (500-1000 Km) pour lesquelles, les lignes à courant alternatif posent des problèmes délicats (stabilité, pertes...). De plus, le transport sur des plus faibles distances par câbles souterrains dont la capacité très élevée, limite leur emploi en courant alternatif [20].
- Le freinage par récupération : pendant le freinage de la machine à courant continu qui peut fonctionner en génératrice, l'énergie fournie dans ce cas peut être récupérée et transférée au réseau alternatif par un onduleur assisté (domaine de la traction électrique).[20]

2.3.2 L'onduleur autonome :

Un onduleur autonome est un système de commutation à transistors ou à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées à la charge, c'est-à-dire elles sont propres à l'onduleur. L'onduleur autonome peut être : [19]

- A fréquence fixe : utilisé comme source de secours ou alimentation sans coupure, Il est alimenté le plus souvent à partir d'une batterie d'accumulateurs (cas de PC, salles d'informatique...)

Il est utilisé aussi pour l'alimentation des charges inductives (fours à induction) mais dans ce cas tous les onduleurs sont monophasés.

- A fréquence variable : dans ce cas il est utilisé pour la variation de vitesse des moteurs synchrones triphasés

Selon la nature de la source continue alimentant l'onduleur, on distingue l'onduleur de tension et celui de courant.

a Onduleurs de tension :

C'est un onduleur alimenté par une source de tension continue avec une impédance interne négligeable. Sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse, la source DC applique une tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Un onduleur de tension est autonome si la fréquence de la tension de sortie est indépendante du réseau alternatif, et non autonome (auxiliaire) si la fréquence est imposée par le réseau alternatif. Selon le choix des interrupteurs commandés, les onduleurs ont un avantage les uns sur les autres. C'est pourquoi les onduleurs de tension à transistors présentent des avantages par rapport aux onduleurs à thyristors : [21]

- Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture).
- Élimination du circuit de commutation forcée.
- Faibles pertes de commutation.

b L'onduleur de courant :

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est -à -dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « v » à ses bornes. [22]

2.4 Types d'onduleurs autonomes :

Deux types d'onduleurs sont donc utilisés pour assurer une telle conversion :

- Onduleur Monophasé.
- Onduleur Triphasé.

2.4.1 Onduleur monophasé :

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push- pull.

-L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-point.

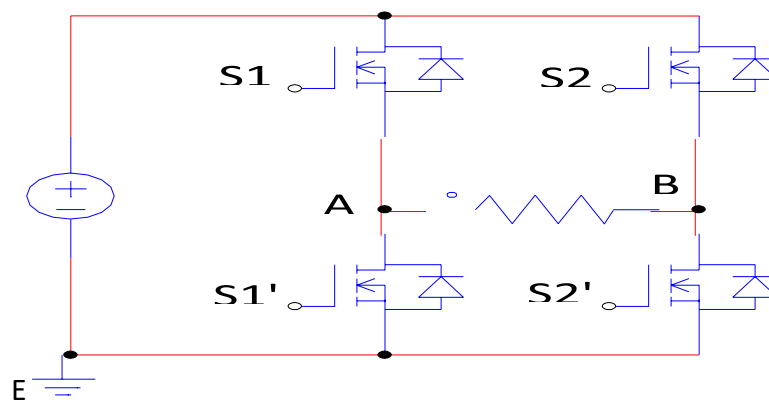


Figure 2.1 Schéma de principe de l'onduleur monophasé

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont figure (2.1).

2.4.2 Onduleurs triphasés :

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi-ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. [23]

Chaque demi-point comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a, I_b, I_c , les interrupteurs S_1, S_1' et S_2, S_2' et S_3, S_3' doivent être complémentaires deux à deux

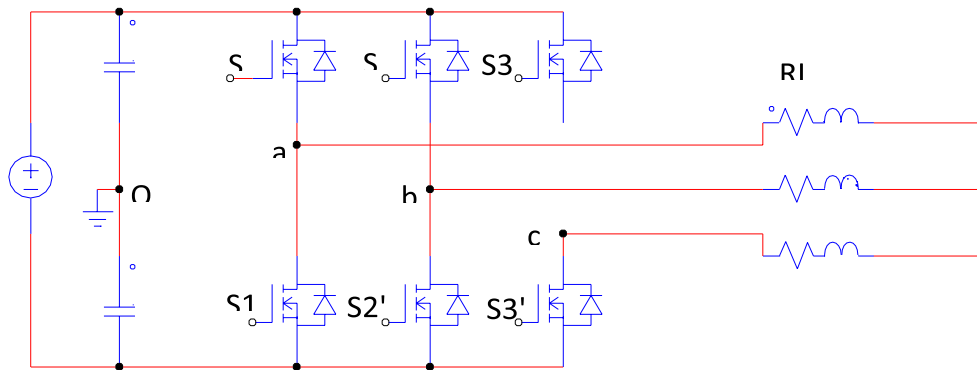


Figure 2.2 Schéma d'onduleur de tension triphasé

a Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la figure (2.2) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a, I_b et I_c , les interrupteur S_1 et S_1' , S_2 et S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie V_a, V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi-point avec un retard de $T/3$ sur le précédent. En commande pleine onde on ferme donc :

- S_1 pour $\omega t = 0$ et S_1' pour $\omega t = \pi$.
- S_2 pour $\omega t = 2\pi/3$ et S_2' pour $\omega t = \pi + 2\pi/3$
- S_3 pour $\omega t = 4\pi/3$ et S_3' pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » de la source. Donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit.

2.5 Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé :

Les interrupteurs $S1$ et $S1'$, $S2$ et $S2'$, $S3$ et $S3'$ doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A , B , C et le point milieu (fictif) ' O ' de la source de tension :

$$V_a - V_o = \frac{v_{dc}}{2}, S1 \text{ fermé et } V_a - V_o = \frac{-v_{dc}}{2}, S1 \text{ ouvert ;}$$

$$V_b - V_o = \frac{v_{dc}}{2}, S2 \text{ fermé et } V_b - V_o = \frac{-v_{dc}}{2}, S2 \text{ ouvert ;}$$

$$V_c - V_o = \frac{v_{dc}}{2}, S3 \text{ fermé et } V_c - V_o = \frac{-v_{dc}}{2}, S3 \text{ ouvert ;}$$

$$\{V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = V_{dc} \text{ Si } S_1 \text{ est fermé et } S_2 \text{ est ouvert ;}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \text{ Si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ sont fermés ;}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \text{ Si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ sont ouverts ;}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = -V_{dc} \text{ Si } S_1 \text{ est ouvert et } S_2 \text{ est fermé.}$$

Si le point neutre est isolé, lorsque le récepteur est équilibré, il est possible de passer des tensions composées aux tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur.

Afin que la somme des trois courants I_A , I_B et I_C soit nulle, quelle que soit leur forme d'onde, il est nécessaire que la somme des trois fondamentaux soit nulle, de même que pour les divers harmoniques. Lorsque le récepteur est équilibré, les trois phases présentent la même impédance pour le fondamental et les divers harmoniques.

Les produits impédances ' Z ' - courants, c'est-à-dire les tensions, ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que pour les harmoniques successifs. En additionnant toutes ces sommes, on obtient la somme nulle des trois tensions.

L'équilibre entraîne :

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad (II.1)$$

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Donc :

$$U_{ab} - U_{ca} = (V_a - V_b) - (V_c - V_a) = 2V_a - V_b - V_c$$

$$U_{bc} - U_{ab} = (V_b - V_c) - (V_a - V_b) = -V_a \pm 2V_b - V_c \quad (II.2)$$

$$U_{ca} - U_{bc} = (V_c - V_a) - (V_b - V_c) = 2V_c - V_b - V_a$$

Et on a :

$$V_a = -V_b - V_c$$

$$V_b = -V_a - V_c \quad (II.3)$$

$$V_c = -V_a - V_b$$

Donc :

$$V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) = \frac{1}{3}[(V_a - V_b) - (V_c - V_a)]$$

$$V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3}[(V_b - V_c) - (V_a - V_b)] \quad (II.4)$$

$$V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) = \frac{1}{3}[(V_c - V_a) - (V_b - V_c)]$$

On obtient finalement :

$$V_a = \frac{1}{3}[2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)]$$

$$V_b = \frac{1}{3}[-(V_a - V_0) + 2(V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \quad (II.5)$$

$$V_c = \frac{1}{3}[-(V_a - V_0) - (V_b - V_0) + 2(V_c - V_0)]$$

Si VAO, VBO et VCO sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeur continues), alors VA, VB et VC sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu -alternatif (DC-AC).

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (II.6)$$

On aura alors :

$$[VAC] = [T]. [VDC]$$

$$[VAC] = [VA \ VB \ VC]^T : \text{Tension alternative équilibrée.}$$

$$\text{Et } [VDC] = [VAO \ VBO \ VCO]^T : \text{Tension continue.}$$

2.5.1 Critère de choix d'onduleur :

- **Sa puissance** : La puissance est essentielle lors du choix d'un onduleur, car il doit être en mesure de fournir suffisamment de puissance en cas de panne de courant. La puissance de l'onduleur est mesurée en Volts Ampères (VA). On peut effectuer une conversion rapide et approximative des VA en watts en utilisant la formule suivante : Nombre de VA = Nombre de Watts/0,66. Pour déterminer la puissance requise, il est nécessaire de calculer la somme des consommations de tous les appareils devant être connectés à l'onduleur.
- **Le type d'utilisation** : Le type d'utilisation est également le critère le plus important pour choisir un onduleur. Chaque type d'onduleur convient à une catégorie d'activités en particulier. [24]

2.5.2 Domaines d'application :

Les onduleurs ont été principalement conçus pour être utilisés dans les domaines d'application suivants : [25]

- **Les alimentations sans interruption (ASI)** : Certaines applications sensibles (secteur pétrolier, hôpitaux, serveurs informatiques...) ne peuvent supporter la moindre panne d'alimentation
- **Industrie** : Les onduleurs sont utilisés dans de nombreux secteurs industriels pour alimenter des machines, des équipements de contrôle et des processus critiques. Ils permettent de maintenir une alimentation stable et de protéger les équipements sensibles contre les variations de tension et les pannes de courant.
- **Automobile** : Les véhicules électriques utilisent des onduleurs pour convertir le courant continu de la batterie en courant alternatif pour alimenter le moteur

électrique. Les onduleurs sont également utilisés dans les systèmes d'éclairage, de climatisation et de charge des véhicules électriques.

- **Santé** : les établissements de santé tels que les hôpitaux, les cliniques et les laboratoires utilisent des alimentations sans coupure pour assurer une alimentation continue des équipements médicaux essentiels tels que les scanners, les respirateurs, les systèmes de surveillance et les équipements de secours.
- **Résidentiel** : les alimentations sans coupure sont également utilisées par les particuliers pour alimenter les appareils électroniques et les appareils électroménagers pendant les pannes de courant.
- **Énergie renouvelable** : Dans les systèmes d'énergie solaire et éolienne, les onduleurs sont utilisés pour convertir l'énergie produite par les panneaux solaires ou les éoliennes en une forme d'électricité compatible avec le réseau électrique ou adaptée à un usage local.

2.5.3 Techniques de commande et modélisation de l'onduleur

triphase :

Il existe différents types de commandes pour les onduleurs triphasés. Les principaux types de commandes d'onduleurs triphasés sont :

- Commande pleine onde ou 180°
- Commande 120°
- Commande MLI

2.6 La Commande MLI :

Cette technique est applicable pour l'onduleur monophasé et triphasé. Elle est déduite de la comparaison entre le signal variable S_{var} (sinusoïdal d'amplitude variable et de fréquence f qui détermine la fréquence de la tension de sortie) et de porteuse S_p (triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence très élevée). L'utilisation de cette commande permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant.

2.6.1 Les caractéristiques de MLI :

Les paramètres importants dans la commande MLI sont : [26]

- La fréquence de modulation f_p
- L'indice de modulation m : qui est défini comme le rapport de la fréquence de la porteuse par la fréquence de la modulante

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (II.7)$$

Il faut noter quand le coefficient de modulation est grand cela signifie que la neutralisation des harmoniques est efficace.

- Le coefficient de réglage A : est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la modulante par l'amplitude de la porteuse non modulée

$$A = \frac{A_r}{A_p} \quad (II.8)$$

Le coefficient de réglage ne doit jamais être égal à « 1 », il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

2.6.2 Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions :

Plusieurs techniques de modulation ont été développées pour améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur. Parmi celles-ci, on peut mentionner :

- Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle.

La modulation de largeur d'impulsion repose sur le découpage d'une onde rectangulaire complète, formant ainsi une succession d'impulsions rectangulaires d'amplitude égale à la tension d'alimentation continue, mais de largeur variable. La technique la plus couramment utilisée pour la génération d'un signal MLI consiste à comparer un signal triangulaire, connu sous le nom de porteuse à haute fréquence, avec un signal de référence appelé signal modulateur, qui représente l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur. [27]

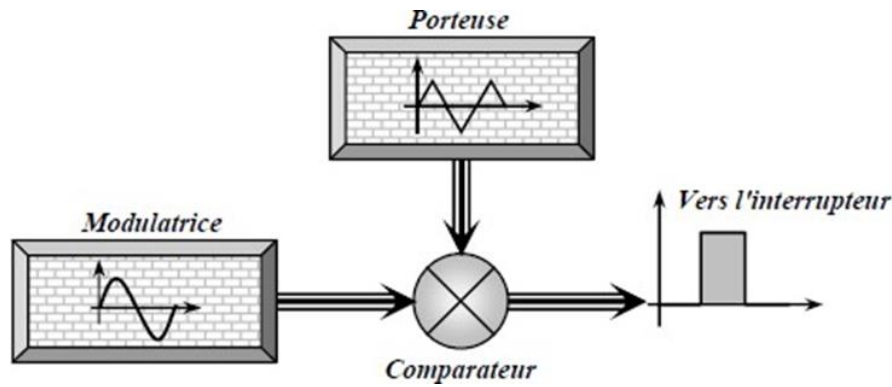


Figure 2.3 Schéma de base MLI

2.6.3 Principe de base :

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. [28] Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$V_m > V_p \rightarrow S(t) = 1 \text{ sinon } S(t) = 0$$

Avec :

V_m : la tension référence. V_p : la tension porteuse. $S(t)$: est le signal MLI résultant.

2.6.4 Principaux avantages de la MLI :

- Une bonne élimination d'harmonique par rapport aux autres commandes.
- Avec une même source continue, la MLI permet l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs-moteurs
- La variation de la valeur de la fondamental de tension de sortie

2.6.5 Les inconvénients de la MLI :

- Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule et pertes par courants de Foucault).
- Elle génère des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques dans les machines tournantes des oscillations de couple.
- Elle déstabilise le système à cause de l'injection du bruit sur la commande. [29]

2.7 Simulation de l'onduleur triphasé avec la commande MLI (Sinus-triangulaire)

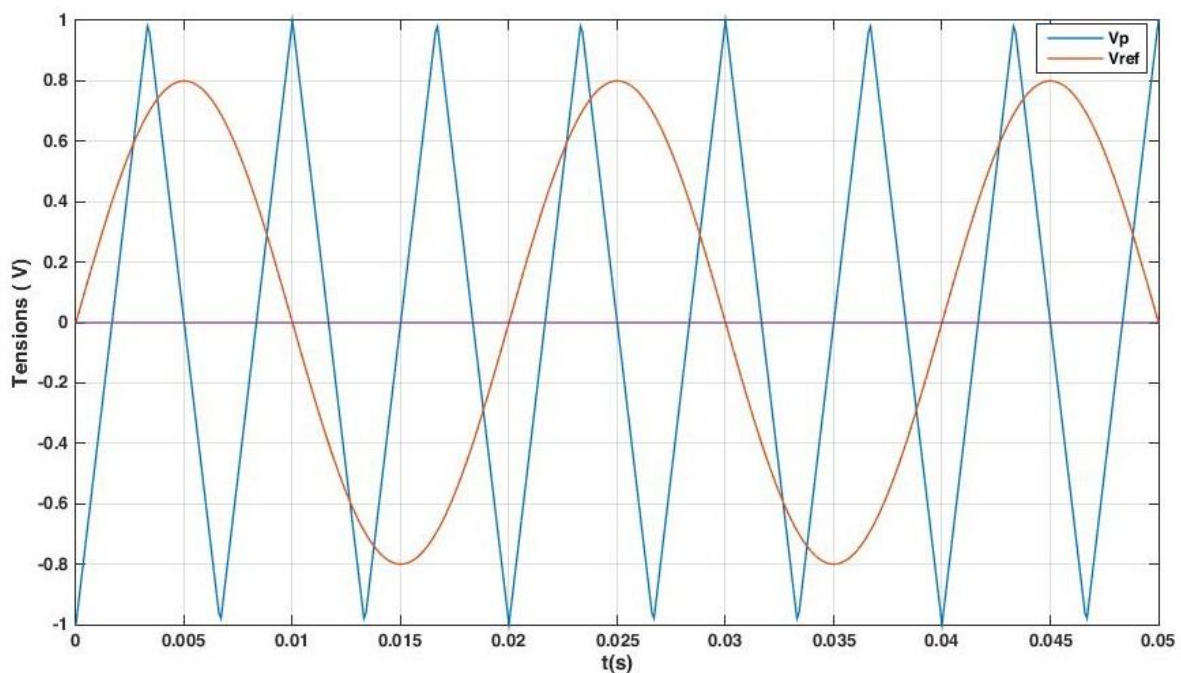


Figure 2.4 Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle -1-

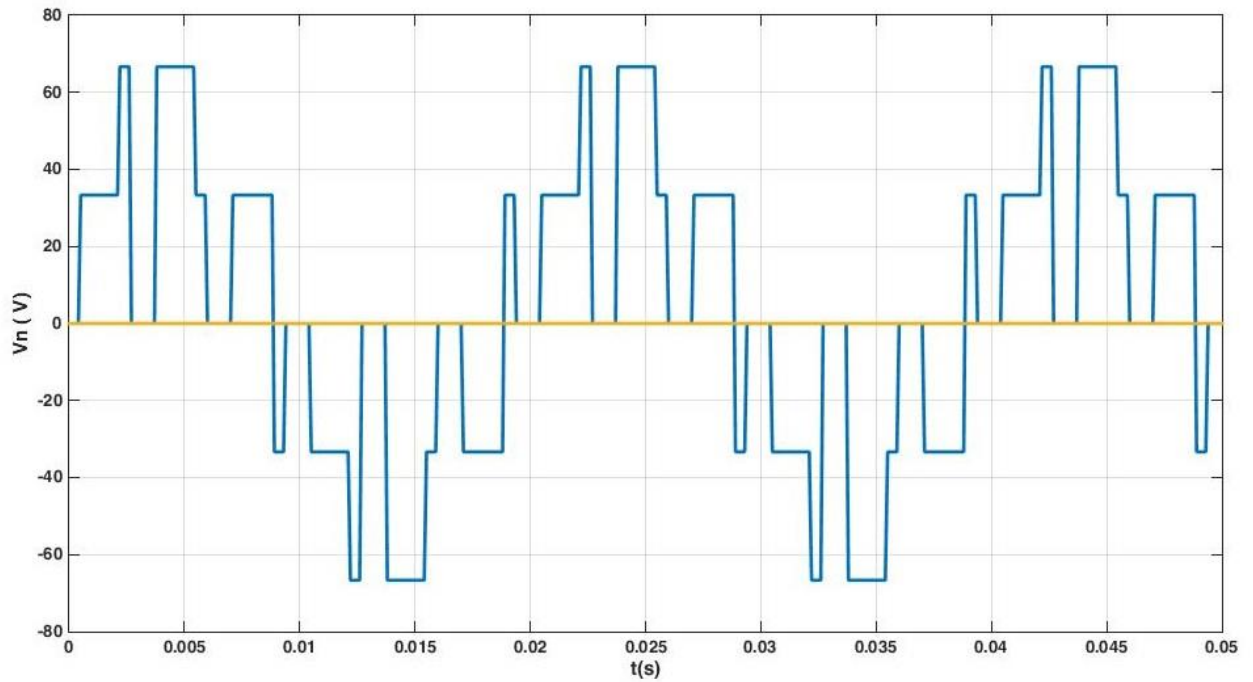


Figure 2.5 Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle -2-

■ La figure (2.6), représente le spectre de la tension simple pour $r=0.8$, et pour différentes valeurs de m_f . Nous remarquons que, les harmoniques d'ordre trois et multiple de trois sont naturellement éliminées, et ne reste que les harmoniques d'ordres $m_f \pm 2$, $2m_f \pm 2$ et d'ordre $3m_f \pm 4$. Nous remarquons aussi que pour les valeurs élevées m_f , les harmoniques d'ordres inférieurs sont rejetés vers les fréquences les plus élevées.

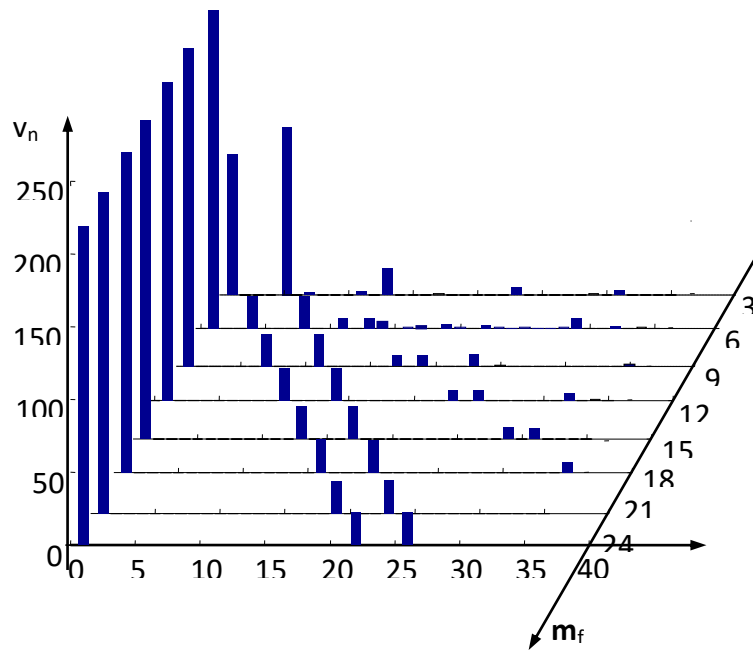


Figure 2.6 Variation du spectre en fonction de m_f , pour $r=0.8$

Conclusion :

Dans ce deuxième chapitre, notre objectif était la modélisation mathématique de l'onduleur de tension triphasé. Nous avons commencé par présenter des généralités sur les onduleurs, leur définition, leurs classifications et leurs domaines d'application. Ensuite, nous avons expliqué le principe de fonctionnement de l'onduleur et obtenu son modèle mathématique, représenté par une matrice carrée. Nous avons également étudié les différentes techniques de commande, notamment la commande MLI. Dans le prochain chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE III

MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

3.1 Introduction :

Dans l'industrie, le moteur synchrone à aimant permanent est de plus en plus utilisé pour remplacer le moteur à courant continu dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques élevées ainsi qu'une puissance importante. Ce type de moteur gagne en popularité sur le marché en raison de sa facilité de contrôle et de sa densité de puissance élevée. Les aimants modernes peuvent générer une induction élevée dans l'entrefer tout en occupant un volume réduit, ce qui est impossible avec un inducteur bobiné.

La modélisation des machines électriques est essentielle pour les concepteurs et les automatismes. Au stade de la conception, les équations de Maxwell sont utilisées pour analyser le comportement de la machine électrique. En ce qui concerne le contrôle, il est désormais possible de simuler une chaîne de commande à l'aide de méthodes telles que les éléments finis ou les intégrales de frontières.

Un modèle basé sur les équations de circuit est généralement suffisant pour synthétiser une commande. La simplicité de la formulation algébrique permet des temps de simulation courts. [30]

3.2 Machines synchrones à aimants permanents (MSAP) :

Plusieurs chercheurs ont entrepris de développer des moteurs synchrones à aimants, mais ce n'est qu'avec l'avènement de matériaux présentant un champ coercitif élevé et une induction rémanente suffisante que ces tentatives ont finalement aboutis.

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont également présents sur la partie rotative. Le stator est composé d'un enroulement triphasé distribué selon une onde sinusoïdale. Le fonctionnement de ces machines est basé sur le principe de rotation du

champ magnétique en synchronisme avec le rotor, d'où leur appellation de "machines synchrones à aimants permanents" (MSAP).

Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour fournir une alimentation à tension et fréquence variables. [30]

3.2.1 Structure d'une MSAP

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer. Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée. Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternants pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.e.m.) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure (3.1), présente une machine synchrone à aimants en surface. [30]



Figure 3.1 Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents

3.2.2 Les aimants permanents :

Le moteur synchrone à aimant permanent est de plus en plus utilisé dans le domaine des vitesses variables. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents. L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou de terre rare leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones.

Selon les matériaux utilisés dans les aimants, on distingue deux types d'aimants permanents :

- Les aimants (rigides) ou durs qui sont bien adaptés aux aimants modernes à cause des caractéristiques linéaires.
- Les aimants (peu rigides) dont les caractéristiques non linéaires et les représentations associées sont plus complexes

On peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants :

- Les alnicos qui sont des alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen.
- Les ferrites qui sont des composés d'oxyde ferriques et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est

importante. Leur faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants

- Les composés de cobalt et de terres rares comme le samarium ont d'excellentes performances techniques. Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés. Leur inconvénient reste le coût important.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur
- Poids du moteur
- Dimension du moteur
- Rendement du moteur

3.2.3 Exemples usuels des moteurs à aimants permanents

Il existe pour ces machines de nombreuses topologies. Les types de moteurs représentés ci-dessous sont les plus courants. [31]

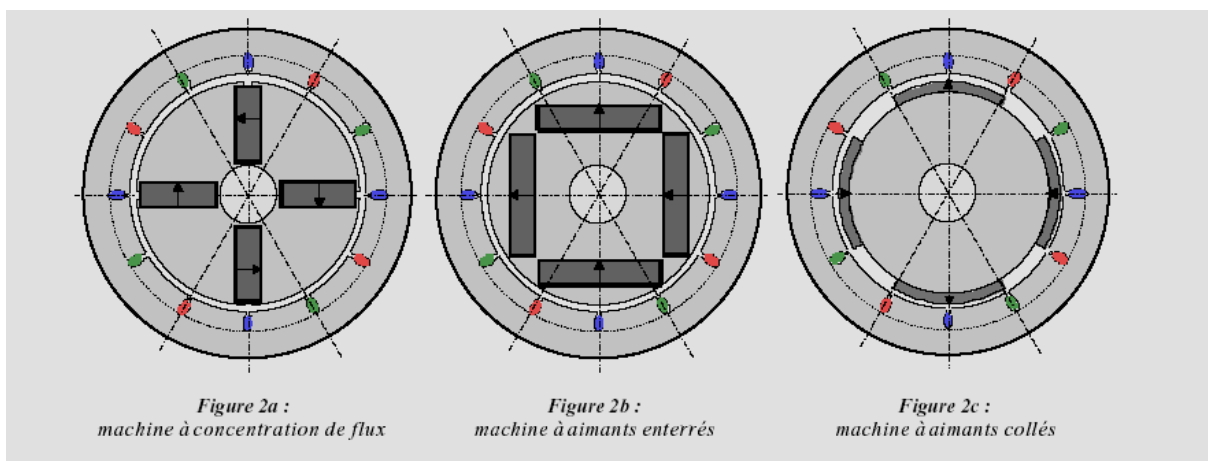


Figure 3.2 Différents types des moteurs synchrones à aimants permanents

3.3 Avantages et inconvénients des MSAP :

3.3.1 Avantages :

- ✓ Puissances massiques élevées et précision de sa commande.
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts (bague –balais) dans ces machines ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- ✓ Absence de contacts glissants.
- ✓ Robustesse par rapport au moteur à courant continu.

- ✓ Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ✓ Grande fiabilité.
- ✓ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- ✓ Fonctionnement en survitesse. [32] [33] [34]

3.3.2 Inconvénients :

- ✓ Coût élevé des aimants.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ✓ Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine. [32] [33]

3.4 Domaines d'application du MSAP :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs MEGA watts (systèmes de propulsion des navires). Dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation

- ✓ L'entraînement à vitesse variable, et la traction.
- ✓ Il fonctionne comme compensateur synchrone
- ✓ Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges. [35]
- ✓ Equipements domestiques (machine à laver le linge),
- ✓ Les automobiles,
- ✓ les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- ✓ les applications robotiques,
- ✓ La production d'électricité,
- ✓ La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- ✓ Les applications de l'énergie de l'éolienne. [30] [31] [36]

3.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement, La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et forte puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude.[35] [37]

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs. [35][37] Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- ✓ Le circuit magnétique de la machine est non saturé
- ✓ répartition sinusoïdale de la F.E.M
- ✓ l'effet de la température sur les résistances est négligeable
- ✓ l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- ✓ l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable
- ✓ l'entrefer est d'épaisseur uniforme
- ✓ l'effet d'encoche n'est pas pris en compte

3.5.1 Principe de la transformation de Concordia :

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}], [I_{abc}], [\Phi_{abc}]$, la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux $[V_{\alpha\beta 0}], [I_{\alpha\beta 0}]$ et $[\Phi_{\alpha\beta 0}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par :

$$\begin{aligned} [x_{abc}] &= [C] \cdot [x_{\alpha\beta 0}] & \text{(III.1)} \\ [x_{\alpha\beta 0}] &= [C]^{-1} [x_{abc}] \end{aligned}$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe de Concordia, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

3.5.2 Principe de transformation de park :

La transformation directe de Park, est définie par la matrice [P]. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$, $[\Phi_{abc}]$. La transformation de Park, fait correspondre les vecteurs $[V_{dq0}]$, $[I_{dq0}]$, $[\Phi_{dq0}]$.

La transformation de Park, est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants et de flux $[x_{dq0}] = [x_d x_q x_0]^T$

Le vecteur x_0 représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b , et x_c les vecteurs x_d et x_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b et x_c . La transformation de Park, est définie par :

$$\begin{aligned} [x_{abc}] &= [P][x_{dq0}] \\ [x_{dq0}] &= [P]^{-1}[x_{abc}] \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Tel que : $P(\theta)$ et $P(\theta)^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Où (θ) corresponde à la position du repère choisi pour la transformation :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Le passage des composantes (??) aux composantes (dq) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variable, on utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. La transformation de Park, Permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère dit de Park, à axes orthogonaux (d, q, o).

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park. Ou la transformation de *Concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère (d,q,o) est a priori quelconque ,on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park (d, q). [38] [39] [40]

A un système triphasé quelconque (a, b, c) on associe un système biphasé (d, q, o) donnant le même champ tournant dans la MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure suivante [41] :

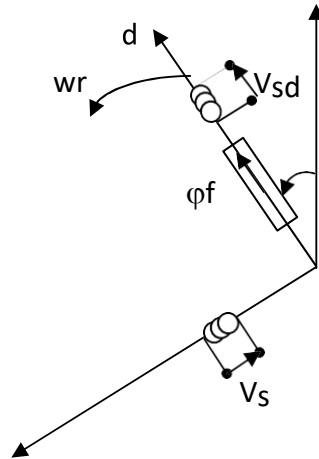


Figure 3.3 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère d, q liée au rotor

D'après le schéma de la figure (3.3) on donne les équations de la machine synchrone liée au rotor

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [L_{sd}I_{sd} + \Phi_f] \quad (\text{III.7})$$

$[V_s], [I_s], [\Phi_s]$ Vecteur tension, vecteur courant et flux du stator Tel que :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} [L_f I_f] \quad (\text{III.9})$$

Tel que :

$$[R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Où $\theta = p \theta_m$ est l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator, $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, [42] [43]

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique, ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor.

Ce couplage est à la base des non-linéarités du moteur synchrone. La stratégie des commandes modernes telle que la commande vectorielle, et la DTC, est de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes.

3.5.3 Equation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique C_{em} est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [40]

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (III.11)$$

W_e : énergie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : écart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

P : nombre de pair de pole

Donc l'expression de la puissance est :

$$P(t) = (Va.Ia + Vb.Ib + Vc.Ic) \quad (III.12)$$

Selon PARK, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2}(Vsd.Isd + Vsq.Isq) \quad (III.13)$$

En remplaçant Vsd , Vsq par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2}(R_s.I_{sd}^2 + R_s.I_{sq}^2) + \frac{3}{2} \cdot \left(I_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + \frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} + \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (III.14)$$

Avec :

- $\frac{3}{2}(R_s.I_{sd}^2 + R_s.I_{sq}^2)$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator .

- $\frac{3}{2} \cdot I_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt}$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasiner dans les enroulements du stator .

• $\frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} + \Phi_{sq} \cdot I_{sd})$: représente la puissance électromagnétique transmise au rotor

Sachant que :

$$\begin{cases} \omega = p\Omega \quad \text{Et} \quad P_{em} = C_{em}\Omega \\ C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_{sd} \cdot I_{sq} + \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) = \frac{3}{2}p[(L_{sd} - L_{sq})I_{sd} \cdot I_{sq} + \Phi_f \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

3.5.4 Equation Mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{III.16})$$

3.5.5 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère de Park. (dq) :

On peut représenter la machine synchrone à aimant permanent par un circuit électrique équivalent comme dans la figure (3.4) dans l'axe (d,q), et après la décomposition de (I.5)

On obtient [42] [44] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_r \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \omega_r \Phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Equations du Flux sont données par :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_{sd} I_{sd} + \Phi_f & (\text{III.18}) \\ \Phi_{sq} &= L_{sq} I_{sq} \end{aligned}$$

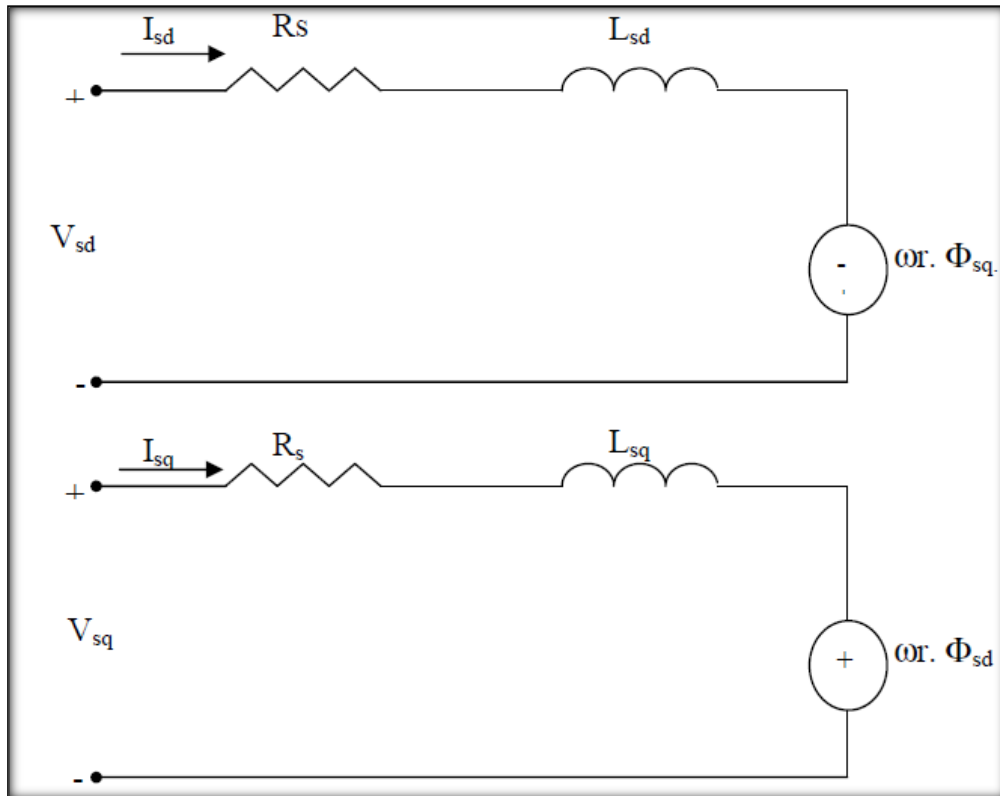


Figure 3.4 Circuit équivalent de la machine synchrone a aimants suivant les axes (d, q)

Après simplification on obtient les équations de la MSAP suivantes :

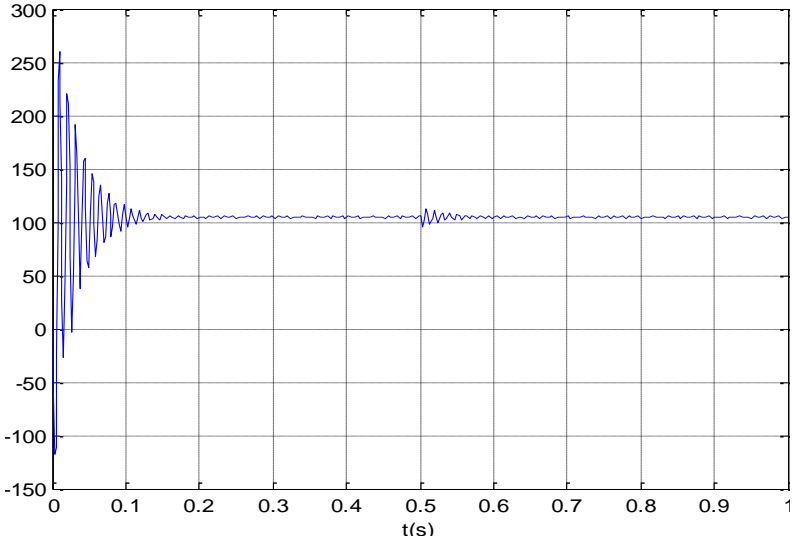
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{sd}} I_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} I_{sq} \omega_r + \frac{V_{sd}}{L_{sd}} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{sq}} I_{sq} - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} I_{sd} \omega_r - \frac{\Phi_f}{L_{sq}} \omega_r + \frac{V_{sq}}{L_{sq}} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{-f}{J} \Omega + \frac{C_{em}}{J} - \frac{C_r}{J} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq} + \Phi_f I_{sq} \right) \end{array} \right. \quad (III.19)$$

3.6 Simulation de la MSAP et interprétation des résultats :

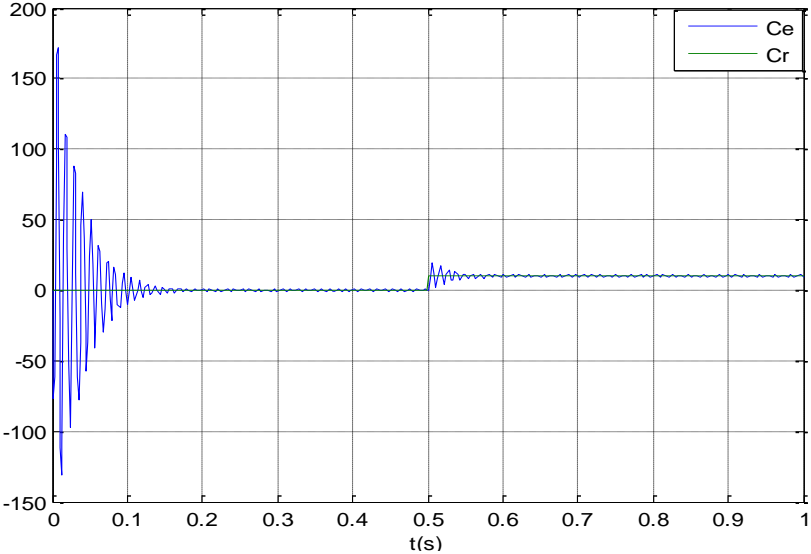
3.6.1 Alimentation par le réseau :

Nous avons effectué une simulation de notre machine alimentée par un réseau triphasé équilibré de 380/220 volts. Les résultats de simulation de la machine en démarrage à vide,

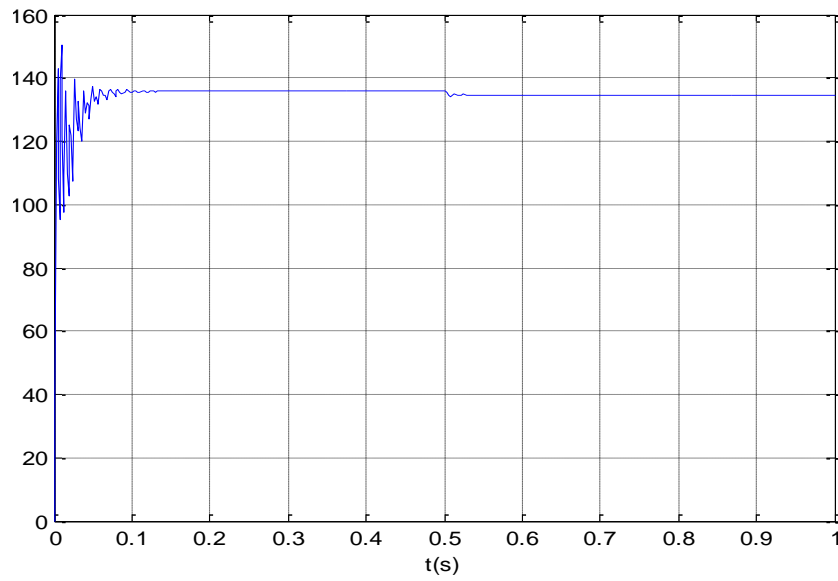
suivis de l'application d'un couple de charge ($C_r = 10\text{N.m}$) à $t=0.5$, sont illustrés dans la figure (3.5)



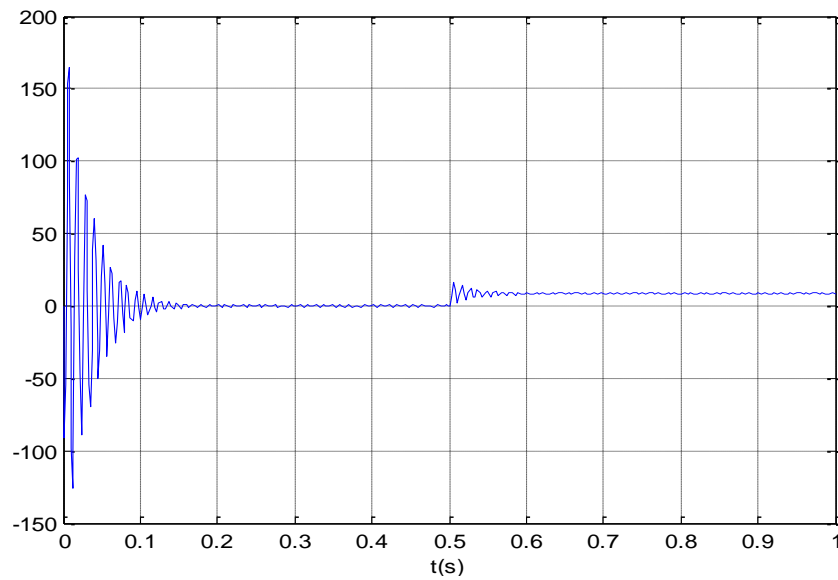
(a) : La vitesse (rad/s)



(b) : Le Couple (N.m)



(c) : Le courant I_{ds} (A)



(d) : Le courant I_{qs} (A)

Figure 3.5 Les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents

■ Interprétation des résultats :

Nous avons effectué une simulation de notre machine alimentée par un réseau triphasé équilibré de 380/220V. Les résultats de simulation, sur Matlab, de la machine en démarrage à vide, suivis de l'application d'un couple de charge ($C_r = 10\text{N.m}$) à $t=0.5$, sont représentés sur la figure (3.5).

Pendant la phase transitoire, la vitesse présente des fluctuations importantes, avec des battements significatifs au moment du démarrage, pour finalement atteindre sa valeur nominale de 105 rad/sec. Les masses en rotation réagissent en tentant de ramener le moteur à l'état de repos, ce qui se traduit par des valeurs de vitesse négative.

Le profil de la courbe du couple électromagnétique (C_e) montre également des battements importants au démarrage, sur une courte période de temps, avec un pic de 171N.m, puis tend vers une annulation du couple car la machine est à vide.

En ce qui concerne les caractéristiques I_d et I_q on observe des pics importants pendant une durée très courte. Après le démarrage, ces caractéristiques se stabilisent à des valeurs nominales.

À $t=0.5\text{s}$, au moment où le couple de charge $C_r=10\text{N.m}$ est appliqué, on remarque que cette introduction du couple génère des ondulations dans les différentes réponses, qui se stabilisent ensuite en régime permanent avec les observations suivantes :

Une diminution du courant I_d et une augmentation du courant I_q .

Une augmentation du couple ($C_e=C_r$).

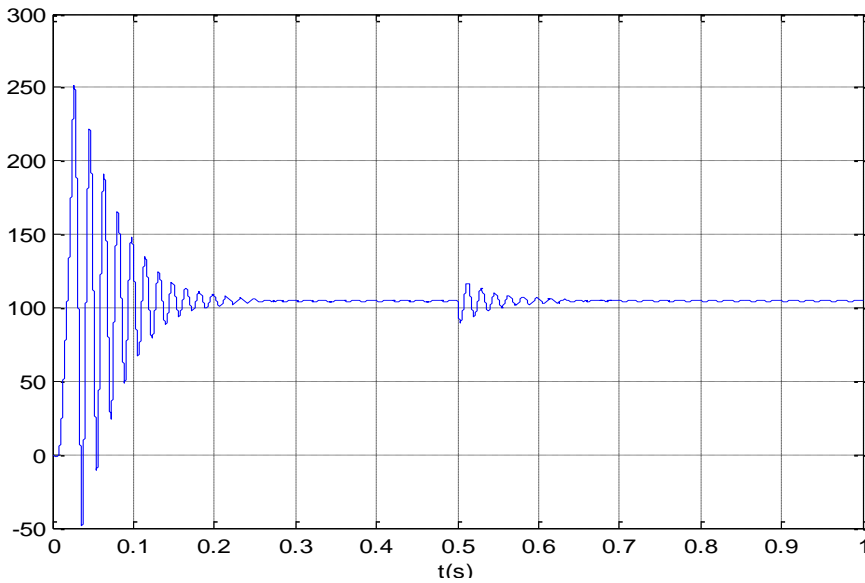
La vitesse reprend sa valeur de régime à vide après un certain temps.

Ces résultats mettent en évidence un fort couplage entre ces différentes variables, ce qui souligne le caractère non linéaire de la machine.

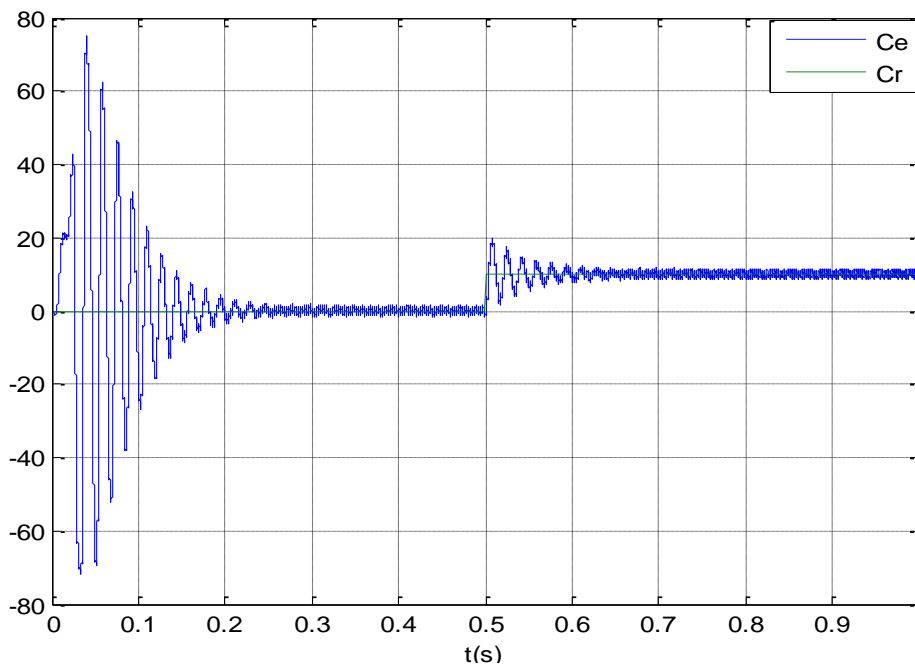
3.6.2 Alimentation par un onduleur de tension :

Nous avons effectué une simulation de notre machine alimentée par un onduleur de tension triphasé avec un indice de modulation $m=.....$ et de réglage égale à 0,8.

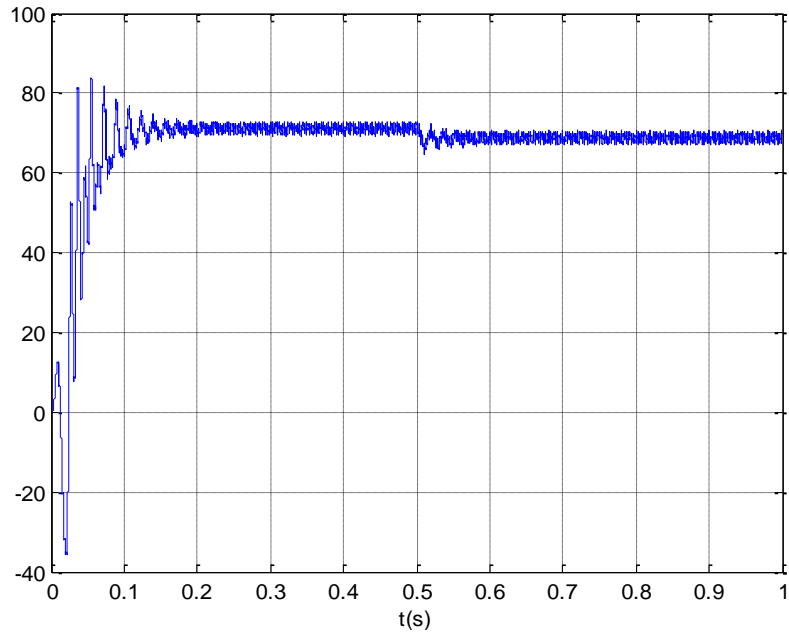
Les résultats de simulation de la machine en démarrage à vide, suivis de l'application d'un couple de charge ($C_r = 10\text{N.m}$) à $t=0.5$, sont illustrés dans la figure (3.6).



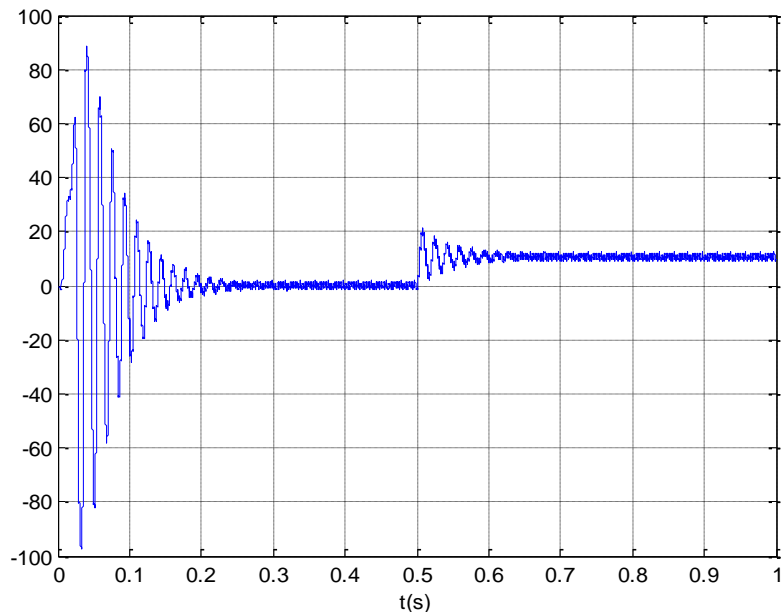
(a) : La vitesse (rad/s)



(b) : Le Couple (N.m)



(c) : Le courant I_{ds} (A)



(d) : Le courant I_{qs} (A)

Figure 3.6 Les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents avec onduleur

■ Interprétation des résultats :

L'examen de la simulation de la MSAP associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI montre que :

- L'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.25s, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 105 rd/s en régime permanent pour un couple nul.
- L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements avec des faibles oscillations.
- D'autre part, pour l'allure des courants présentent au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.
- Lorsqu'on compare les résultats de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur avec ceux obtenus sans onduleur (MSAP alimentée directement par le réseau), on remarque leur similarité, à l'exception des ondulations observées au niveau de la vitesse, du couple et des courants lorsqu'un onduleur est présent. Ces ondulations sont causées par les harmoniques générées en raison de la nature non linéaire de l'onduleur.

3.7 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté une vue d'ensemble des machines synchrones à aimants permanents. En effet, nous avons examiné leurs différentes structures, leurs modes d'alimentation. À travers cette étude, il est évident que l'utilisation des MSAP est particulièrement utile dans le domaine industriel, notamment dans les applications ne nécessitant pas un couple élevé.

En conclusion, les résultats obtenus grâce à la simulation nous offrent une vision claire du comportement et des caractéristiques électriques de la machine synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE IV

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE APPLIQUÉ À MSAP

4.1 Introduction

Le contrôle direct du couple, connu sous le nom de Direct Torque Control (DTC) ou commande directe du couple et du flux (DTFC), est une méthode de contrôle avancée développée par des chercheurs allemands et japonais en 1986, notamment I. Takahashi et T. Noguchi. Cette approche novatrice a été proposée pour les moteurs à induction et depuis lors, elle a été largement étudiée et développée, en particulier dans le domaine des moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP) et des applications industrielles.

Le DTC repose sur l'orientation du flux statorique, permettant ainsi un contrôle direct et découplé du couple et du flux des machines à courants alternatifs. Contrairement à la commande vectorielle, qui nécessite des boucles de contrôle de courant, le DTC utilise un onduleur de tension pour alimenter la machine, éliminant ainsi le besoin de régulation de courant complexe par une boucle de retour. L'un des principaux avantages du DTC réside dans sa capacité à offrir des performances similaires à celles de la commande vectorielle tout en simplifiant la structure du système d'entraînement. En permettant de contrôler directement le couple et le flux souhaités, il offre une approche plus directe et efficace pour la régulation des machines électriques.

Dans ce chapitre, nous nous pencherons sur les principes fondamentaux du DTC appliqué aux moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP). Nous examinerons en détail les composantes du DTC et présenterons les différentes structures de commande associées. Nous utiliserons également un modèle de simulation DTC pour les MSAP programmé dans l'environnement MATLAB afin d'illustrer ces concepts. Enfin, nous présenterons les résultats des simulations et les discuterons.

4.2 Principes généraux de La commande directe du couple :

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. [45]

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension appropriée est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [46]

Les caractéristiques générales de la commande directe de couple sont [47] :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

La commande par DTC du MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

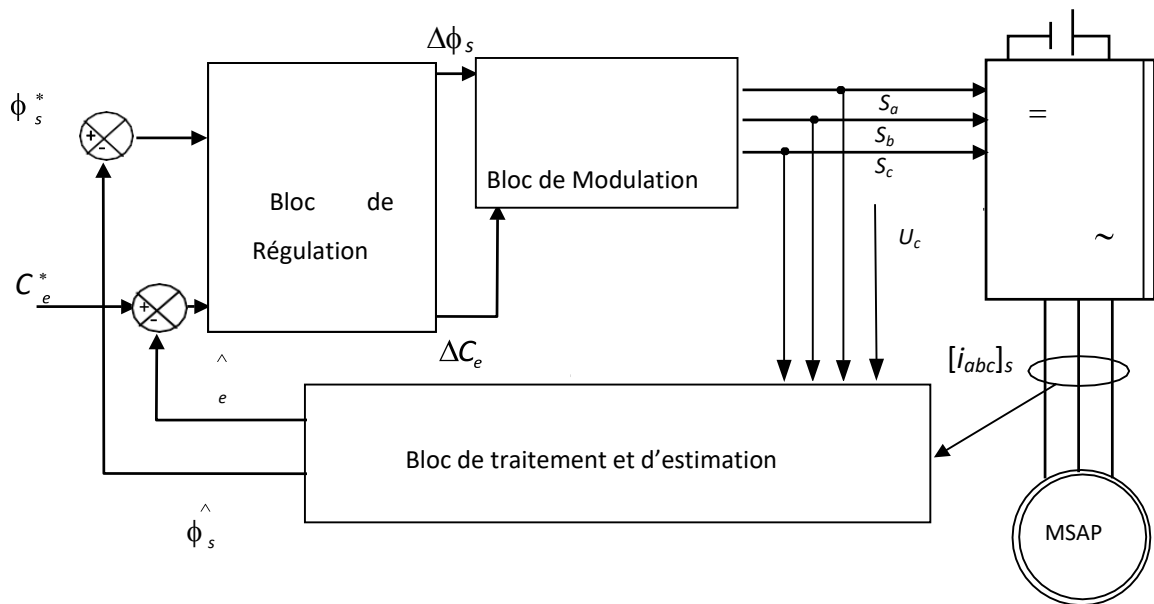


Figure 4.1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP

4.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante [48] [49] :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} + V_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} - \frac{1}{2} \cdot V_{sb} - \frac{1}{2} \cdot V_{sc} \right] \quad (IV.1)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [V_{sb} - V_{sc}]$$

Où :

V_{sa} V_{sb} V_{sc} : sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Chaque tension (V_s) est définie par un arrangement des trois états :

V_0 : (000); V_1 : (100); V_2 : (110); V_3 : (010); V_4 : (011); V_5 : (001); V_6 : (101); V_7 : (111).

4.4 Stratégie de commande directe de couple et de flux :

Takahashi a développé une approche de commande de couple et de flux (DTC) qui repose sur l'algorithme ci-dessous : [49]

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e .
- Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine synchrone à aimant permanent.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

4.5 Contrôle de flux et de couple :

4.5.1 Contrôle Du Flux Statorique :

On se place dans le repère fixe (α , β) lié au stator de la machine. Le flux statorique du MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V} = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}}{dt} \quad (\text{IV.2})$$

On obtient:

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (V_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{IV.3})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\varphi}_s \approx \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (IV.4)$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (IV.5)$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (IV.6)$$

Avec :

- $\bar{\varphi}_s(k)$ c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\Delta \bar{\varphi}_s$ c'est la variation du vecteur flux statorique ($\bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k)$) ;
- T_e c'est la période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique.

En d'autres termes, ϕ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta \phi_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP.

. La figure (4.2) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α , β).

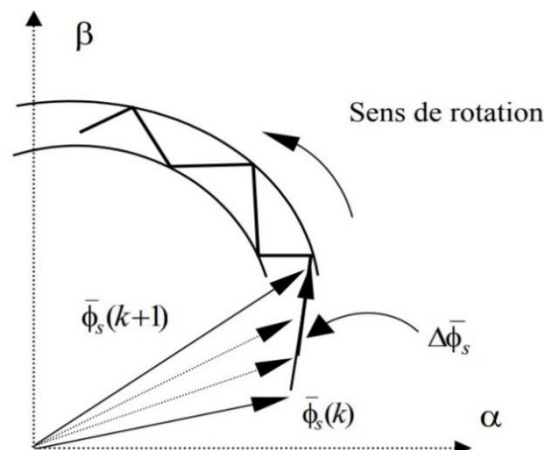


Figure 4.2 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α , β)

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

4.5.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante :

$$C_e = k (\bar{\varphi}_s \times \bar{\varphi}'_r) = k |\bar{\varphi}_s| |\bar{\varphi}'_r| \sin(\delta) \quad (\text{IV.7})$$

Tels que : $k = \frac{p}{lq}$ (IV.7)

Avec :

$\bar{\varphi}_s$: vecteur de flux statorique

$\bar{\varphi}'_r$: vecteur de flux rotorique ramené au stator

δ : l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique

- Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}'_r$, et de leur position relative.
- Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

4.6 Sélection du vecteur de tension :

Le choix du vecteur de tension \bar{V}_s dépend de plusieurs facteurs, tels que la variation souhaitée du module de flux statorique $\bar{\varphi}_s$, la direction de rotation et l'évolution souhaitée du couple. En utilisant le repère statorique (a, β), on peut diviser l'espace de $\bar{\varphi}_s$ en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. La position du vecteur de flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. [50]

Lorsque le vecteur de flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans la zone numéroté ($i=1,2, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants [48] :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ et C_e croissent
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croit et C_e décroît
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e croit
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e décroît
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\varphi}_s$ reste inchangé

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Aux vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i-2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude $\bar{\varphi}_s$ au début de la zone, alors qu'à la fin de zone le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de $\bar{\varphi}_s$ la plus forte mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de flux $\bar{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déterminé en fonction des écarts estimés du couple et du flux par rapport à leurs valeurs de référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$.

Pour une commande DTC, des estimateurs de module de flux, de position de flux et de couple sont indispensables.

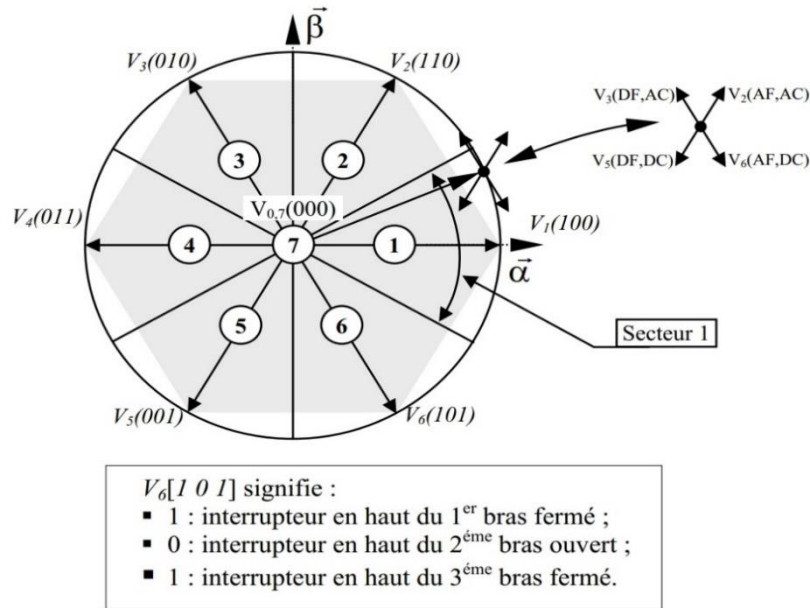


Figure 4.3 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1...6$

AF : Augmenter le Flux DF : Diminuer le Flux
 AC : Augmenter le Couple DC : Diminuer le Couple

4.7 Estimateurs :

4.7.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être effectuée en mesurant le courant et la tension du stator du moteur en utilisant l'équation suivante : [51]

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s \cdot I_s) \quad (IV.8)$$

Le calcul du vecteur de flux statorique se fait en utilisant les deux composantes biphasées (α et β)

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (IV.9)$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.10)$$

Nous obtenons les deux composantes de V_s ($V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$) à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et état de la commande (S_a, S_b, S_c).

On obtient :

$$\begin{aligned}
 V_s &= V_{\alpha s} + jV_{\beta s} \\
 V_{\alpha s} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\
 V_{\beta s} &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c)
 \end{aligned} \tag{IV.11}$$

De même, les courants $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ sont obtenus à partir des courants mesurés I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} , et obtenus par Application de la Transformation CONCORDIA :

$$\begin{aligned}
 I_s &= I_{\alpha s} + jI_{\beta s} \\
 I_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\
 I_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc})
 \end{aligned} \tag{IV.12}$$

Le module du flux statorique est :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \tag{IV.13}$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \tan^{-1} \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \tag{IV.14}$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour estimer l'amplitude et la position du vecteur de flux du stator. Cet estimateur n'a besoin de connaître que la résistance du stator, sinon l'erreur a un effet négligeable sur celle-ci. La méthode d'estimation du flux statorique a l'avantage d'être simple, robuste face aux variations des paramètres du rotor et précise, en particulier à des vitesses moyennes et élevées où la chute

de tension ohmique est insignifiante. Cependant, à basse vitesse, la résistance statorique devient un paramètre crucial, ce qui peut entraîner des problèmes de dérive et d'instabilité lors de l'intégration.

4.7.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux et les grandeurs mesurées du courant. Le couple peut être exprimé selon la forme suivante :

$$C_{em} = P (\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (IV.15)$$

La connaissance préalable des composantes du courant et de la tension statorique est nécessaire pour estimer le flux statorique et le couple électromagnétique. Cette méthode est utilisée notamment dans le cadre d'une commande non linéaire appliquée à la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), et plus particulièrement dans la commande par DTC (Direct Torque Control). [52]

4.8 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC :

4.8.1 Correcteur à hystérésis de flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (4.4). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\varphi}_s$ afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques [39]

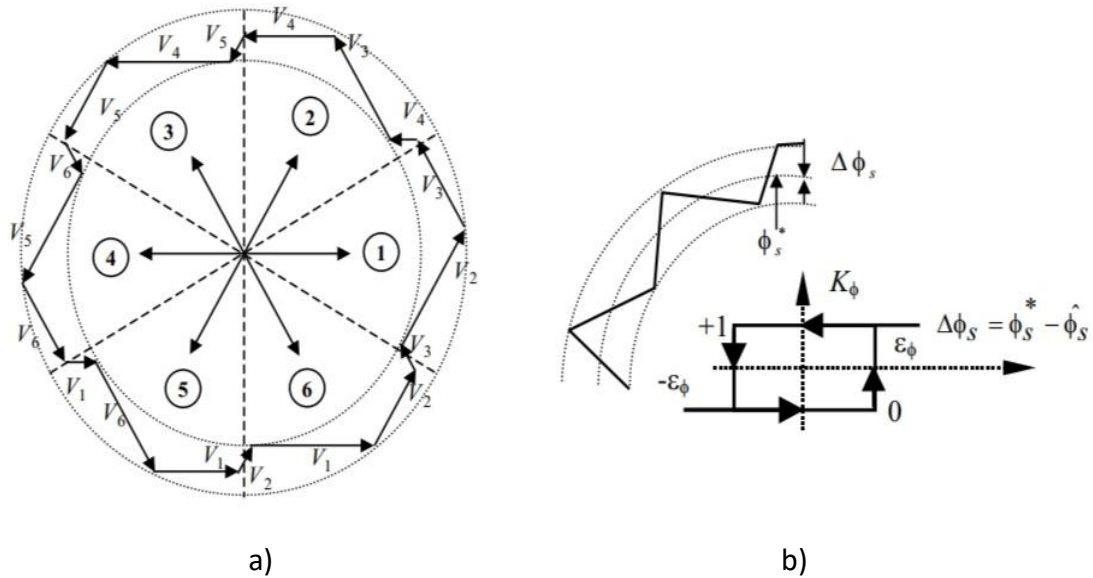


Figure 4.4 Correcteur du flux

a) : Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique $\bar{\varphi}_s$

b) : Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

Le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur de flux et n'a rien à voir avec l'amplitude de l'erreur. Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable booléenne.

1 : Lorsque l'erreur du flux est positive

0 : Lorsque l'erreur du flux est négative

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi/dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi/dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{cases}$$

En effet, si on introduit l'écart entre le flux de référence et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur $K\bar{\varphi} = 1$ pour augmenter le flux, et $K\bar{\varphi} = 0$ pour le réduire ; cela permet de plus d'obtenir une très bonne

performance dynamique du flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique $\bar{\varphi}_s$.

4.8.2 Contrôleur du couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$|C_{\text{ref}} - C_e| \leq \varepsilon_{ce}$$

Avec :

C_{ref} : La consigne de couple

ε_{ce} : La bande d'hystérésis du correcteur

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine selon le sens de rotation de la machine.

On peut envisager deux solutions :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Un correcteur à hystérésis à deux niveaux :

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux.

Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones, on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

Un correcteur à hystérésis à trois niveaux :

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. La figure (4.5) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue pour une consigne positive et pour une consigne négative ou diminuée. En effet, pour déterminer la valeur du couple, on applique le vecteur qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

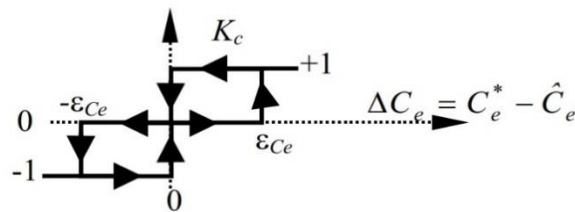


Figure 4.5 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_c = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = -1 \end{array} \right.$$

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de rotation de $\bar{\varphi}_s$) par exemple on peut appliquer les vecteur \bar{V}_{i-1} ou \bar{V}_{i-2}

Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\bar{\varphi}_r$ rattrapera d'autant plus vite le flux $\bar{\varphi}_s$ que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'applications des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de $\bar{\varphi}_s$."

4.9 Elaboration des tables de commutation :

4.9.1 Élaboration de table de commutation avec séquences nulles :

On élabore la table de vérité en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux et du couple, et selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i=1\dots 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires, permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\bar{\phi}_s$ et Δc_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau 1 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau 2 : Table de la DTC définissant les séquences d'un onduleur

Les séquences nulles V_0 et V_7 , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande : $-\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e}$.

4.9.2 Elaboration de table de commutation sans séquences nulles :

Dans ce cas, en n'utilisant que des séquences actives, cette stratégie a l'avantage de la simplicité et évite le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lors de l'application de séquences nulles en fonctionnement générateur, Par conséquent, les séquences correspondant à Δ_{Ce} nuls sont ignorées, le tableau suivant illustre cette modification :

K_ϕ	0	0	1	1
K_c	0	1	0	1
S_1	001	010	101	110
S_2	101	011	100	010
S_3	100	001	110	011
S_4	110	101	010	001
S_5	010	100	011	101
S_6	011	110	001	100

Tableau 3 : Table de commutation sans séquences nulles

4.10 Les Avantages et les inconvénients de la DTC : [48]

Avantages :

- Les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à MSAP.
- Une très rapide réponse dynamique du couple.
- Simplicité d'implantation du système sur les cartes d'acquisition

Inconvénients :

- Elle produit des problèmes à basse vitesse
- La nécessité d'estimation du flux statorique et du couple
- Les comparateurs à hystérésis produisent des oscillations des courants et du couple.
- La fréquence de commutation est variable

4.11 Structure générale de la DTC appliquée au MSAP :

La figure (4.6) représente la structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP, le tableau des séquences proposé par Takahashi est utilisé de manière classique. Le vecteur V_s est choisi à chaque période d'échantillonnage T_e .

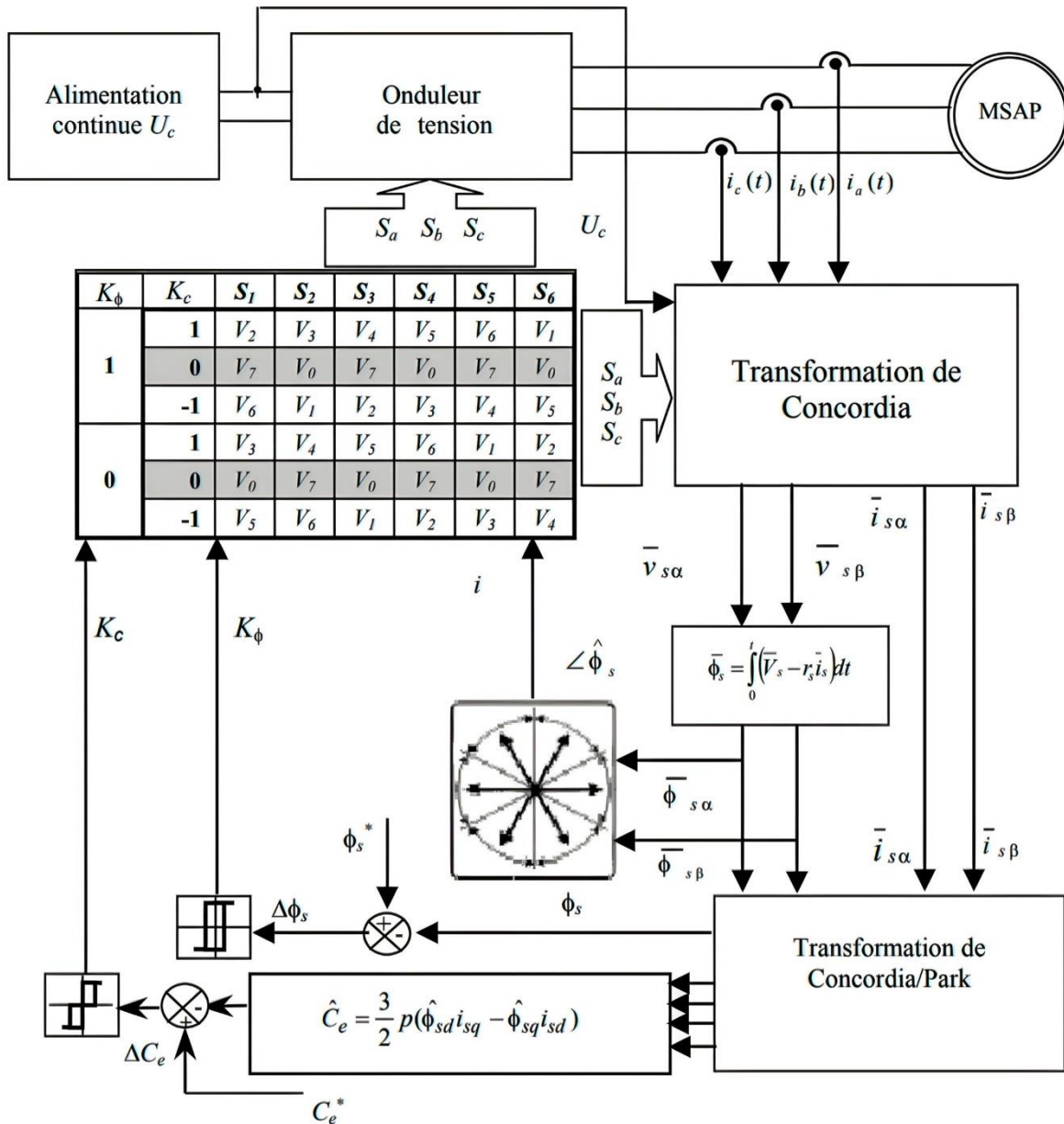


Figure 4.6 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP

4.12 Simulation de la DTC appliquée au MSAP :

Les figures (4.7), (4.8) et (4.9) illustrent respectivement une simulation de l'évolution du couple et du flux en fonction de consignes données. Les régimes transitoire et permanent sont observables. Pendant la phase transitoire, les variations du couple sont moins rapides que celles du flux.

L'analyse des résultats de simulation découle sur les observations suivantes :

- Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence, avec des ondulations dues à la présence de régulateurs à hystérésis.
- Le flux en fonction du flux forme un cercle, confirmant ainsi le bon fonctionnement du comparateur de flux et assurant de très bonnes performances dynamiques du flux.
- Le couple électromagnétique atteint rapidement la nouvelle consigne avec une ondulation au régime permanent.

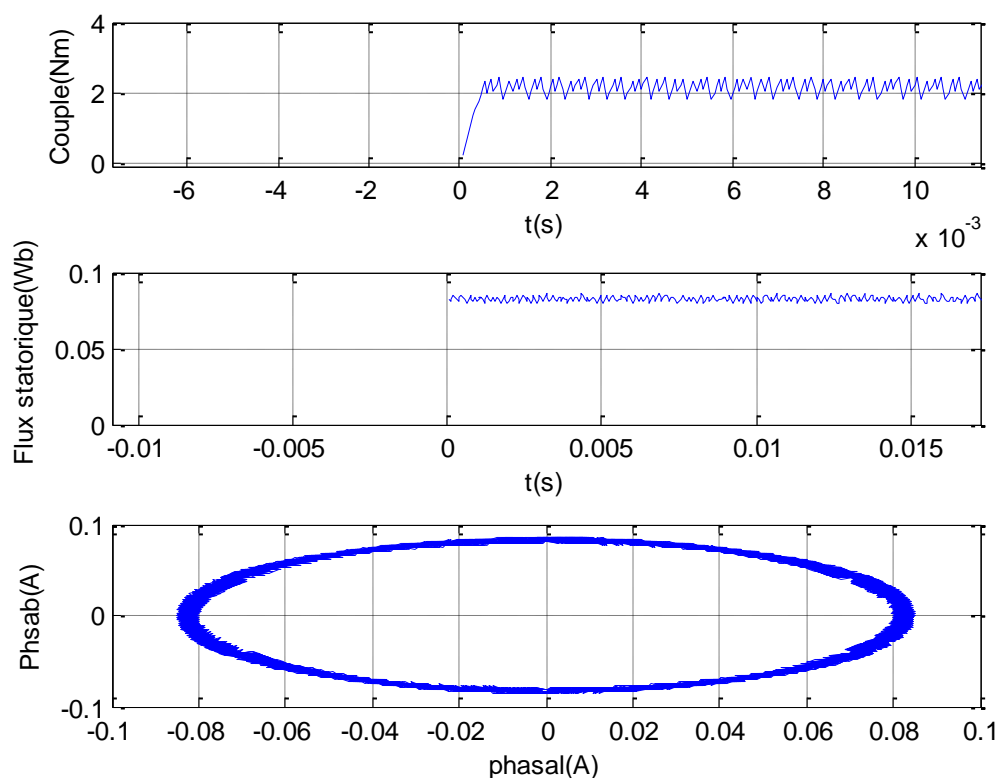


Figure 4.7 Application de la DTC sur la MSAP a vide

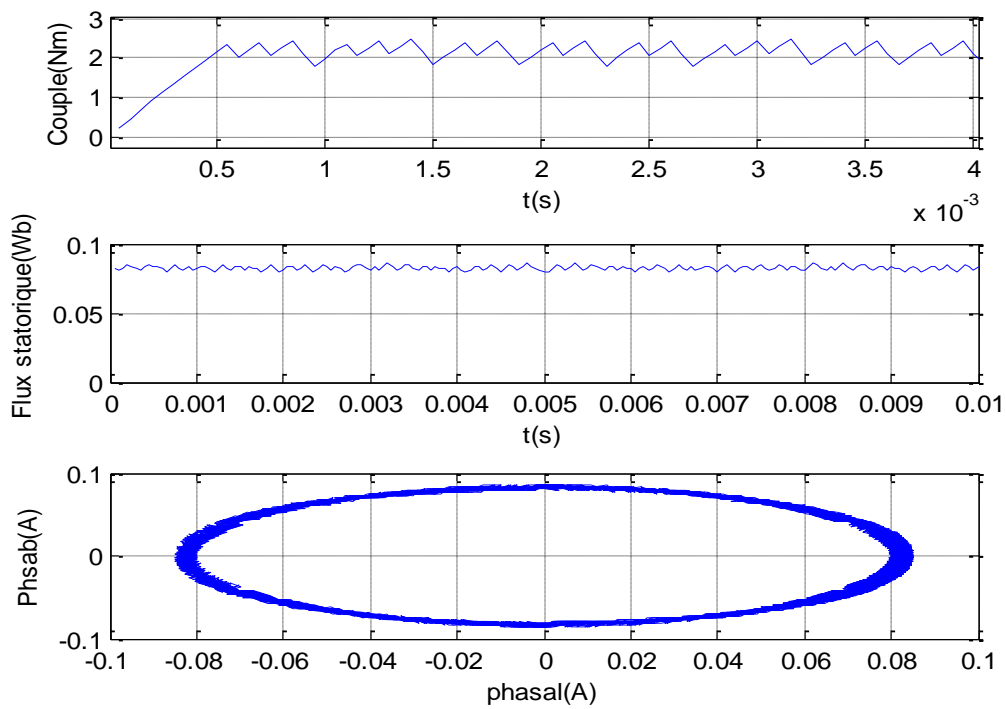


Figure 4.8 Application de la DTC sur la MSAP en charge ($cr=cn$)

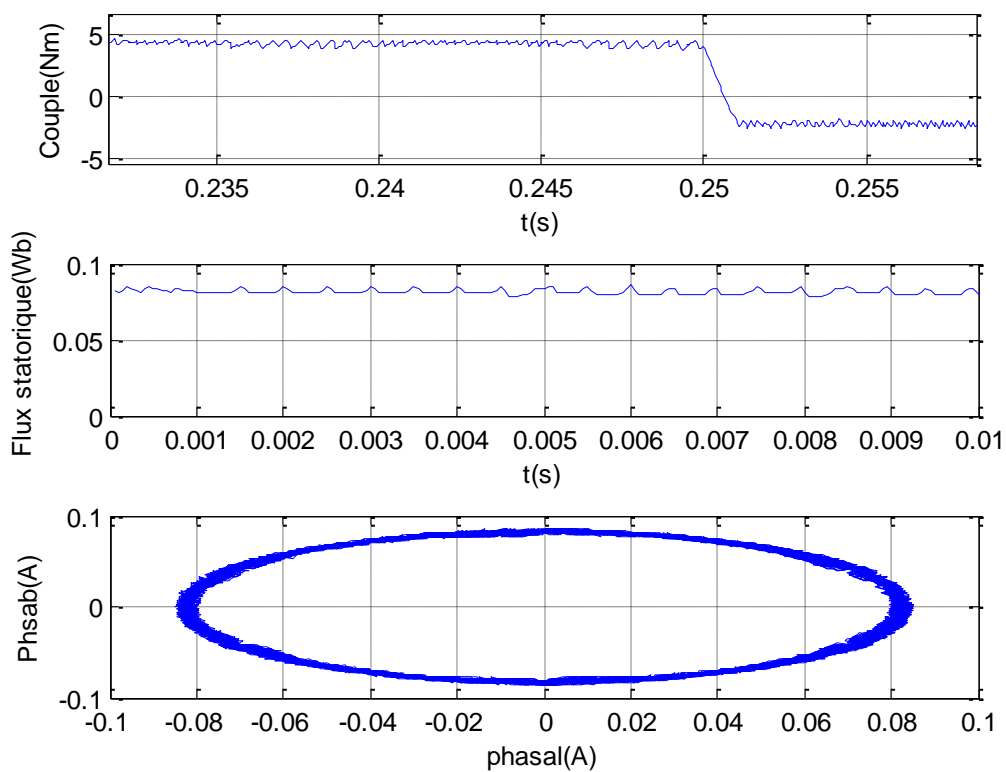


Figure 4.9 Changement de consigne et évolution du couple et du flux en fonction du temps

4.13 Commande DTC de la MSAP en présence d'une boucle de vitesse :

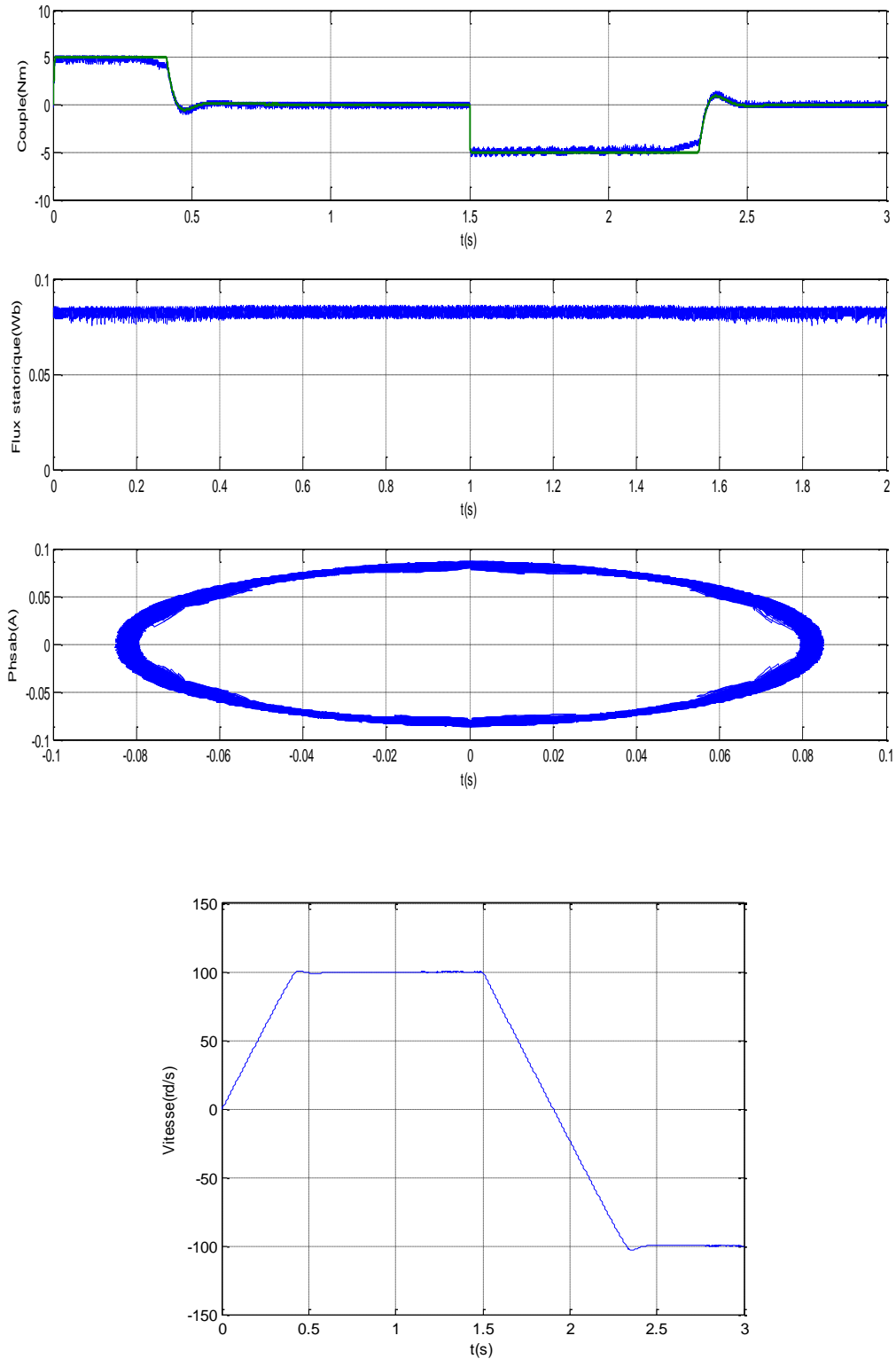


Figure 4.10 Application de la DTC sur la MSAP avec un régulateur de vitesse (PI)

Dans cette section, nous allons évaluer la robustesse d'une commande DTC appliquée à une machine synchrone à aimants permanents en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. La régulation de la vitesse est réalisée à l'aide d'un régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI), dont les paramètres sont calculés de manière ; Les paramètres du régulateur restent les mêmes.

4.14 Interprétation des résultats :

En analysant les résultats présentés dans la figure (4.10) nous observons que la vitesse réagit immédiatement et avec un léger dépassement lors du démarrage à vide et lors de l'inversion de sens de rotation, avec un temps de réponse très court. Cela démontre ainsi que le régulateur PI synthétisé présente des performances acceptables. De plus, lors du démarrage à vide et de l'inversion de sens de rotation, nous constatons également un dépassement du couple électromagnétique en raison de l'initialisation du flux, qui finit par se stabiliser vers le régime permanent.

4.15 Conclusion :

Le principe de contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel. Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine.

Les contraintes de fonctionnement de la machine MSAP à basse vitesse, les déformations sur les courants entraînent de mauvaises performances sur le contrôle du couple, la dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle et ceci pratiquement quelle que soit l'influence de la résistance statorique. Tous ces éléments font du contrôle direct du couple une structure de commande performante et robuste y compris à basse vitesse.

Conclusion générale

En conclusion, ce mémoire s'est penché sur la commande directe du couple et du flux de la machine synchrone à aimant permanent, mettant en évidence les différents aspects liés à cette technique de commande avancée. Les chapitres précédents ont fourni une base solide de connaissances en abordant les concepts fondamentaux des machines électriques, les techniques de commande des onduleurs et la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent.

Le premier chapitre a posé les bases en présentant une vue d'ensemble des machines électriques et des différentes techniques de commande. Les moteurs électriques, tels que les moteurs à courant alternatif et à courant continu, ont été explorés, ainsi que les principes de base de leur fonctionnement. De plus, les différentes techniques de commande, telles que la commande vectorielle, scalaire et DTC, ont été introduites, offrant ainsi une compréhension approfondie des différentes approches de commande.

Le deuxième chapitre a examiné en détail les onduleurs, en mettant l'accent sur leur classification, leur fonctionnement et les critères de sélection. Les onduleurs de tension et de courant ont été abordés, avec une distinction entre les onduleurs monophasés et triphasés. La technique de commande MLI a été présentée en détail, soulignant ses caractéristiques, ses avantages et ses inconvénients. Cette exploration approfondie des onduleurs a permis de comprendre leur rôle crucial dans la commande des machines électriques.

Le troisième chapitre s'est concentré sur la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en utilisant les transformations de Park et de Concordia. Cette modélisation mathématique précise a permis de représenter efficacement le comportement de la machine, facilitant ainsi le développement d'algorithmes de commande sophistiqués. En utilisant ces transformations, il est possible de transformer les grandeurs électriques dans un repère fixe en des grandeurs dans un repère tournant synchronisé avec le champ magnétique.

Le quatrième chapitre a mis l'accent sur la commande directe du couple et du flux de la machine synchrone à aimant permanent. Les principes généraux de cette technique de

commande ont été présentés, mettant en évidence la stratégie de commande basée sur le contrôle simultané du couple et du flux. Différentes approches et algorithmes ont été étudiés, tels que la sélection du vecteur de tension, les estimateurs de flux, et l'élaboration du vecteur de commande pour la DTC. Ces éléments ont montré leur pertinence dans l'amélioration des performances et de l'efficacité des systèmes de commande.

En résumé, ce mémoire a permis d'approfondir les connaissances sur la commande directe du couple et du flux de la machine synchrone à aimant permanent. Les différents chapitres ont abordé des sujets clés tels que les machines électriques, les onduleurs, la modélisation de la machine et la commande directe. Ces recherches ont contribué à l'avancement des connaissances dans le domaine de la commande des machines électriques, offrant des perspectives intéressantes pour l'amélioration des performances.

Annexes

PARAMÈTRES DU MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANTS PERMANENTS ÉTUDIÉ :

Résistance de phase : $R_s = 3.4 \Omega$

Inductance cyclique sur l'axe directe : $L_d = 0.0058 \text{ H}$

Inductance cyclique sur l'axe transverse : $L_q = 0.0058 \text{ H}$

Nombre de paire de pôles : $P = 2$

Amplitude des flux des aimants permanents : $\Phi_m = 0.0825 \text{ Wb}$

Moment d'inertie : $J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$

Coefficient de frottement visqueux : $F_r = 0.0001 \text{ N.m / rd/s}$

Tension : 100 V

Couple nominale : 2.2 N.m

Bibliographie

- [1] *Electric Machinery and Transformers*. Bhag S, Guru and Huseyin R, Hiziroglu. 2001.
- [2] Soufiane, Pr Taibi. *Machines électriques*. s.l. : Université Batna.
- [3] BRUN, Philippe LE. *Machine asynchrone*. s.l. : Lycée Louis ARMAND.
- [4] P.Viarouge, M.Lajoie-Mazenc. *Alimentation des machines synchrones*. Centre Français Technique de L'ingénieur.
- [5] LA MACHINE À COURANT CONTINU, Classe de première SI.
- [6] Sincère, Fabrice. Personal Home Page Orange .fr. [En ligne]
- [7] *MicrochipTechnology*. [Enligne]
<https://www.microchip.com/content/dam/mchp/documents/tech-docs/application-notes/an885-brushless-dc-blDC-motor-fundamentals-00001542a.pdf>.
- [8] *mdp.fr*. [En ligne]
- [9] T. KENJO, S. NAGAMORI. *Permanent-Magnet and Brushless DC Motors*. Oxford. : Ecole Normale Supérieure, 1985.
- [10] *Commande Floue-Glissant d'un Moteur BLDC*. Assia, NAIDJI. s.l. : UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF , 2018, Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de master.
- [11] Mayé, Pierre. *Moteurs électriques pour la robotique*. Paris : Editions Dunod, 2000.
- [12] *ROBU.IN*. [En ligne]
- [13] A. Hussein, S. Moghavvemi, et S. Mahlia. *Electric Motor Technologies and Applications in the Vehicle Propulsion Systems*.
- [14] J. Miller, D. Gilsinn, et A. Ferreira. *Electric Powertrains in Aerospace Propulsion*.
- [15] Z. Zhao, S. Liu, et Y. Huang. *Advanced Motion Control for CNC Machine Tools*.
- [16] R. Al-Ali, M. Tariq, et T. Yousaf. *Design Considerations for Brushless DC Motors Used in Medical Devices*.
- [17] *The simulation of the direct torque control of permanent magnet synchronous motor*. DALIB, SARIATI BINTI. s.l. : Université Technologie de Malaysia, 2007.
- [18] *Power electronics: converters, applications, and design*. Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. 2002.

- [19] Pinson, G. Onduleurs. *Physique appliquée*. 1993 .
- [20] Bendaikha & A. Djermane. Etude sur la commande des onduleurs en pont triphasés. *Mémoire d'ingénieur*. 2005.
- [21] Modélisation et commande d'un onduleur MLI. 2008.
- [22] Farid, BERREZZEK. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone. *Mémoire de MAGISTER*. 2006.
- [23] MESSAOUD, Benadel HANI Choudira. technique de commande d'un onduleur triphasé. *Projet de fin d'étude Licence Génie électrique*.
- [24] ETUDE ET SIMULATION D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE. 2021.
- [25] r John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, George C. Verghese. Principles of Power Electronics. 1991.
- [26] Farid, BERREZZEK. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone . *Mémoire de Magister*. 2006.
- [27] ADJIMI Nadia et BELAIDI Wahiba. Modélisation et commande d'un onduleur MLI. *Mémoire de Master*. 2009.
- [28] OKBA Salah et BEDDIAR Walid. Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI. *Mémoire de Master Académiqu*. 2019.
- [29] BENSALAH Wassila et BOUTALEB Nour el Houda. Etude de la commande des redresseurs MLI. *Mémoire de Master*. 2016.
- [30] Zerari, H. Optimisation énergétique d'un moteur synchrone à aimants permanents. 2014.
- [31] Boumaaza, F. Commande non linéaire par linéarisation entrée –sortie de la machine synchrone à aimants permanents. 2014.
- [32] Benchabane, F. Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un Moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du Chattering. *Thèse De magistère*. 2005.
- [33] W.Aina, H.Aid et. Synthèse de lois de commande non- linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents. *Mémoire de Master*. 2013.
- [34] Houara, B. Commande DTC Prédicative de la MSAP. 2017.
- [35] Bensaadi, H. Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents. 2012.

- [36] Messai, S. Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents. 2015.
- [37] Ameur. Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants. *Mémoire de Magister*. 2005.
- [38] A.Ounissi. contribution par mode glissant d'une machine synchrone à aimant permanent. *Thèse de Magister*.
- [39] A.Ameur. commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants. 2005.
- [40] wit, C.Carlos de. Modélisation contrôle vectoriel et dtc. [éd.] édition hermès sciences Europe. 2000.
- [41] S.Belkacem. étude comparative des performances statiques et dynamiques d'un contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur statique. *Thèse de Magister*. 2005.
- [42] G. Sturtzer , E.Smigiel. Modélisation et commande des moteurs triphasés. [éd.] Ellipses édition Paris cedex. 15 Mars 2000.
- [43] F. labrique, G. seguier & R.bausiere. Les convertisseurs de l'électronique de puissance. [éd.] édition Lavoisier tec. Et doc paris cedex 08. Septembre 1995.
- [44] N.Soulahi. optimisation du rendement d'un ensemble convertisseur –machine à induction. *Thèse de magister*. 23 10 2004.
- [45] Mémoire. *Mémoire*. 2005.
- [46] F.Morand. Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. *Thèse CEGELY*. 07 01 2005.
- [47.] Fethi, B.Omar. Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux. *Mémoire de Magister*. 2013.
- [48] H.Merouane. Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension. *Mémoire master*. 2013.
- [49] Z. Boubaker. Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. [éd.] Ingénieur d'État en Électrotechnique. *Utilisation d'Observateur Non Linéaire*. 2008.

[50] EA, M. Alaa. Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents avec observation en utilisant le filtre de kalman étendu. *Mémoire de Master*. 2012.

[51] Ana.M.Llor. Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents. *Thèse de Doctorat en Génie Electrique*. 04 2003.

[52] Terrafi, H. Commande directe du couple douze secteurs d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension a trois niveaux. *Mémoire de Master*. 2015.

[53] Moteurs Electriques (La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP). *La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)*.