

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Ahmed Draïa D'Adrar
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des Sciences de Technologie



Mémoire de fin d'études de Master

Option : Commande Electrique

Intitulé

**Autopilotage de la vitesse d'une MSAP par
régulateur à mode glissant.**

Présenté par:

- ✓ DalileSaid
- ✓ FigaouiAbderrhman

Devant le Jury:

- ✓ Menasria Amel : Examineur
- ✓ ChabaniBoumedién : Examineur
- ✓ BourbiaWafa : Encadreur

Année universitaire : 2021/2022

Remerciements

Avant tous, Nous remercions Allah de nous avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail.

Nous tenons à remercier vivement le Dr **BourbiaWafa**, qui a manifesté sa disponibilité entière pour nous aider, nous orienter, aussi pour sa confiance et son compréhension qu'il nous a toujours prouvée.

Nous voudrions également remercier les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Nos vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de nos familles notamment nos parents pour leur aide et pour leur soutien précieux.

Nous remercions tous nos collègues et toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, ce travail, nous les remercions tous.

Dédicaces

Nous calmons ce travail pour:

A nos très chers parents pour leur soutien moral et

financier, pour leurs encouragements et

les sacrifices qu'ils ont enduré,

que Dieu les garde et les protège.

A nos frères et sœurs

A nos grandes familles

A Tous ceux qui nous ont encouragés à poursuivre notre étude.

Et à ceux qui nous ont soutenus dans ce travail, ainsi que mes amis.

Résumé

Le sujet de ce mémoire consacré à l'étude de l'application de la technique commande DTC des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Cette technique a donné des résultats très satisfaisants dans le contrôle du moteur synchrone vis à vis des performances dynamiques de robustesse et de précision. Cela dépend également de la sélection du vecteur de tension en fonction de l'état de commutation de l'onduleur défini à partir d'une comparaison des signaux de références de flux et de couple avec leurs estimations. La machine présentée dans ce travail est mise en place dans un repère lié au rotor. Les résultats de simulation ont été obtenus à l'aide du logiciel « Matlab/Simulink ». Ce qui nous permet de configurer le système et de suivre les résultats avec précision.

Mots clé : Machine synchrone à aimant permanent (MSAP), onduleur de tension à deux niveaux, contrôle direct du flux et du couple.

ملخص

خصص موضوع هذه الأطروحة لدراسة تطبيق تقنية التحكم DTC للالات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (PMSM). أعطت هذه التقنية نتائج مرضية للغاية في التحكم في المحرك المتزامن فيما يتعلق بالأداء الديناميكي للقوة والدقة. يعتمد أيضًا على اختيار شعاع الجهد وفقًا لحالة تبديل العاكس المحددة من مقارنة الإشارات المرجعية للتدفق والعزم مع تقديراتها. تم إعداد الالة المقدمة في هذا العمل في إطار مرتبط بالدوار. تم الحصول على نتائج المحاكاة باستخدام برنامج "Matlab / Simulink"، والذي يسمح لنا بتكوين النظام ومتابعة النتائج بدقة.

مفتاح المفردات: محرك متزامن ذو مغنطة دائمة، موج توتر ذو مستويين، المراقبة المباشرة للتدفق و العزم

Abstract

This memory subject is devoted to the DTC control technique application study of permanent magnet synchronous machines (PMSM). This technique gave very satisfactory results in synchronous motor control with respect to the dynamic performances of robustness and precision. It also depends on the voltage vector selection according to the inverter switching state defined from a flux and torque reference signals comparison with their estimates. The machine presented in this work is set up in a frame linked to the rotor. The simulation results were obtained using the “Matlab/Simulink” software, which allows us to configure the system and follow the results precisely.

Key words: Synchronous Induction Motor of Permanent Magnate, Tow-level Voltage

Inverter, Direct Torque and Field Control

Liste des figures

Figure 1.1. Présentation de la structure du stator de l'intérieur	6
Figure 1.2. Présentation de la structure du rotor	7
Figure 1.3. Diverses structures du rotor	7
Figure 1.4. Différents types de rotors d'une MSAP.	8
Figure 1.5. Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.	9
Figure 1.6. Schéma de la machine (MSAP).....	10
Figure 1.7. Schéma d'une machine synchrone dans le référentiel de Park.....	13
Figure 1.8. Représentation de signes de commande à partir de trois tensions (commutation naturelle)	18
Figure 1.9. Représentation des impulsions de commande PWM	19
Figure 1.10. Représentation du module des flux statoriques	19
Figure 1.11. Représentation des courants statoriques	20
Figure 1.12. Représentation du couple électromagnétique	20
Figure 1.13. Représentation de la vitesse de rotation de l'MSAP	21
Figure 2.1. Les types des convertisseurs.....	24
Figure 2.2. Schéma de principe de l'onduleur	24
Figure 2.3. Schéma de principe de l'onduleur monophasé.....	26
Figure 2.4. Schéma de principe de l'onduleur triphasé	27
Figure 2.5. Onduleur triphasé (MLI vectorielle)	29
Figure 2.6. Etat des interrupteurs et tensions correspondantes dans le plan complexe	32
Figure 2.7. Tensions simples de la sortie de l'onduleur	33
Figure 2.8. Tensions composées directes et filtrées de la sortie de l'onduleur	33
Figure 3.1. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.....	37
Figure 3.2. Evolution de l'extrémité de φ_s pour R_s I_s négligeable.....	39
Figure 3.3. Choix du vecteur de tension	42
Figure 3.4. Vecteur de référence dans le secteur 1	44
Figure 3.5. Séquence d'application des vecteurs sur une période $T_m=2T_e$ Dans le secteur 1	46
Figure 3.6. Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions	47
Figure 3.7. Correcteur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du couple.....	48
Figure 3.8. Structure générale de la commande directe du couple	50
Figure 3.9. Flux statoriques dans le plan d, q	52
Figure 3.10. Courants statoriques dans le plan d, q	52
Figure 3.11. Courants statoriques triphasés I_a , I_b , I_c	53
Figure 3.12. Vitesse de rotation de la machine MSAP	53
Figure 3.13. Couple électromagnétique de la machine MSAP.....	54

Liste des Tableaux

Tableau 2.1 : La table de vérité d'un onduleur de tension.....	31
Tableau 3.1 : Détermination des vecteurs tensions d'état de l'onduleur	43
Tableau 3.2 :Table de commutation.....	49
Tableau 3.3 : Table de sélection des vecteurs de tensions selon le signe du flux.....	49
Tableau 3.4 : Table de sélection des vecteurs de tensions selon le signe du couple	49
Tableau 3.5 : Table de commutation avec séquences nulles	49
Tableau 3.6 : Table de commutation avec séquences non nulles	49

Sommaire

Introduction générale	1
Introduction générale.....	2
1 Chapitre I : Modélisation de la Machine synchrone a aimant permanent	4
1.1 Introduction	5
1.2 Description de l'MSAP	5
1.2.1 Le stator	6
1.2.2 Le rotor.....	6
1.3 Classification de l'MSAP.....	7
1.3.1 Rotor à pôles saillants	7
1.3.2 Rotor à pôles lisses.....	7
1.4 Présentation d'MSAP.....	8
1.4.1 Définition des aimants permanents	8
1.4.2 Principe de Fonctionnement	8
1.4.3 Les avantages et inconvénients du moteur synchrone	9
1.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP.....	9
1.5.1 Équations de la machine	10
1.5.2 Transformation triphasé-biphasé	12
1.5.3 Transformation de Concordia	13
1.5.4 Transformation de Park.....	13
1.6 Modèle de la MSAP dans le repère (d, q)	14
1.6.1 Expression de la puissance et du couple électromagnétique	15
1.6.2 Mise en forme d'équation d'état.....	16
1.7 Résultats de simulation.....	17
1.8 Conclusion.....	21
2 Chapitre II : Modélisation de l'Onduleur Triphasé.....	22
2.1 Introduction	23
2.2 Les différents types des convertisseurs	23
2.2.1 Convertisseur Continu-Continu (Hacheur).....	23
2.2.2 Convertisseur alternatif-alternatif (Gradateur)	23
2.2.3 Convertisseur alternatif/continu.....	23
2.2.4 Convertisseur Continu-alternatif (Onduleur) :	23

2.3	L'onduleur	24
2.3.1	Classification des onduleurs	25
2.3.2	Types d'onduleurs autonomes de tension.....	26
2.4	Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	27
2.4.1	Commande de la modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	27
2.5	Résultats de simulation.....	32
2.6	Conclusion.....	34
3	Chapitre III : Commande DTC de l'MSAP en boucle fermée avec un régulateur en mode glissant	35
3.1	Introduction	36
3.2	Le principe de la commande DTC	36
3.2.1	Stratégie de commande directe du couple et de flux	37
3.2.2	Contrôle du flux statorique	38
3.2.3	Contrôle du couple électromagnétique	39
3.3	Les estimateurs.....	40
3.3.1	Estimation du flux statorique	40
3.3.2	Estimation du couple électromagnétique	41
3.4	Choix du vecteur tension	41
3.4.1	Calcul des temps de commutations.....	43
3.5	Elaboration du vecteur de commande pour la DTC.....	46
3.5.1	Le correcteur du flux.....	46
3.5.2	Le correcteur du couple	47
3.6	Elaboration de la table de commutation :.....	48
3.7	Discussion des résultats de simulation en boucle fermée	50
3.8	Conclusion.....	54
	Conclusion générale	55
	Conclusion générale	56
	Références	58
	Références	59

Introduction générale

Introduction générale

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [28]. Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les moteurs à courant alternatif, tels le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, semble très justifiée [29].

Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques, par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur.

Ce travail est divisé en trois chapitres, dont chacun représente une partie importante de ce mémoire, dont le contenu de chacun sera présenté dans ce qui suit :

Le premier chapitre : nous avons étudié généralités sur les machines synchrones à aimants permanentes, domaines d'application de MSAP et finalement avantages et inconvénients.

Le deuxième chapitre : nous avons abordé la présentation de la modélisation d'MSAP et les résultats de simulation dans la commande MLI vectorielle

Le troisième chapitre : Le troisième chapitre, sera consacré à la commande DTC classique de la MSAP basée sur une table de localisation des vecteurs tensions et des régulateurs à hystérésis. Les performances de la DTC seront testées par des simulations quant au dernier chapitre, la commande DTC prédictive à état fini sera détaillée, simulé et comparé à la commande directe du couple.

Chapitre I : Modélisation de la Machine synchrone a aimant permanent

1.1 Introduction

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) se rependent de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées où ils remplacent les moteurs à courant continu. Ils présentent sur ces derniers l'avantage d'avoir de meilleures performances (en termes de couple massique, par exemple) et de ne pas avoir de collecteur mécanique (ce collecteur pose des problèmes d'entretien et de comportement dans les environnements difficiles), en revanche, ils sont plus exigeants, le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple (un redresseur ou un hacheur) et une régulation de son courant rotor permet de maîtriser le couple. Pour le MSAP, la fonction de collecteur est réalisée par un ensemble électronique : un onduleur de puissance, un capteur de mesure de position et une commande des courants pour contrôler le couple. La commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux sous-systèmes linéaires monovariables indépendants. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant...etc.) [1].

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, Comme :

- L'automobile ;
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives) ;
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements ;
- 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 moteurs-outils ;

1.2 Description de l'MSAP

Le terme Moteur synchrone regroupe tous les moteurs dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. 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 le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de moteur synchrone [2].

1.2.1 Le stator

Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques [2].

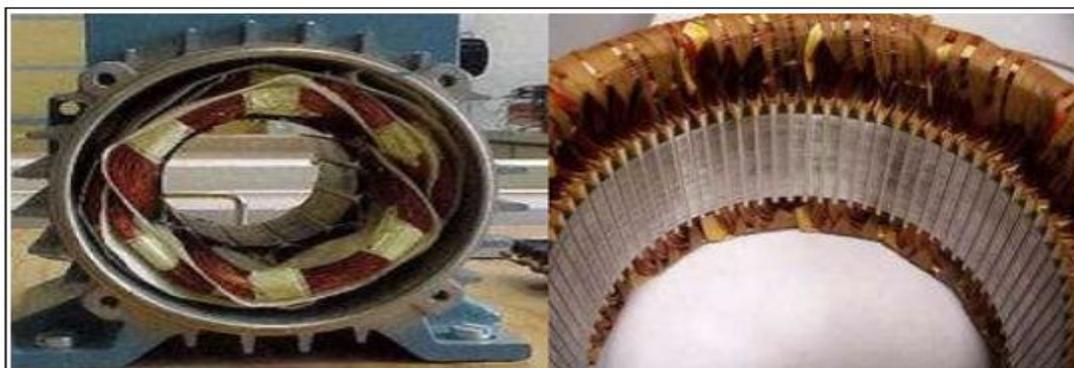


Figure 1.1. Présentation de la structure du stator de l'intérieur

1.2.2 Le rotor

Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor Figure (I.2) [2].



Figure 1.2. Présentation de la structure du rotor

1.3 Classification de l'MSAP

Les MSAP peuvent être classés selon la forme de la force électromotrice en sinusoïdale ou bien Trapézoïdale. En particulier, les moteurs synchrones à f.é.m. sinusoïdales sont classés en deux sous catégories selon la position des aimants :

- À **pôles lisses**, où les aimants sont montés à la surface du rotor.
- À **pôles saillants**, où les aimants sont enterrés dans la masse rotorique.

Les différentes géométries possibles pour les rotors sont présentées dans la Figure (I.3) [3].

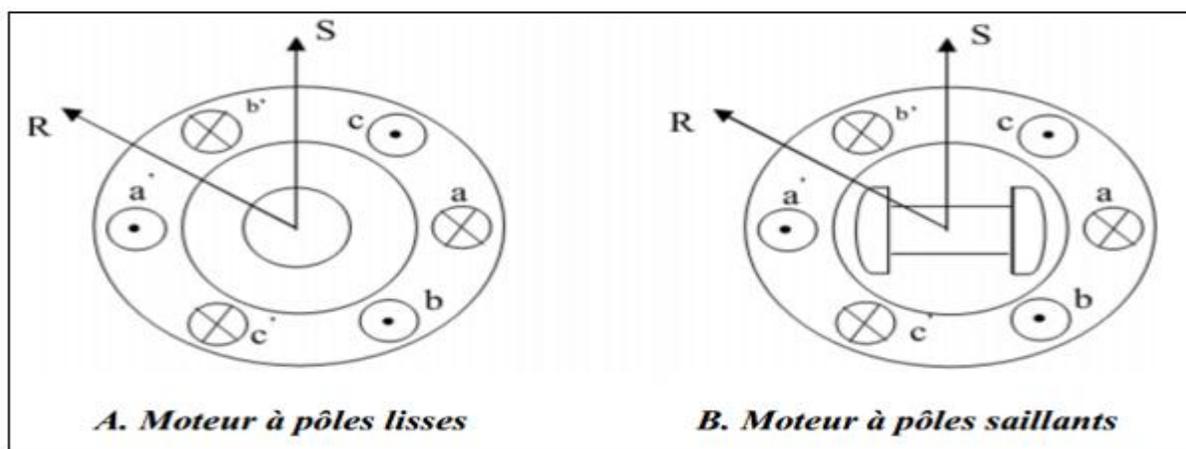


Figure 1.3. Diverses structures du rotor

1.3.1 Rotor à pôles saillants

Le rotor à pôles saillants est un électro-aimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires (figure (I.3.B)). Le nombre de pôles est toujours paires [3], il varie suivant la machine réalisée.

1.3.2 Rotor à pôles lisses

Le rotor à pôles lisses est un cylindre plein dans lequel les encoches sont usinées. Il possède le plus souvent deux pôles. Le rotor possède différentes configurations La figure (I.4) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles :

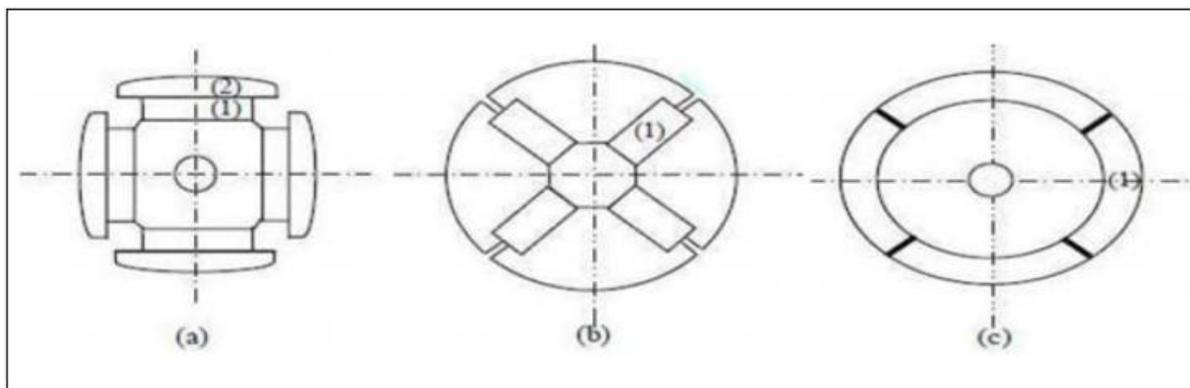


Figure 1.4. Différents types de rotors d'une MSAP.

- a) Aimants permanents (1) et pièce polaire saillante.
- b) Aimants permanents (1) noyés.
- c) Aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

1.4 Présentation de l'MSAP

1.4.1 Définition des aimants permanents

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et qui est difficile de se désaimanter lorsqu'il est aimanté [9]. Un aimant permanent est un matériau magnétique qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [3]

1.4.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure (I.5) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôle. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courant dans les phases oriente le rotor. Soit le bas élémentaire comme étant déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $= 90^\circ$ qui correspond au passage de la figure (I.5.a) à la figure (I.5.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois. (Figure (I.5.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [2].

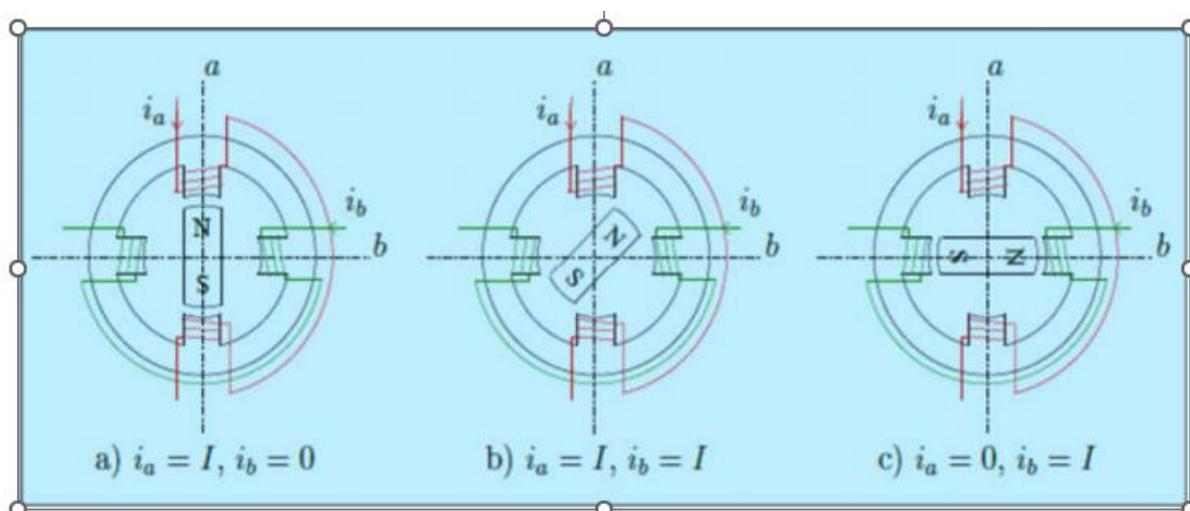


Figure 1.5. Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

1.4.3 Les avantages et inconvénients du moteur synchrone

- **Les avantages [2]**

- Les moteurs synchrones à aimants permanents sont intéressants du point de vue puissance, diminuent les perturbations dans le couple à cause du moment d'inertie.
- Construction et maintenance plus simple.
- Une meilleure performance dynamique.
- Moins de pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.

- **Les inconvénients du MSAP [5]**

- Commutateur mécanique remplacé par un autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsation de couple.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

1.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP

La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par:

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant permanent (flux d'excitation constant).

- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par des courants.

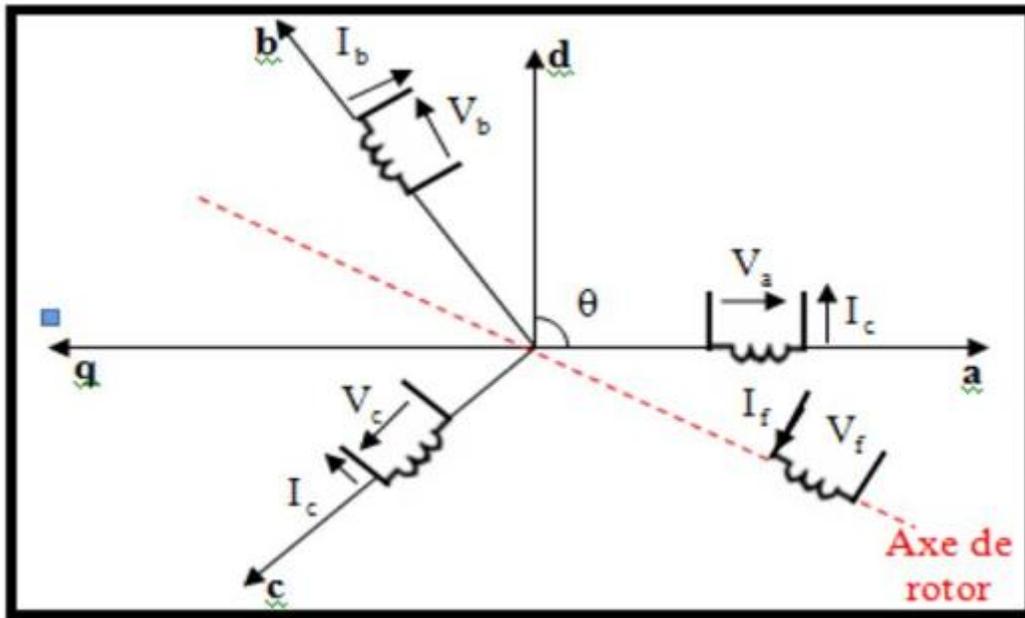


Figure 1.6. Schéma de la machine (MSAP).

1.5.1 Équations de la machine

Dans cette étude, la machine comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec p paires de pôles. Les équations générales des tensions du moteur synchrone s'obtiennent par l'écriture des tensions, au trois enroulements statoriques (V_a, V_b, V_c) et la tension d'enroulement rotorique V_f qui parcouru par un courant continu constant I_f qui égale la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux total qui traverse le bobinage considéré, nous auront donc :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad \text{I.1}$$

Avec

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{I.2}$$

- **Equations magnétiques**

Les flux statoriques s'écrivent sous la forme suivante :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\varphi_{sf}], [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{sb} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{I.3}$$

Avec :

$$[\varphi_{sf}] = \begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix} \quad \text{I.4}$$

$[\varphi_{sf}]$: Le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases statoriques.

$[L_{ss}]$: La matrice des inductances statoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les aimants $[L_{sf}]$ dépend du position angulaire électrique du rotor θ .

$$[L_{sf}] = \hat{\varphi}_{fd} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.5}$$

La forme matricielle des inductances statoriques en fonction de la position θ est donnée comme suit :

Les inductances en fonction de θ ayant pour expressions

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ls} + l_{0s} + l_{2s} \cos(2\theta) & -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{l_{0s}}{2} - l_{2s} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & l_{ls} + l_{0s} + l_{2s} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos(2\theta) \\ -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{l_{0s}}{2} - l_{2s} \cos(2\theta) & l_{ls} + l_{0s} + l_{2s} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.6}$$

Donc :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s \cos(2\theta) & M_s + L_s' \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L_s' \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos(\theta) \\ M_s + L_s' \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_s + L_s' \cos(2\theta) & M_s + L_s' \cos 2(\theta) & M_s + L_s' \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_s + L_s' \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L_s' \cos(2\theta) & L_s + L_s' \cos(2\theta) & M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_f \cos(\theta) & M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_f \end{bmatrix}$$

I.7

En remplaçant l'équation (1.2) dans l'équation (1.1), nous trouvons :

- **Equation Electrique**

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d([L_{ss}][I_s])}{dt} + \frac{d[\varphi_{sf}]}{dt} = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [I_s] + \omega_r \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \quad \text{I.8}$$

La résolution numérique de l'équation (I.8) est assez lourde et difficile, donc il est indispensable d'utiliser les transformations de type (Clark, Park, Concordia).

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{I.9}$$

$$C_f = f\Omega \quad \text{I.10}$$

Avec :

J : Est le moment d'inertie du moteur.

f : C'est le coefficient de frottement visqueux.

C_e : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : C'est le couple résistant, ou de charge.

1.5.2 Transformation triphasé-biphasé

On remarque que l'équation (1.8) est couplée et non linéaire, pour résoudre ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui simplifient la complexité du système, dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park. La projection de grandeurs triphasées dans le repère de Park consiste à exploiter la transformation de Concordia et la transformation de Park. On écrit :

$$\begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = CP(\theta) \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad \text{I.11}$$

Où : $P(\theta)$: est la matrice de la transformation de Park

C : est la matrice de la transformation de Concordia

1.5.3 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 $[V_{\alpha\beta 0}] [I_{\alpha\beta 0}] [\phi_{\alpha\beta 0}]$, Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La matrice de transformation directe de Concordia et $[C^{-1}]$ est l'inverse, elles sont données par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; [C^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{I.12}$$

1.5.4 Transformation de Park

Le système d'équation de ce modèle n'est pas linéaire, du fait des inductances variables avec θ , et ne se prête pas bien à une étude analytique des phénomènes dans la machine synchrone, pour supprimer la non-linéarité, on transforme les enroulements statoriques triphasé (a, b, c) en deux enroulements (d, q) orthogonal, avec un déphasage θ , appelé angle électrique, figure I. 8, elle est effectuée par transformation de Park qui assure la conservation de la force magnétomotrice (F.M.M) et de la puissance instantanée[3].

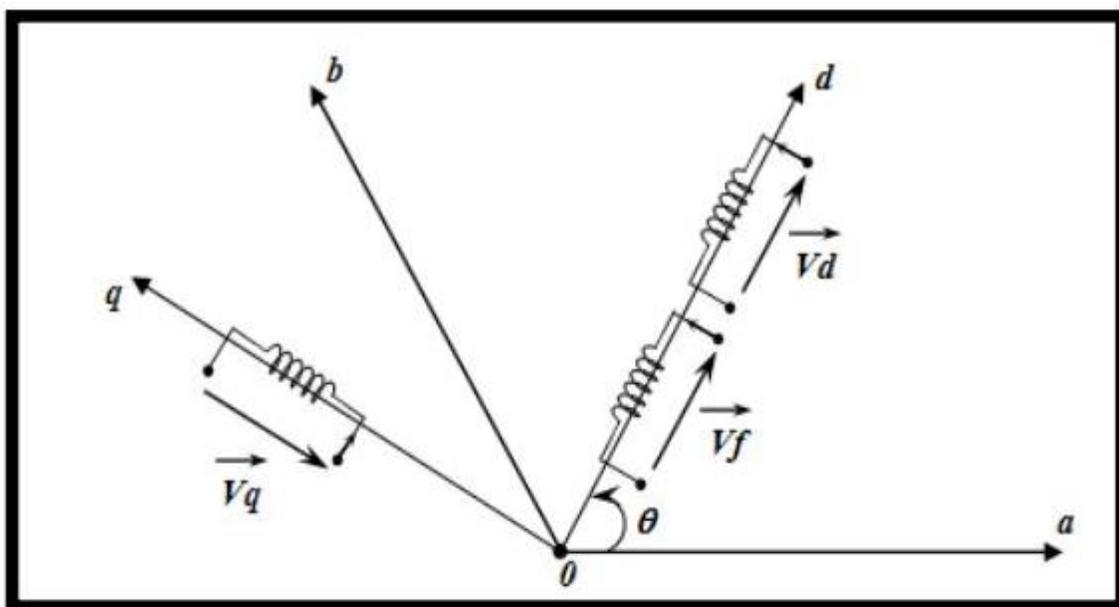


Figure 1.7. Schéma d'une machine synchrone dans le référentiel de Park

D'où $P(\theta)$ est appelée matrice de Park donnée par :

$$P(\theta) = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{I.13}$$

Le facteur $\frac{3}{2}$ est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

La transformation inverse de Park $[P(\theta)]^{-1}$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{I.14}$$

1.6 Modèle de la MSAP dans le repère (d, q)

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courant, flux et tension un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q, ce changement de variable et la substitution aux enroulements réels a , b et c en enroulements fictifs dont les axes magnétiques sont liés au repère d, q, c'est un référentiel lié au rotor, nous obtenons le schéma équivalent représenté par la (figure 1.7), pour ce passage on utilise les relations suivants [6]:

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][V_{abc}] \quad \text{I.15}$$

$$[I_{dq}] = [P(\theta)][I_{abc}] \quad \text{I.16}$$

$$[\varphi_{dq}] = [P(\theta)][\varphi_{abc}] \quad \text{I.17}$$

Et la transformée inverse sera alors :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{dq}] \quad \text{I.18}$$

$$[I_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[I_{dq}] \quad \text{I.19}$$

$$[\varphi_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[\varphi_{dq}] \quad \text{I.20}$$

Avec :

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [I_{abc}] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, [\varphi_{abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}, [V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [I_{dq}] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}$$

La machine synchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure représentée par la figure (I.8). D'où l'équation de la machine :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad \text{I.21}$$

On applique la transformation de Park sur le système triphasé, l'équation (1.21) devient :

$$[P(\theta)]^{-1}[V_s] = [R_s][P(\theta)]^{-1}[I_s] + \frac{d}{dt}([P(\theta)]^{-1}[\varphi_s]) \quad \text{I.22}$$

$$[V_{dq}] = [R_s][I_{dq}] + \left([P(\theta)] + \frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1} \right) [\varphi_{dq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dq}] \quad \text{I.23}$$

On démontre que :

$$[P(\theta)] + \frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{d\theta}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{I.24}$$

Les flux peuvent être formulés sur les axes d, q par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad \text{I.25}$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d S & -\omega L_q & M_f S \\ \omega L_d & R_s + L_q S & \omega M_f \\ M_f S & 0 & R_f + L_f S \end{bmatrix} \quad \text{I.26}$$

Pour le moteur synchrone à aimant permanent (I_f constant) ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d S & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \varphi_f \end{bmatrix} \quad \text{I.27}$$

1.6.1 Expression de la puissance et du couple électromagnétique

1.6.1.1 Expression de la puissance

La puissance électrique instantanée de la machine synchrone vaut :

$$P(t) = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c + V_f I_f \quad \text{I.28}$$

En appliquant la transformation de Park, on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \text{I.29}$$

En remplaçant par les expressions des tensions, on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) = P_1(t) + P_2(t) + P_3(t) \text{I.30}$$

Où :

$$P_1(t) = \frac{3}{2} \left[I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right] \text{I.31}$$

Qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_2(t) = \frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) = \frac{3}{2} \omega (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \text{I.32}$$

Représente la puissance transformée en énergie mécanique.

$$P_3(t) = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 - I_q^2) \text{I.33}$$

Représente les pertes joules dans les enroulements [7].

1.6.1.2 Expression du couple

Sachant que la puissance électromagnétique est :

$$P_e = P_2 \theta = C_e \Omega \text{I.34}$$

Le couple électromagnétique d'une machine synchrone est :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \text{I.35}$$

On remplace les flux φ_d et φ_q par ses expressions citées dans l'équation (1.25), on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q] \text{I.36}$$

1.6.2 Mise en forme d'équation d'état

Pour simplifier et comprendre plus, le modèle de MSAP peut être représenté sous forme de modèle dans l'espace d'état. Dans ce cas, on prend comme vecteur de commande les tensions (V_d, V_q) , les courants statoriques (I_d, I_q) représente le vecteur d'état et le couple C_r comme une perturbation, la forme générale de modèle du système peut être représenté comme suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = [A] X + [B] U \\ Y = [C] X + [D] U \end{cases} \text{I.37}$$

[A] : La matrice fondamentale qui caractérise le système ;

[B] : La matrice d'entrée ;

[C] : La matrice de sortie (matrice d'observation) ;

[D] : Matrice de transmission directe ;

[U] : Le vecteur de commande ;

[X] : Le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le système comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & -\omega \frac{L_d}{L_q} \\ \omega \frac{L_d}{L_q} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\varphi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{I.38}$$

$$[C]=[1 \ 1], [D] = 0 \quad \text{I.39}$$

1.7 Résultats de simulation

Figures ci-dessous représentent les grandeurs électriques et mécaniques issues du modèle de la machine dans le plan biphasé alimentée par un onduleur en boucle ouverte. Le fonctionnement de la machine MSAP est à vide sous un environnement Matlab/Simulink, tant que cet environnement se fait le meilleur choix pour faire de la programmation.

On présente les résultats de simulation. Figure 1.8 représente les signaux de commande inspirés de trois vecteurs de tensions d'alimentation, et par commutation naturelle, on obtient cette forme illustrée dans la (figure 1.8). En appliquant un signal en denture sur ce signal illustré dans la figure 1.8, on obtient des impulsions de commande qui amorcent les gâchettes de l'onduleur. Ces impulsions de commande illustrées dans la figure 1.9 appellent PWM.

Pour commander la machine MSAP, on a besoin le module et l'argument des trois flux statoriques en appliquant la transformation de Park. L'importance du module du flux (figure 1.10), c'est pour suivre un échelon de référence à l'entrée de la machine MSAP, et la position pour savoir les vecteurs de tensions qui doivent être appliqués pour chaque variation de position.

Les courants statoriques sont illustrés dans la (figure 1.11). Un appel de courants énormes lors de démarrage causé par le couple résistant et les pertes mécaniques qui représentent une valeur

énorme par rapport au couple électromagnétique qui représente presque une valeur négligeable lors de démarrage. Après le démarrage, le couple électromagnétique augmente à sa valeur maximale, provoque une démunissions des grandeurs électriques et mécaniques à leurs valeurs nominale, lorsque la vitesse de rotation se stabilise à sa valeur nominale (figure 1.13), et le couple se stabilise à une valeur presque nulle (zéro) (figure 1.12), tenant compte qu'on a mentionné déjà que la machine est fonctionnée à vide (sans charge).

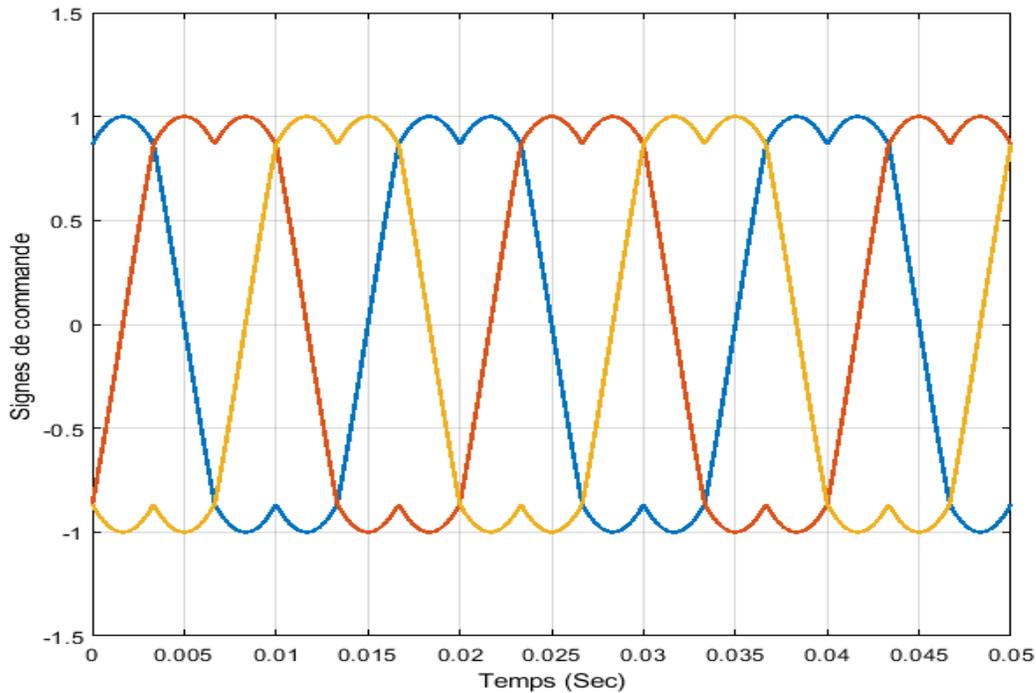


Figure 1.8. Représentation de signes de commande à partir de trois tensions (commutation naturelle)

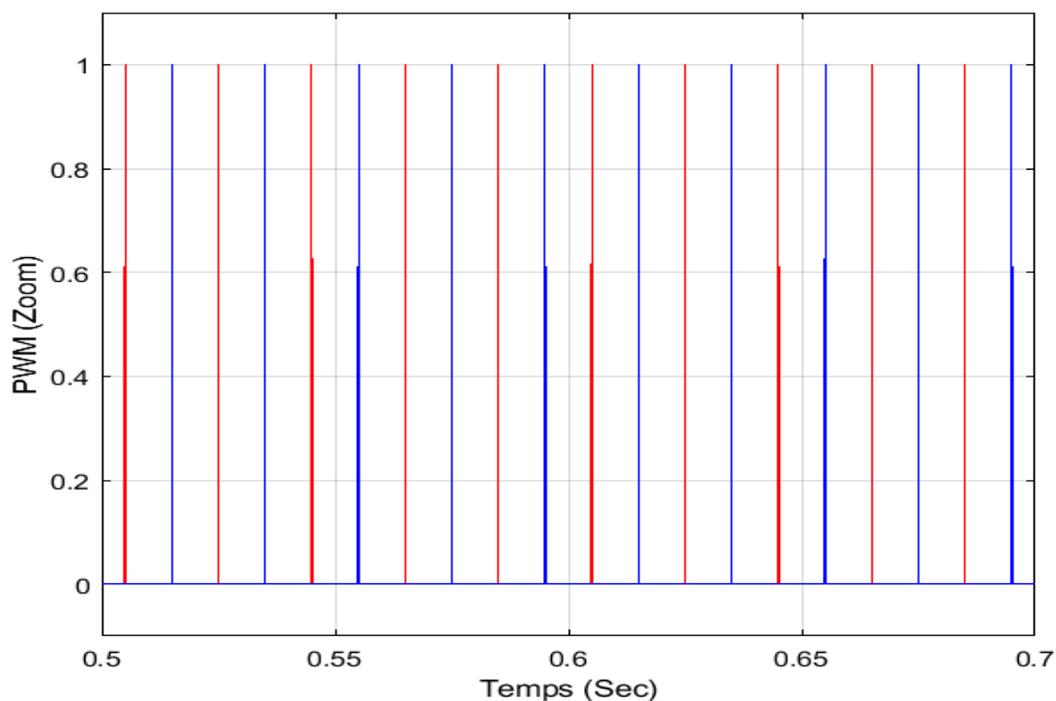


Figure 1.9. Représentation des impulsions de commande PWM

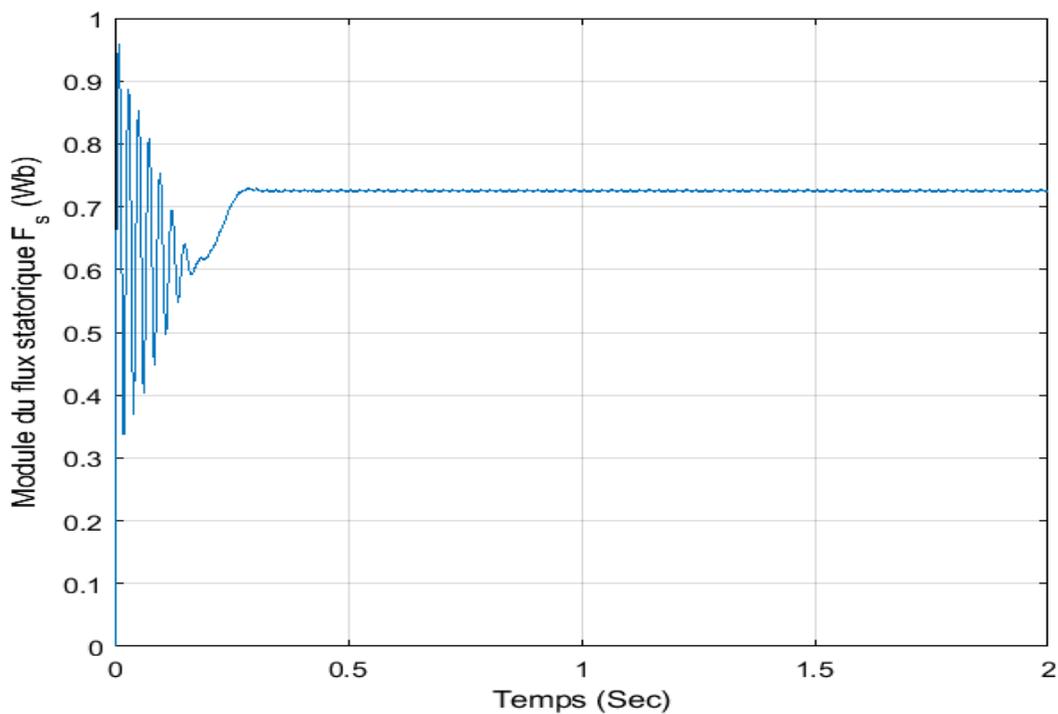


Figure 1.10. Représentation du module des flux statoriques

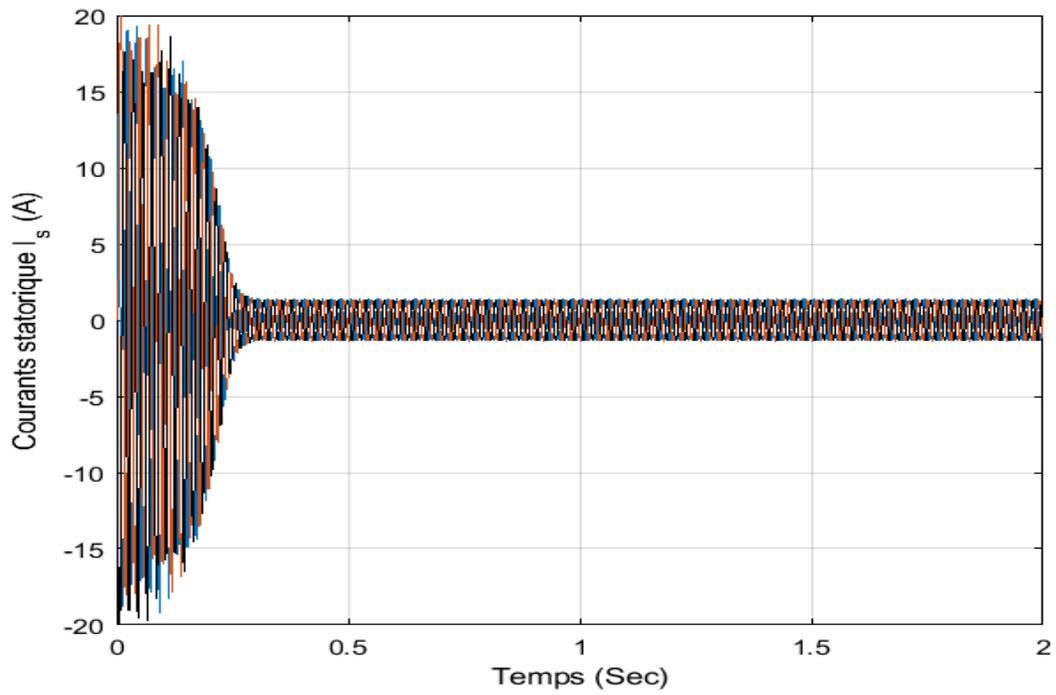


Figure 1.11. Représentation des courants statoriques

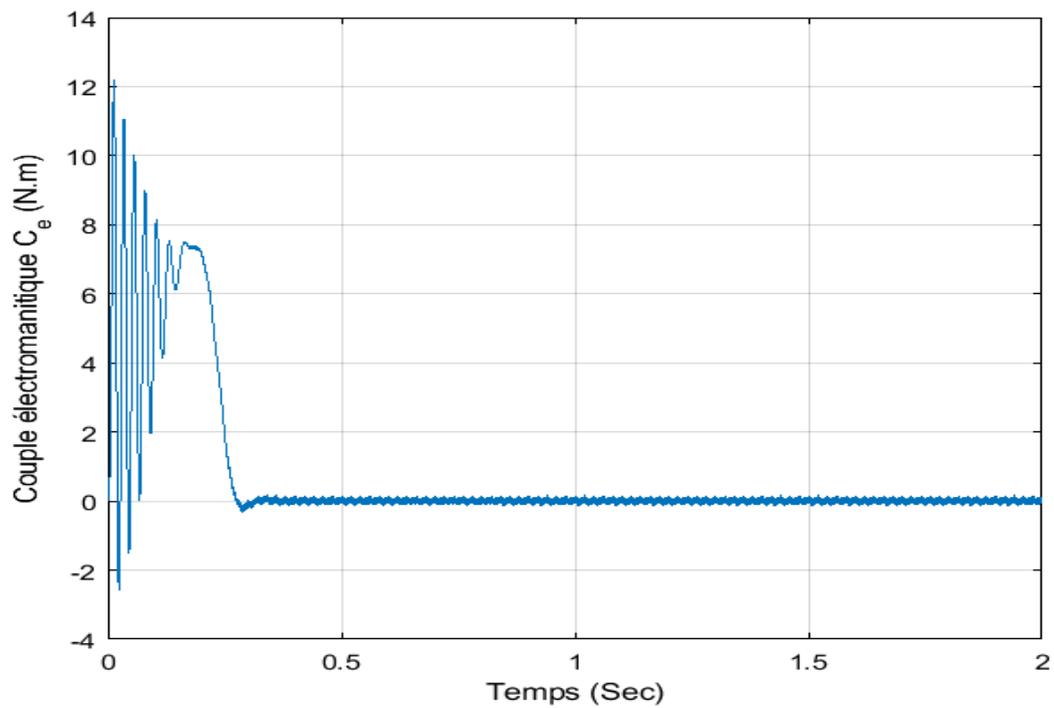


Figure 1.12. Représentation du couple électromagnétique

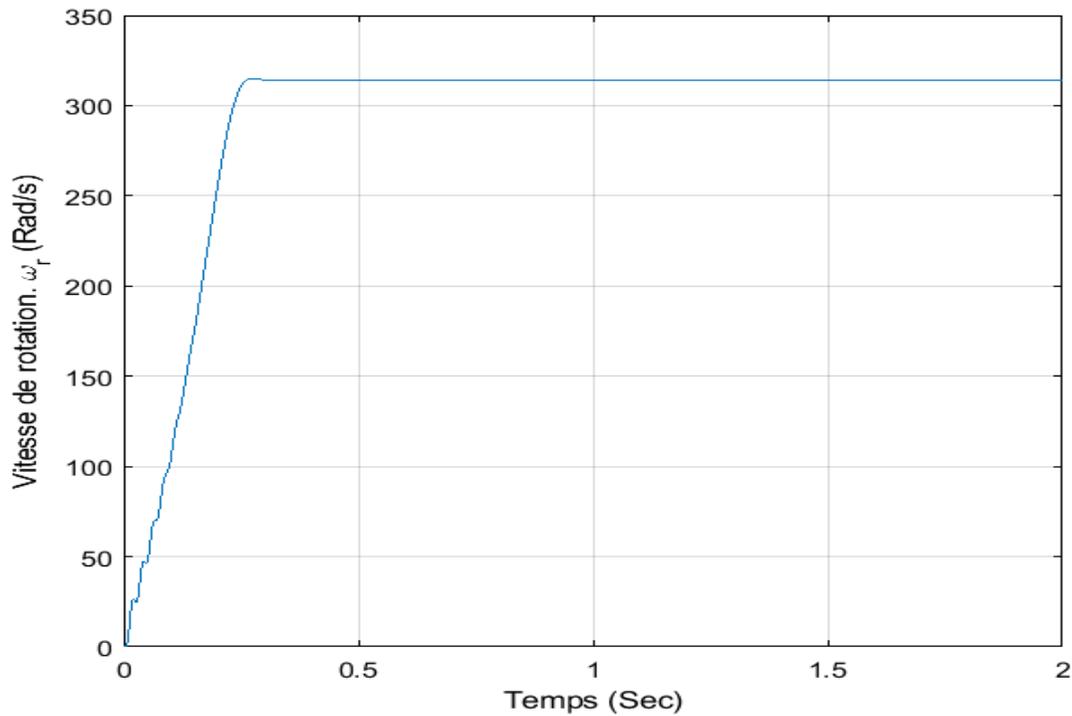


Figure 1.13.Représentation de la vitesse de rotation de l'MSAP

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, On a présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP et ses Avantages par rapport aux autres types des machines. Ensuite, on a modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de deux. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

Chapitre II :Modélisation del'OnduleurTriphasé

2.1 Introduction

La seconde moitié du XXe siècle a vu l'émergence de l'électronique de puissance, parfois appelée électronique à courant fort. Depuis que le développement des semi-conducteurs au silicium, des diodes, des thyristors et des transistors a permis le contrôle des courants et des tensions, ils ont donné une énorme impulsion à cette nouvelle technologie, au point qu'elle est aujourd'hui un système de base de l'électrotechnique [4].

2.2 Les différents types des convertisseurs

2.2.1 Convertisseur Continu-Continu (Hacheur)

Les hacheurs sont les convertisseurs statiques continu-continu permettant de réaliser une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe [1].

2.2.2 Convertisseur alternatif-alternatif(Gradateur)

Les Gradateurs sont les convertisseurs statiques Alternatif-Alternatif permettant de réaliser une source de tension Alternatif variable à partir d'une source de tension Alternatif fixe [1].

2.2.3 Convertisseur alternatif/continu

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternative continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils fournissent une alimentation à courant continu stable pour les récepteurs à courant continue, en particulier, dans les ateliers industriels [1].

2.2.4 Convertisseur Continu-alternatif(Onduleur)

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de fournir une source de tension alternative avec une fréquence qui peut être contrôlée à partir d'une source de tension continue [1]. Dans ce Chapitre, on va concentrer sur l'étude de l'onduleur commandé dans un système triphasé.

Le schéma suivant présente les types de convertisseurs :

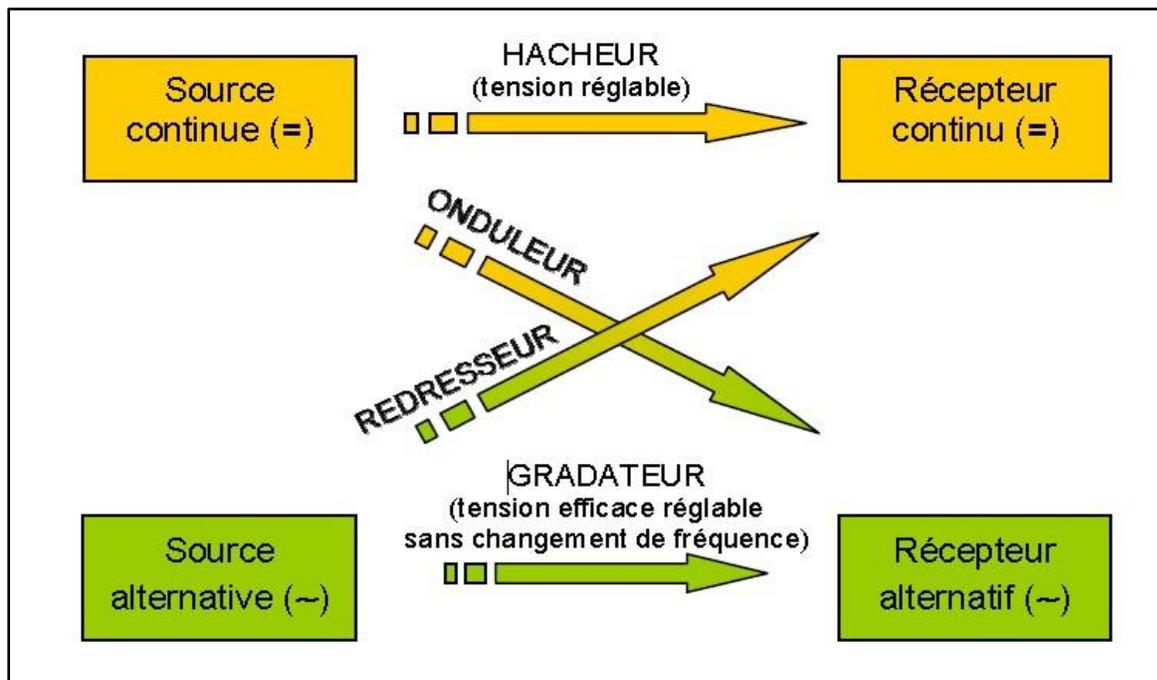


Figure 2.1. Les types des convertisseurs

2.3 L'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique alimenté toujours par une source continue, et qui assure la conversion d'une source continue à une source alternative. Il switch ses commutateurs en position ON et OFF avec une fréquence bien déterminée, provoquant des interruptions de la tension de l'alimentation continue, se traduit par un courant et une tension alternative à sa sortie, c'est-à-dire avec une valeur moyenne nulle. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (II-2).

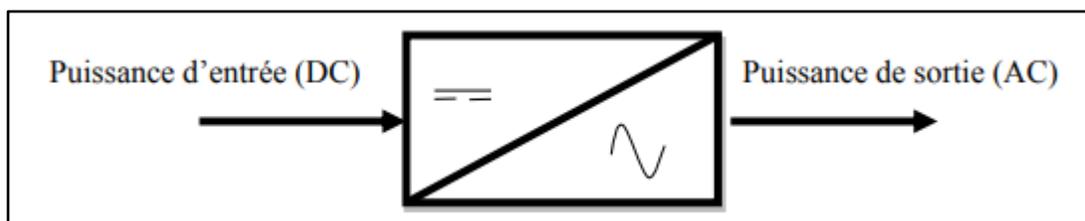


Figure 2.2. Schéma de principe de l'onduleur

2.3.1 Classification des onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleur non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance »

2.3.1.1 Onduleurs non autonomes

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en redresseur tout thyristors (pont de Graetz). La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [5]

2.3.1.2 Onduleurs autonomes

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, cela conduit à distinguer :

- **Onduleurs (autonomes) de tension**

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affectée par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.[5]

- **Onduleurs (autonomes) du 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 « u » à ses bornes.

2.3.1.3 Onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de

résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [5].

2.3.2 Types d'onduleurs autonomes de tension

2.3.2.1 Les onduleurs monophasés

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 pont. 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 2.3).

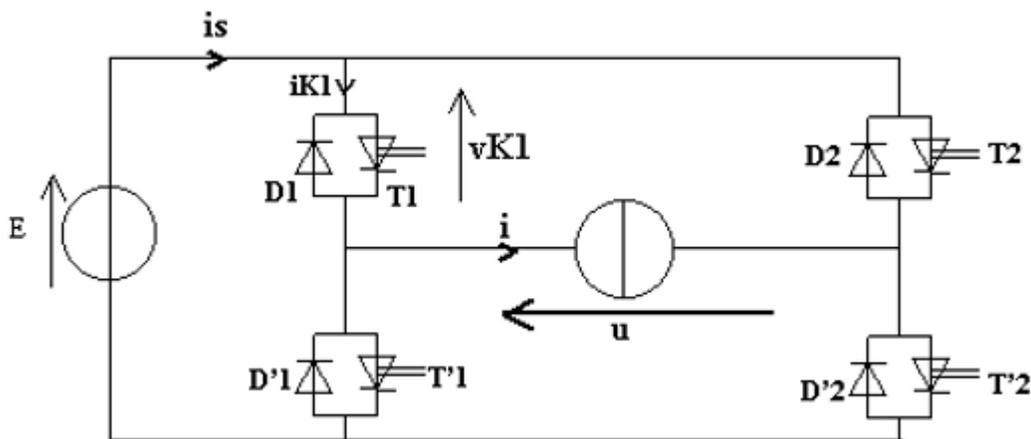


Figure 2.3. Schéma de principe de l'onduleur monophasé

2.3.2.2 Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Chaque demi pont 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 K_1 , K'_1 et K_2 , K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être complémentaires deux à deux (Figure. 2.4) [5].

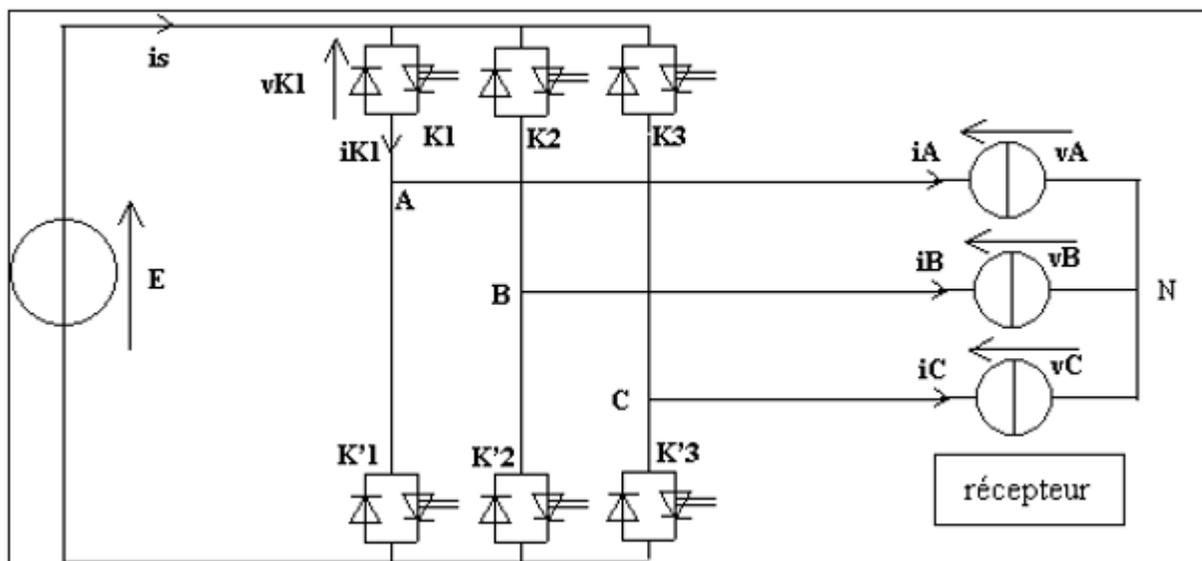


Figure 2.4. Schéma de principe de l'onduleur triphasé

2.4 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c , les interrupteur K_1 et K_1' , K_2 et K_2' , K_3 et K_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 pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent [5].

En commande pleine onde on ferme donc :

K_1 pour $wt = 0$ et K_1' pour $wt = \pi$.

K_2 pour $wt = 2\pi/3$ et K_2' pour $wt = \pi + 2\pi/3$

K_3 pour $wt = 4\pi/3$ et K_3' pour $wt = \pi + 4\pi/3$

2.4.1 Commande de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Le but principal de cette technique est de régler la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

La commande est plus complexe, il s'agit d'une commande symétrique présentant un grand nombre de commutations par période avec des ouvertures et des fermetures des interrupteurs pendant les durées de modulation.

La commande MLI permet non seulement d'ajuster la fréquence et la valeur efficace de la tension alternative, mais également de lui donner un faible taux d'harmoniques.

L'MLI est une technique de découpage de la tension ou de courant permettant de générer des formes quasi sinusoïdales. On distingue deux types de commande de MLI lesquelles, l'MLI naturelle (ou modulation par onde triangulaire et onde sinusoïdale) et la MLI calculée [5].

2.4.1.1 Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions (MLI)

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer :

- La modulation linéaire multiple (UPWM).
- La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM).
- La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM).
- L'injection d'un harmonique 3 dans la référence.
- La modulation calculée.
- La Modulation vectorielle.

2.4.1.2 La command MLI vectorielle

La MLI vectorielle est la méthode de modulation la plus récente, elle génère les signaux de commutation de chaque interrupteur de l'onduleur automatiquement avec la rotation du vecteur de référence pendant une période similaire à celle du fondamentale. Suivant l'arrangement des temps de commutation (rapports cycliques) générés, Cette méthode sert à régler la tension moyenne de l'onduleur pour qu'elle soit égale à la tension moyenne du vecteur de référence dans la même période. Ceci est réalisé par le temps de modulation des deux vecteurs d'état de commutation adjacents qui forment les limites pour le secteur contenant le vecteur de référence. [3]

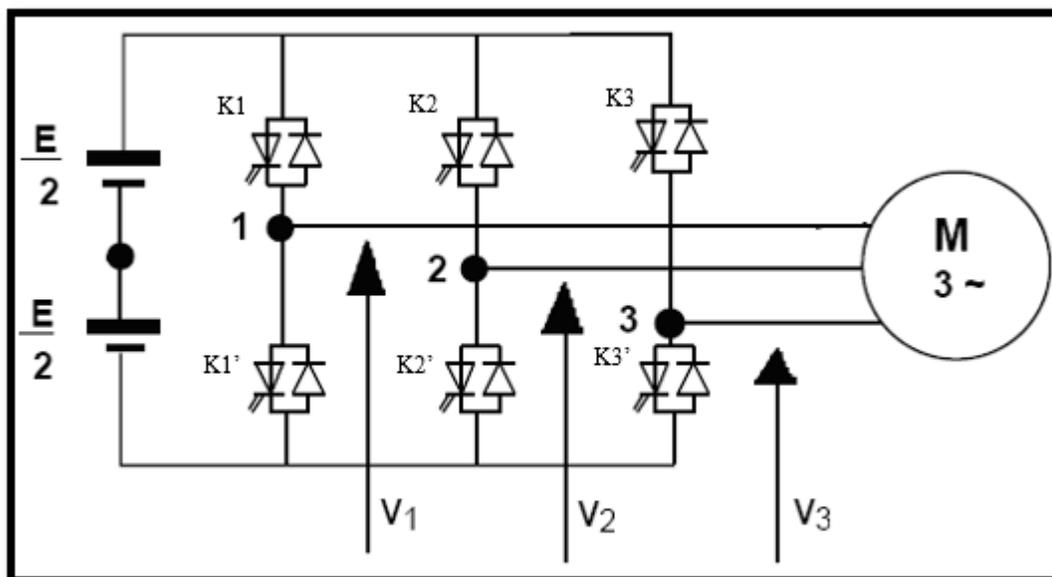


Figure 2.5. Onduleur triphasé (MLI vectorielle)

A partir du schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension donné par la (Figure 2.5). On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états ; fermé (ON) ou ouvert (OFF).

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (K_1 , K_2 et K_3) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur.

Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source E . Lorsque le signal logique est à l'état **1**, l'un des interrupteurs K_i est fermé (ON), alors que, s'il est à l'état **0** c'est l'un des interrupteurs K'_i qui est fermé (ON).

- **Remarque**

Les tensions V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions simples. Les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} représentent respectivement les tensions composées statoriques de la MSAP V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} .

On peut également écrire les tensions de sortie de l'onduleur en fonction des tensions simples de la charge en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point neutre fictif (0). Les tensions aux bornes de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{II.1}$$

Si N est le point neutre des phases de la machine, alors, les tensions forment un système de tensions triphasées équilibrées. Donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{II.2}$$

La somme membre à membre des trois équations (II.1) en tenant compte de la relation (II.2) nous donne:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{II.3}$$

Le système d'équations peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad \text{II.4}$$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{II.5}$$

Peut être mis sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{II.6}$$

Les tensions simples du MSAP (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) sont fonction des trois grandeurs booléennes (S_a , S_b , S_c).

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{II.7}$$

La matrice de transfert est donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{II.9}$$

Puisque chaque interrupteur à deux états (ON/OFF) ce qui donne $2^3 = 8$ combinaisons possibles représentées par huit vecteurs.

Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad \text{II.10}$$

Tableau 2.1 : La table de vérité d'un onduleur de tension

Vecteur r	K1	K2	K3	Vsa	Vsb	Vsc	Vα	Vβ	Vs
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	0	0	1	2U/3	-U/3	-U/3	$U\sqrt{\frac{-1}{6}}$	$-U/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3}U$
V2	0	1	0	U/3	U/3	-2U/3	$U\sqrt{\frac{-1}{6}}$	$U/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3}Ue^{j\frac{\pi}{3}}$
V3	0	1	1	-U/3	2U/3	-U/3	$U\sqrt{\frac{-2}{3}}$	0	$\sqrt{2/3}Ue^{j\frac{2\pi}{3}}$
V4	1	0	0	-2U/3	U/3	U/3	$U\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\sqrt{2/3}Ue^{j\pi}$
V5	1	0	1	-U/3	-U/3	2U/3	$U\sqrt{\frac{1}{6}}$	$-U/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3}Ue^{j\frac{4\pi}{3}}$
V6	1	1	0	U/3	-2U/3	U/3	$U\sqrt{\frac{1}{6}}$	$U/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3}Ue^{j\frac{5\pi}{3}}$
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliquée aux bornes du moteur.
- Deux vecteurs de roues libres (0 et 7) inactif, pas de tension aux bornes du moteur.

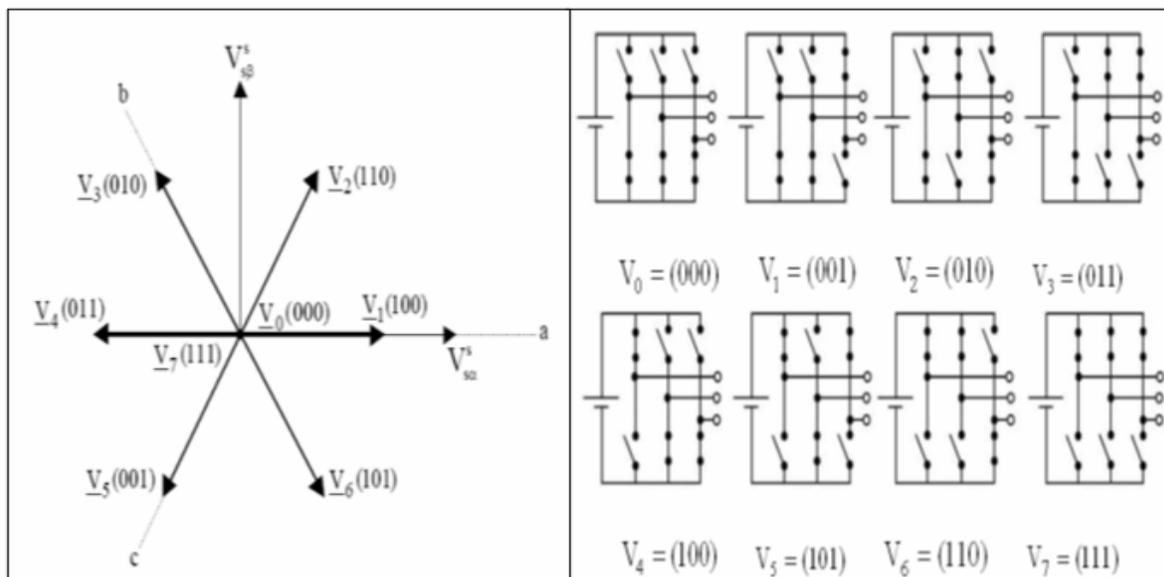


Figure 2.6. Etat des interrupteurs et tensions correspondantes dans le plan complexe

2.5 Résultats de simulation

Figures 2.7 et 2.8 sont respectivement représentent les tensions simples, c'est-à-dire entre une phase et le neutre, et les tensions composées, c'est-à-dire entre deux phases à la sortie de l'onduleur. Ce test concerne l'alimentation directe de l'onduleur seul, en appliquant à son entrée une tension continue de 600 v, et des signes de commande pour assurer la commutation des interrupteurs K_i et K'_i aux entrées des gâchettes afin d'avoir une conversion DC/AC à la sortie de l'onduleur dite autonome.

La commande de chaque interrupteur K_i est complémentaire avec celle de K'_i . Le déphasage entre deux interrupteurs de même bras est π (180 degrés). La commande de K_i et K_{i+1} est déphasée de 120 degrés.

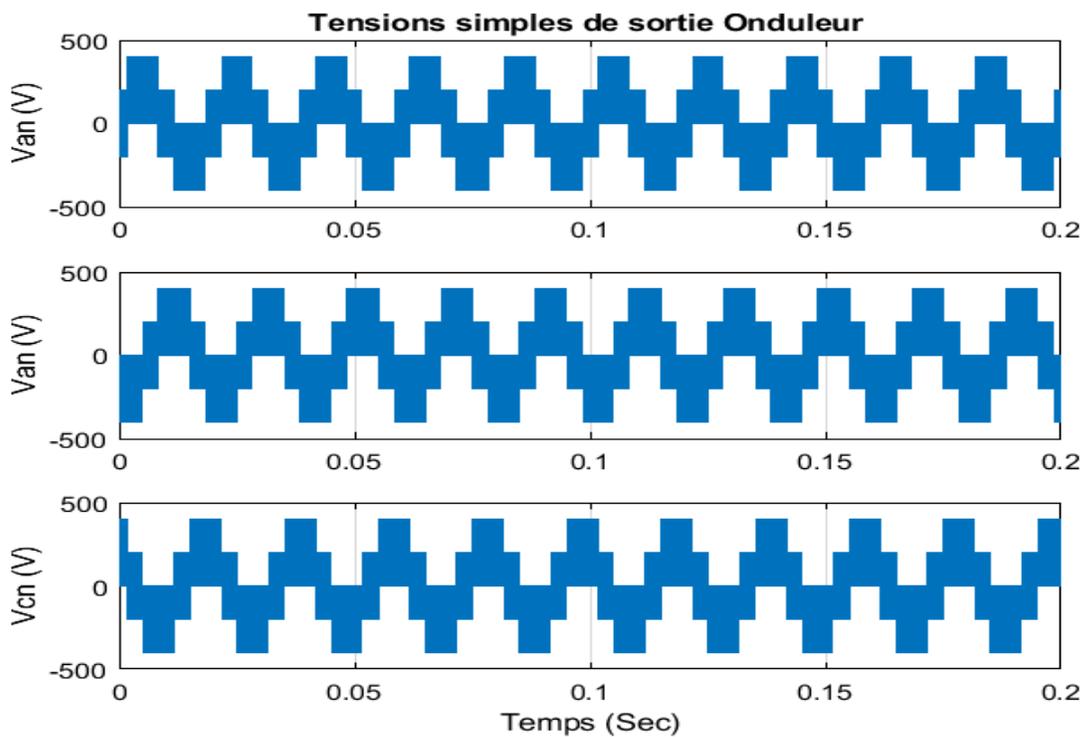


Figure 2.7. Tensions simples de la sortie de l'onduleur

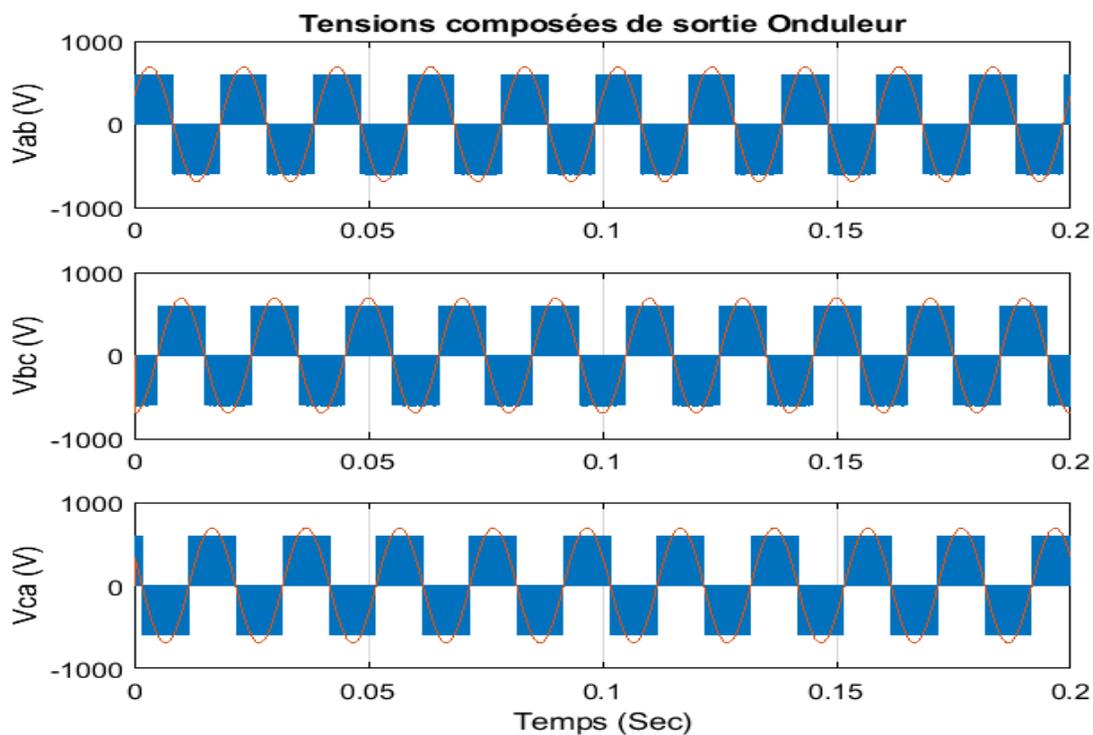


Figure 2.8. Tensions composées directes et filtrées de la sortie de l'onduleur

2.6 Conclusion

En ce chapitre, on a revu l'étude de l'onduleur triphasé avec une commande MLI vectorielle. L'application de cette méthode nécessite de connaître la table de vérité de l'onduleur MLI vectorielle pour calculer les valeurs des tensions à les sorties d'onduleurs. Cette table de vérité permet de fournir les relations génériques permettant le calcul des différents rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur durant une période de modulation et cela, pour tous les secteurs parcourus par le vecteur tension [5][6]. En effet, l'MLI vectoriel pourra être utilisé dans un système opérationnel en temps réel. Cette méthode est mieux que celle du MLI sinusoïdale. Le chapitre suivant représente l'intégration de l'onduleur commandé par une MLI vectorielle dans un système en boucle ouverte et en boucle fermée en appliquant la commande directe de couple (DTC).

Chapitre III : Commande DTC de l'MSAP en boucle fermée avec un régulateur en mode glissant

3.1 Introduction

Commande Directe du Couple (Direct torque control ou DTC) est une technique qui a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basée sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique [1].

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre. Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations paramétriques, l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique, l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position). Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncée par Takahashi [2].

3.2 Le principe de la commande DTC

L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible c'est-à-dire avec une fréquence de quelques kHz [3][4][5][6].

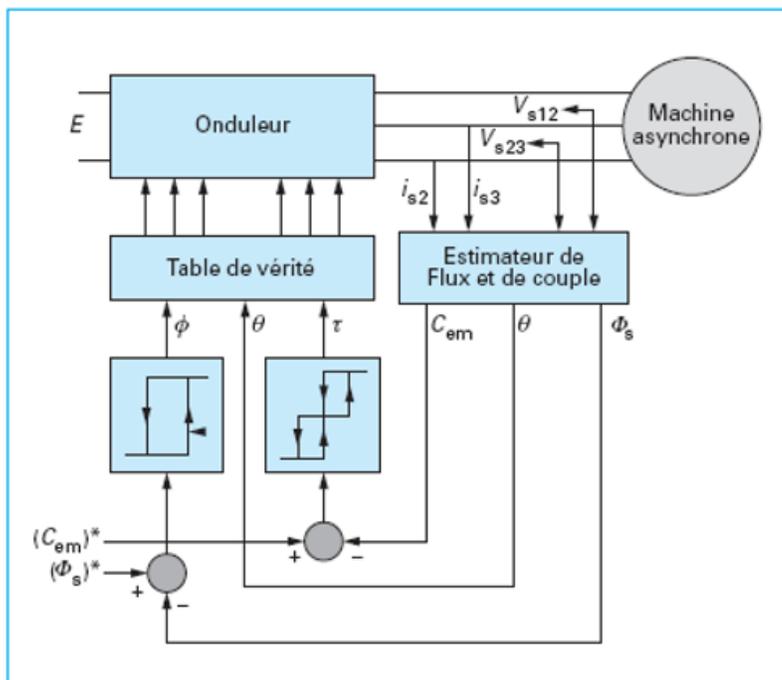


Figure 3.1. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [7]:

- 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 de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

3.2.1 Stratégie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technique, Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant [7] :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).

- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MSAP.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- On estime le couple électromagnétique de la 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 qu'on va présenter dans ce que suit.

3.2.2 Contrôle du flux statorique

Dans un référentiel lié au stator (α, β) on peut écrire :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \text{III.1}$$

Le flux statorique est donc :

$$\varphi_s(t) = \oint_0^t (V_s - R_s \cdot I_s) dt + \varphi_{s0} \text{III.2}$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul dans un intervalle de temps $[0, T_s]$, le terme $R_s \cdot I_s$ peut être négligeable ($V \gg R_s \cdot I_s$) on aura :

$$\varphi_s(t) = V_s \cdot T_s + \varphi_{s0} \text{III.3}$$

$$\Delta\varphi_s(t) = \varphi_s - \varphi_{s0} = V_s \cdot T_s \text{III.4}$$

L'équation (III.2) implique que l'extrémité du vecteur du flux statorique $\varphi_s(t)$ se déplace sur une droite, sa direction est orientée par le vecteur de tension V_s comme il illustre dans la figure 3.2 [8].

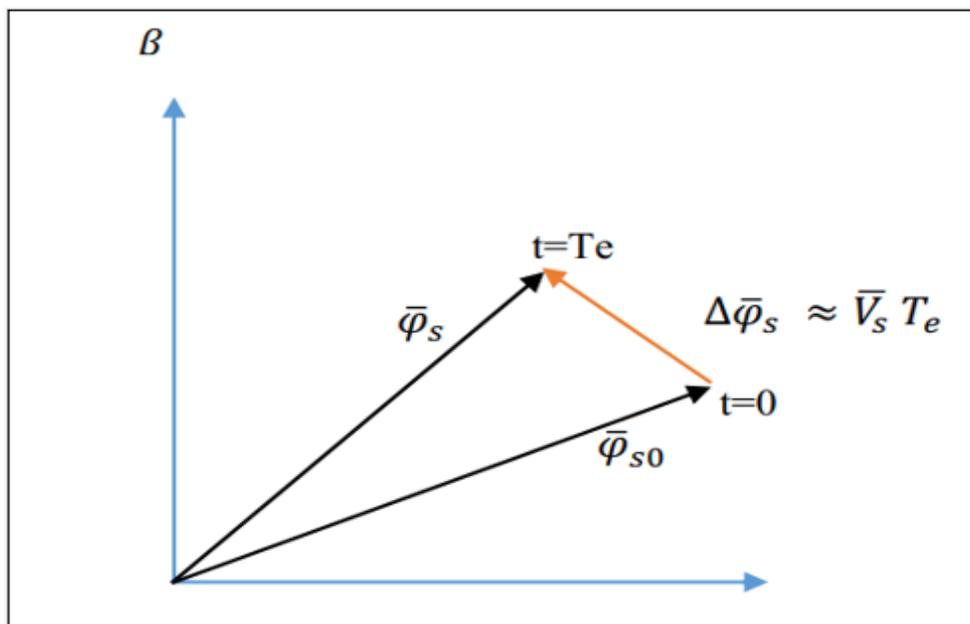


Figure 3.2. Evolution de l'extrémité de $\bar{\varphi}_s$ pour $R_s I_s$ négligeable.

En choisissant une séquence approchée du vecteur \bar{V}_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s$ la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux $\bar{\varphi}_s$ pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de $\bar{\varphi}_s$ une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

- **Remarque**

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension appliquée est nul, parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquent, l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [4].

3.2.3 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [4] :

$$C_e = k(\bar{\varphi}_s \cdot \bar{\varphi}'_r) \sin \delta = k \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}'_r\| \sin \delta \quad \text{III.5}$$

Tel que : $K = \frac{P}{L_q}$

Avec :

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

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

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

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs et 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 son amplitude, et le couple électromagnétique [4].

3.3 Les estimateurs

3.3.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques du courant et de la tension de la machine.[9][10]

A partir de l'équation (III.2), on obtient les composantes (α , β) liées au stator du vecteur φ_s :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \oint_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \oint_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot \overline{I_{s\beta}}) dt \end{cases} \text{ III.6}$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées à partir des commandes (T_a , T_b , T_c), de la mesure de la tension $U_{c\text{et}}$ en appliquant la transformée de Concordia [3] :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \text{ III.7}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (T_a - \frac{1}{2}(T_b + T_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (T_b - T_c) \end{cases} \text{ III.8}$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} , ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de Concordia :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \text{ III.9} \begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \text{ III.10}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{(\overline{\varphi_{s\alpha}}^2 + \overline{\varphi_{s\beta}}^2)} \text{III.11}$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur ϕ_s est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ entre le référentiel (α, β) et le vecteur ϕ_s est égal à [3]:

$$\theta = \text{Arctg}\left(\frac{\overline{\varphi_{s\alpha}}}{\overline{\varphi_{s\beta}}}\right) \text{III.12}$$

3.3.2 Estimation du couple électromagnétique [10][11]

On peut estimer le couple C_e une fois les composantes de flux sont obtenues, sa formule est donnée [4] :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p [\overline{\varphi_{s\alpha}} \cdot I_{s\beta} - \overline{\varphi_{s\beta}} \cdot I_{s\alpha}] \text{III.13}$$

3.4 Choix du vecteur tension

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliquée doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux [12] [13].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs \overline{v}_i et \overline{v}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls.[12] [13]

Le rôle de vecteur tension sélectionnée est décrit dans la figure ci-dessous :

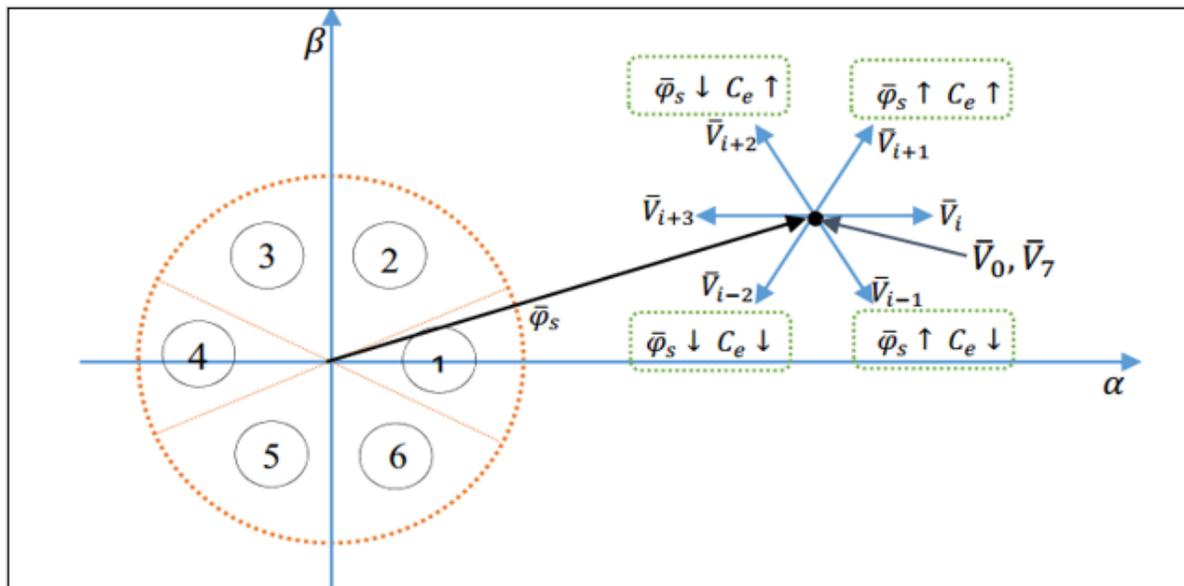


Figure 3.3. Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur \bar{v}_s dépend :

- De la position de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe (α, β) ;
- De la variation souhaitée pour le module de $\bar{\varphi}_s$;
- De la variation souhaitée pour le couple ;
- De sens de rotation de $\bar{\varphi}_s$;

Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- Si \bar{v}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croit et C_e croit
- Si \bar{v}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croit et C_e décroît ;
- Si \bar{v}_{i-1} 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 et \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 du flux $\bar{\varphi}_s$ reste inchangé.

3.4.1 Calcul des temps de commutations

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur de tension

permet de calculer les vecteurs tensions $\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

Le vecteur tension $\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$ en fonction des états des interrupteurs est donné par la relation

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Les résultats sont résumés le tableau suivant [14] :

Tableau 3.1 : Détermination des vecteurs tensions d'état de l'onduleur

S _a	S _b	S _c	V _{α0}	V _{β0}	V _{co}	V _{nα}	V _{nb}	V _{nc}	V _α	V _β	Vecteur d'état
0	0	0	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$U_c \sqrt{2/3}$	0	\vec{V}_1
0	1	0	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
1	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
0	0	1	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	-	\vec{V}_4

										$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	
1	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	$-\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
0	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$-U_c\sqrt{2/3}$	0	\vec{V}_6
1	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

La modulation vectorielle nécessite une connaissance de la position du vecteur tension de référence dans le plan α, β ainsi que le secteur où il se trouve.

Il s'agit alors de déterminer adjacents (T_i et T_{i+1}) et des vecteurs tensions nuls V_0 et V_7 .

Si le vecteur tension de référence se trouve dans le secteur I, on peut alors calculer les temps T_1 , T_2 et T_0 .

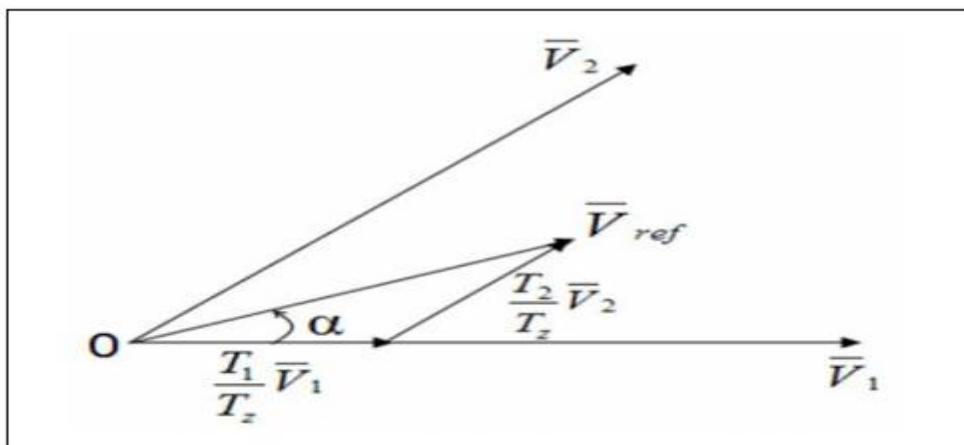


Figure 3.4. Vecteur de référence dans le secteur 1

$$V \sin(\gamma) = V_2 \frac{T_2}{T_m} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{T_2}{T_m} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_c \frac{T_2}{T_m} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{U_c}{\sqrt{2}} \frac{T_2}{T_m} \quad \text{III.14}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{U_c} V \sin(\gamma) T \quad \text{III.15}$$

Et :

$$V \sin(60^\circ - \gamma) = \cos(30^\circ) V_1 \frac{T_1}{T_m} \text{III.16}$$

$$\text{Donc } T_1 = \frac{\sqrt{2}}{U_c} V \sin(60^\circ - \gamma) T_m \text{III.17}$$

En effectuant le même calcul pour les autres secteurs restants et on déduit les formules généralisées suivantes [15] :

$$T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \text{III.18}$$

$$T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\gamma - (i - 1) \frac{\pi}{3}\right) \text{III.19}$$

$$T_0 = T_m - (T_i + T_{i+1}) \text{III.20}$$

i désigne le numéro du secteur et T_i, T_{i+1} les temps d'application des vecteurs tensions lorsque le vecteur tension de référence se trouve dans le secteur i . Il est intéressant de réduire, si possible, le nombre de commutations de chaque bras Parmi les 2 vecteurs adjacents, il y a toujours :

1 vecteur d'état impair

1 vecteur d'état pair

$$\vec{v}_1 \Leftrightarrow (1, 0, 0)$$

$$\vec{v}_2 \Leftrightarrow (1, 1, 0)$$

$$\vec{v}_3 \Leftrightarrow (0, 1, 0) \vec{v}_4 \Leftrightarrow (0, 1, 1)$$

$$\vec{v}_5 \Leftrightarrow (0, 0, 1) \vec{v}_6 \Leftrightarrow (1, 0, 1)$$

Comme il y a le choix pour la réalisation d'un vecteur nul, celui-ci est sélectionné de la manière suivante :

$$\vec{v}_0 \Leftrightarrow (0, 0, 0) \text{ est utilisé avant et après } \vec{v}_1, \vec{v}_3, \vec{v}_5$$

$$\vec{v}_7 \Leftrightarrow (1, 1, 1) \text{ est utilisé avant et après } \vec{v}_2, \vec{v}_4, \vec{v}_6$$

Dans ce cas, un bras ne commute que 2 fois pendant la période de commutation T_m .

La fréquence de commutation est donc égale à : $f_m = \frac{1}{T_m}$

Chaque période de commutation T_m est décomposée en deux demi-période $T_m/2$ symétriques.

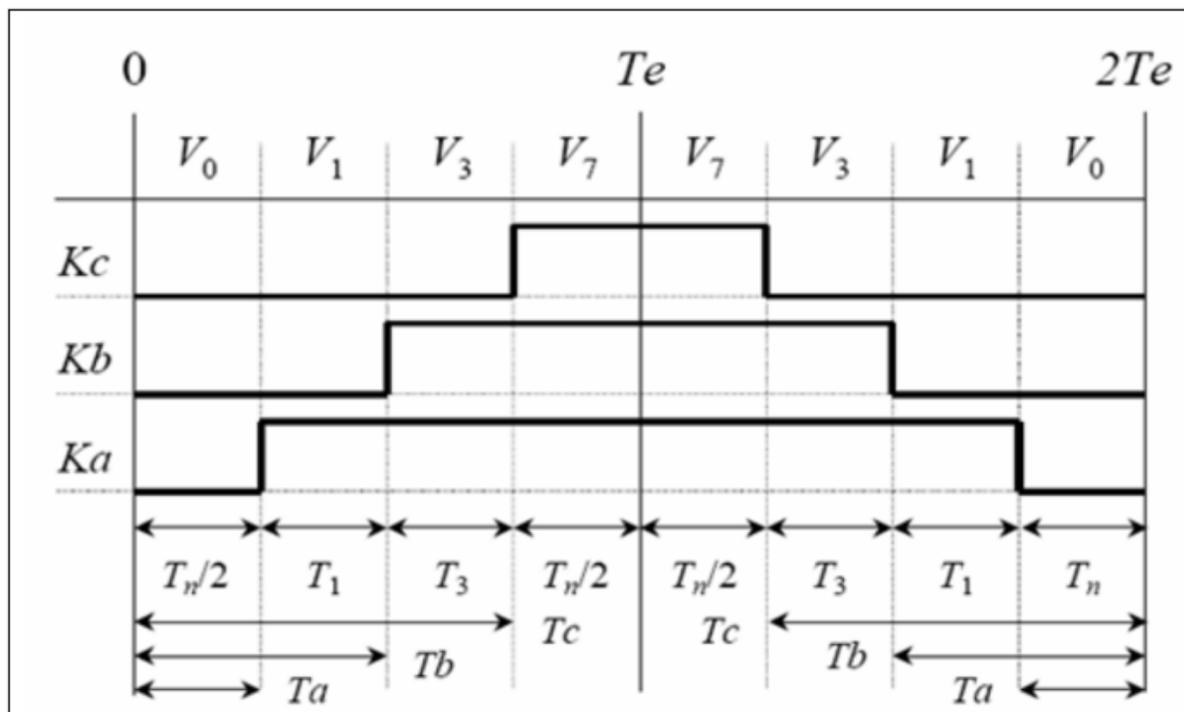


Figure 3.5. Séquence d'application des vecteurs sur une période $T_m = 2T_e$ Dans le secteur 1

3.5 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC

3.5.1 Le correcteur du flux

Ce type de correcteur a le but de maintenir l'extrémité du vecteur dans une couronne circulaire comme le montre sur la (figure 3.6). La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne ($Cflx$) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenté ($Cflx = 1$) ou diminuée ($Cflx = 0$) de façon à maintenir :

$$\left| \hat{\phi}_s^* - \hat{\phi} \right| \leq \Delta \phi_s \quad \text{III.21}$$

Avec :

$\hat{\phi}_s^*$: La consigne de flux.

$\Delta \phi_s$: Largeur d'hystérésis du correcteur

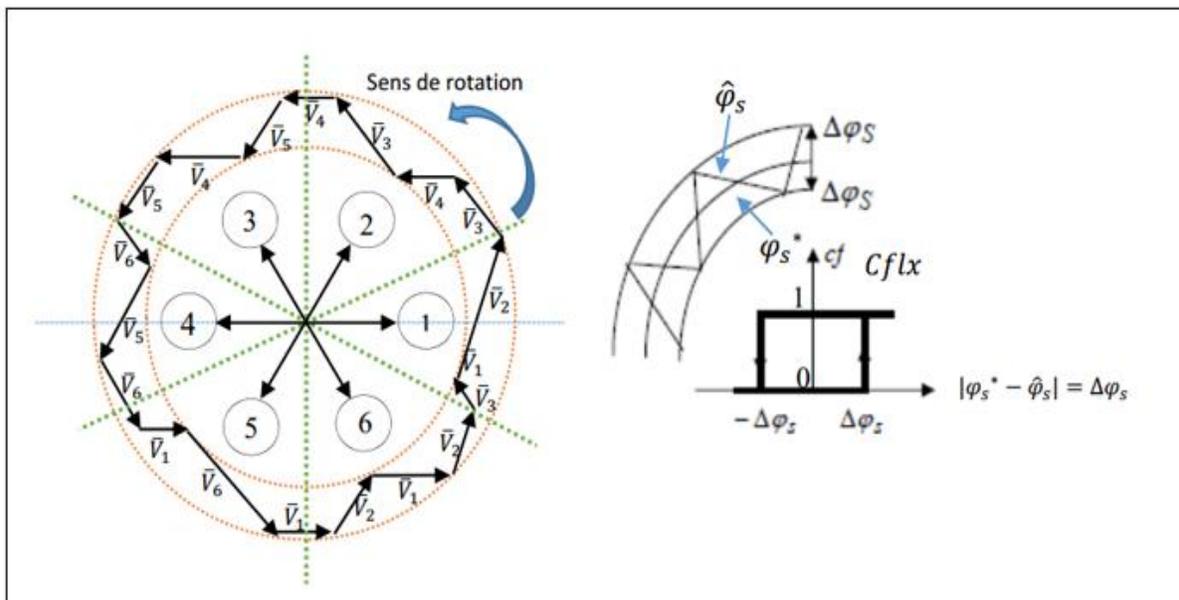


Figure 3.6. Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

3.5.2 Le correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\left| C_e^* - \hat{C}_e \right| \leq \Delta C_e \quad \text{III.22}$$

Avec :

C_e^* : La consigne du couple.

ΔC_e : 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. Deux solutions peuvent être envisagées:

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

3.5.2.1 Le correcteur 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 de flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

- **Remarque**

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine

3.5.2.2 Le correcteur à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple positif / négatif. La sortie du correcteur est présentée par la variable booléenne ($Ccpl$).

La figure (3.7) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Ccpl = 1$), pour une consigne positive et ($Ccpl = -1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($Ccpl = 0$). En effet, pour déterminer la valeur du couple, on applique le vecteur qui permet une décroissance du couple électromagnétique[13].

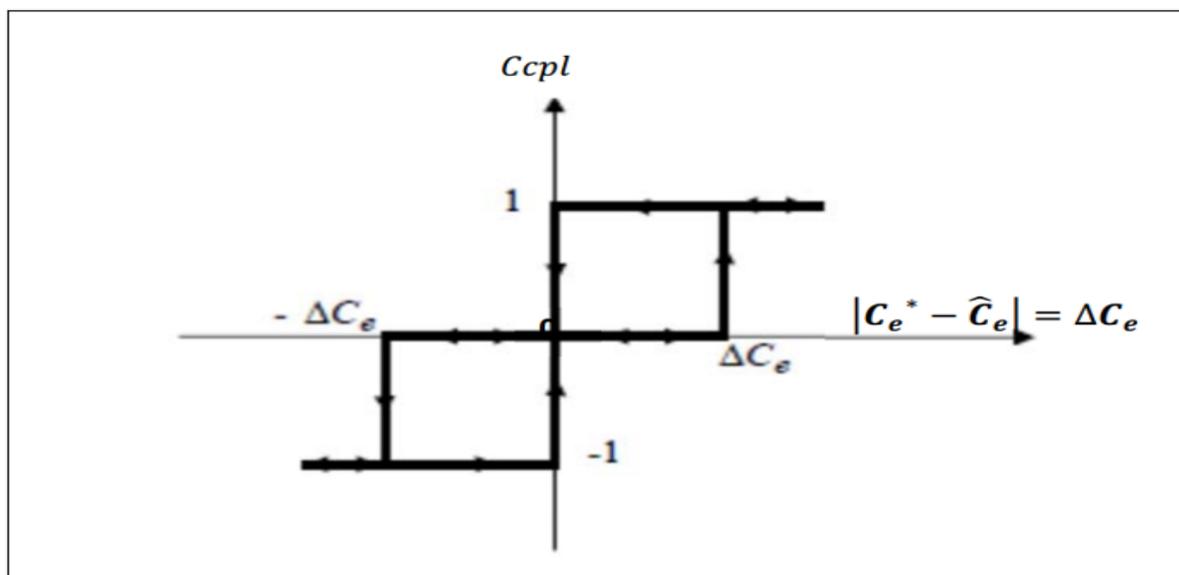


Figure 3.7. Correcteur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du couple.

3.6 Elaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple et selon la position du vecteur de flux statorique.

Les tableaux ci-dessous résumant de façon générale les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

Tableau 3.2:Table de commutation

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

Tableau 3.3 : Table de sélection des vecteurs de tensions selon le signe du flux

Secteur	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau 3.4 : Table de sélection des vecteurs de tensions selon le signe du couple

Secteur	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_e \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_e \downarrow$	V_5, V_4	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Finalement, la comparaison des tables de commande précédant permet la synthèse finale d'une seule table de commande, on peut la décomposer en deux autres tables :

Tableau 3.5 : Table de commutation avec séquences nulles

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2Niveaux
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux

Tableau 3.6 : Table de commutation avec séquences non nulles

Les Figures ci-dessous représentent respectivement l'évolution des flux statorique dans le plan (d, q), les courants statoriques dans le plan (d, q) et ceux des phases (a, b, c), de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de l'MSAP alimenté par un onduleur triphasé commandé par la DTC en boucle de vitesse, en absence de la charge et aussi pour une inversion de la consigne de vitesse qui est égale 80 rad/s à l'instant $t=0.04$ s.

La commande en mode glissant montre des bonnes performances qui apparaissent à travers des grandeurs sorties électriques et mécaniques. D'autre part, la simulation montre que la régulation en mode glissant montre une nette amélioration de la réponse en vitesse, couple et courant. Malgré ce type de contrôleur fonctionne a une fréquence de commutation considérablement augmentée, les oscillations sur les réponses sont quasiment éliminées que ce soit sur l'évolution des flux statoriques (figure 3.9), ou sur l'évolutions des courants statoriques (figures 3.10 et 3.11) tant qu'ils sont des grandeurs électriques, ou sur l'évolution de la vitesse qui est apparaît stable malgré l'inversion de la consigne (figure 3.12), ou sur l'évolution du couple électromagnétique (figure III.13) tant qu'ils sont des grandeurs mécaniques. Cette stabilité reflète la fiabilité de performance de la technique DTC et la robustesse du régulateur en mode glissant.

Les flux statoriques dans le plan (d, q), la vitesse de rotation et le couple électromagnétique sont les grandeurs essentielles pour le contrôle de la machine MSAP par la technique DTC sans ou en boucle de vitesse selon l'utilisation dans les applications industrielles.

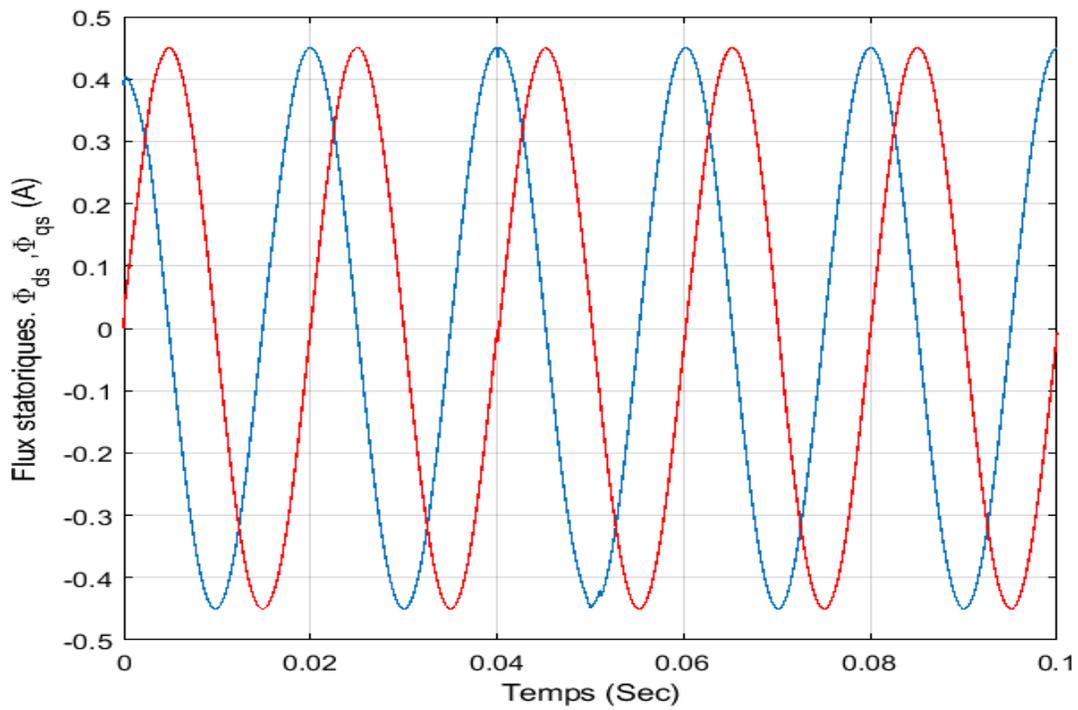


Figure 3.9. Flux statoriques dans le plan d, q

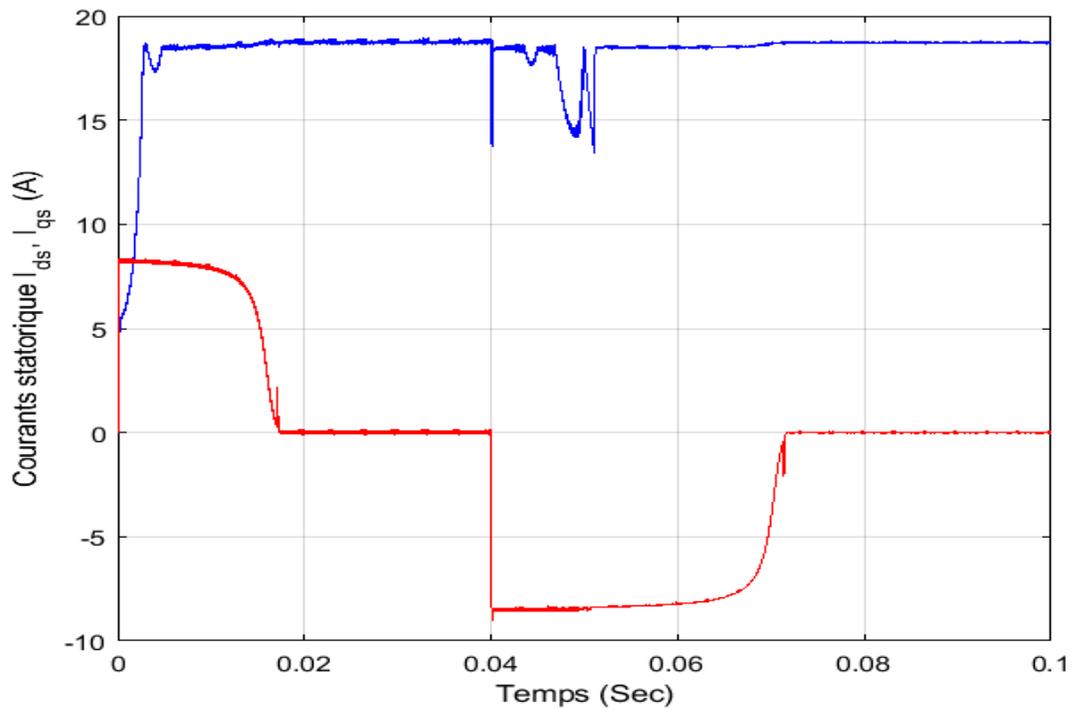


Figure 3.10. Courants statoriques I_{ds} , I_{qs}

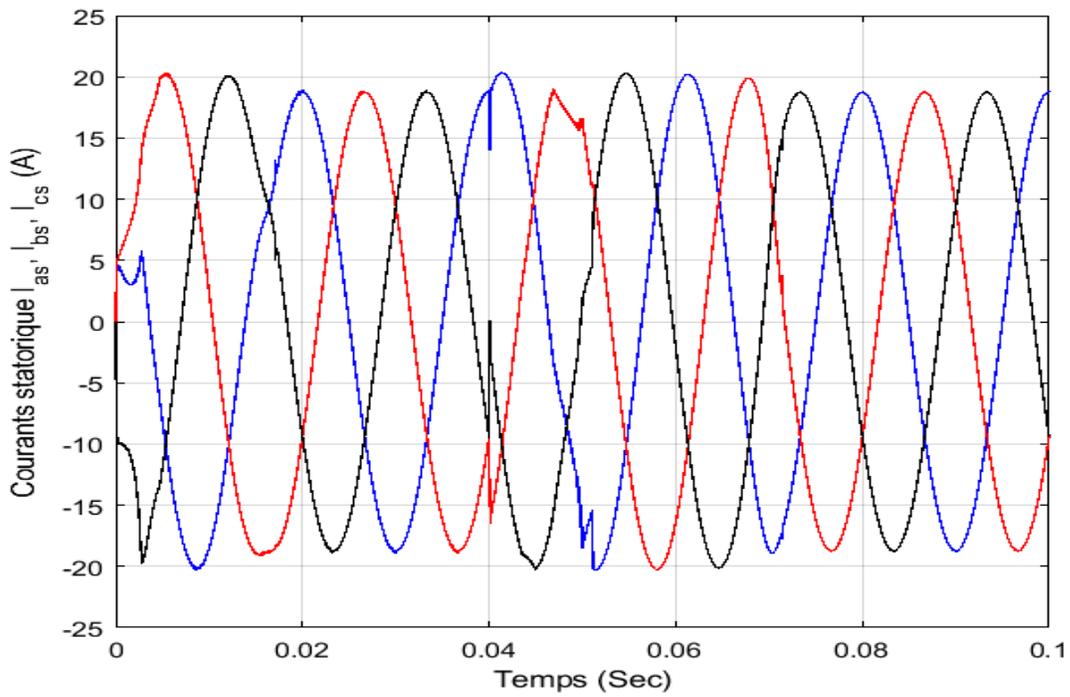


Figure 3.11. Courants statoriques triphasés I_a , I_b , I_c

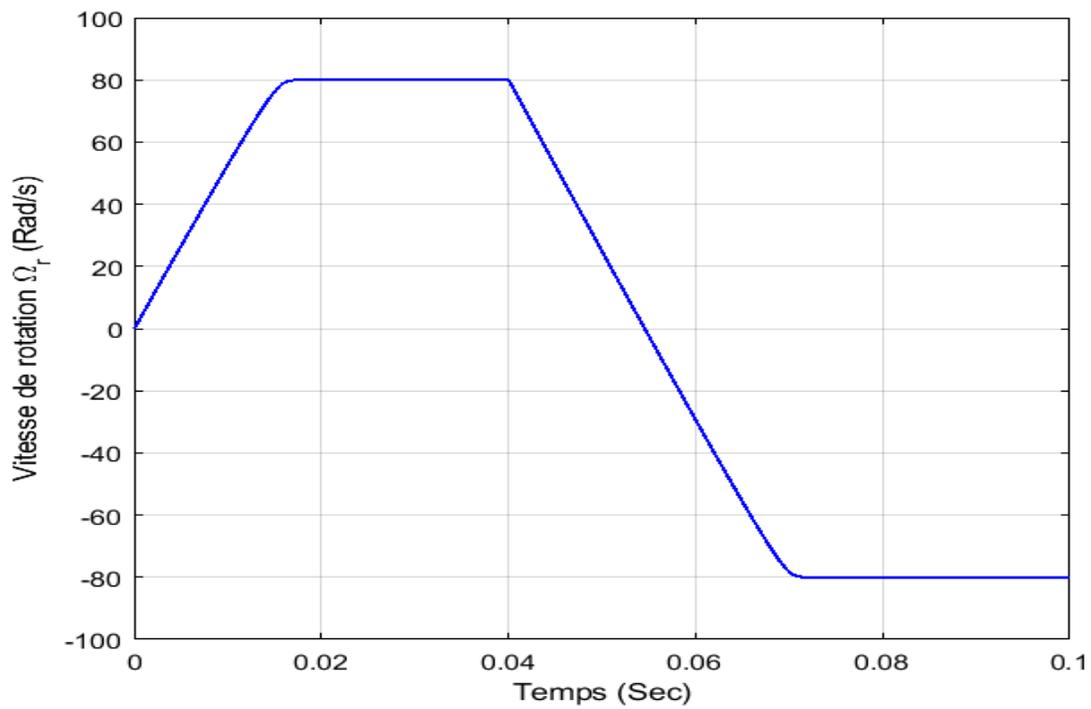


Figure 3.12. Vitesse de rotation de la machine MSAP

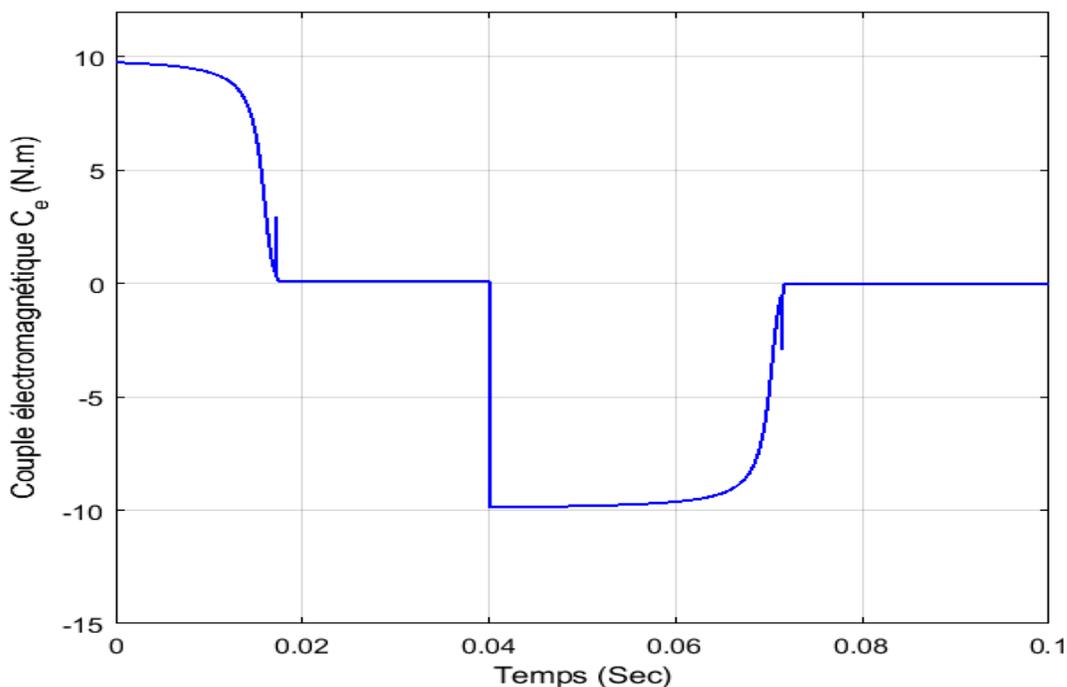


Figure 3.13. Couple électromagnétique de la machine MSAP

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, les principales notions de base de la commande directe du couple (DTC) ont été abordées. Un choix convenable du vecteur tension à partir des informations sur les erreurs de couple et celui du flux permettra d'effectuer un contrôle découplé de la MSAP. Les tests effectués nous ont permis de conclure que l'inconvénient principal de la DTC est la présence des correcteurs à hystérésis qui engendrent des oscillations importantes au niveau des grandeurs contrôlées (flux et couple) suite à une fréquence de commutation à une pas variable. Malgré ça, la commande en mode glissant assure une importante atténuation des oscillations précitées, et c'est pourquoi on a choisi cette technique.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail est d'appliquer des techniques de commande à la machine synchrone à aimant permanent. Pour ce faire et atteindre notre objectif, nous avons commencé par présenter une étude théorique partant de sa construction jusqu'au principe de fonctionnement. Comme la modélisation de tout système est nécessaire pour sa commande, le modèle mathématique dans deux repères a été dégagé.

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Étant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons concentré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI vectorielle et commandée par le réglage par mode glissant. En effet, nous avons présenté.

Au premier chapitre, une étude générale sur les aimants permanents, les avantages et les domaines d'applications qui concernent les machines synchrones à aimants permanents et la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques dans le repère (abc) et (d-q). Le modèle mathématique de la machine obtenue par la transformation de PARK en tenant compte des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système

Dans le deuxième chapitre, on présente l'étude de la modélisation d'onduleur commandé par MLI vectorielle. Le choix de cette commande nous a permis d'optimiser le fonctionnement de la MSAP en éliminant le maximum d'harmoniques de rang faible.

Au troisième chapitre, La commande directe du couple, dite DTC en anglais, de la MSAP a été appliquée et validée par une simulation dans un environnement Matlab/Simulink. Les résultats de simulation ont montré que c'est une technique de commande présentant plusieurs avantages néanmoins elle souffre de la non constance de la fréquence de commutation (pas de commutation variable). Ce phénomène a conduit à un courant riche en harmoniques et par conséquent, une apparition des fluctuations sur la réponse du couple, tant qu'elle n'est qu'une des fonctionnalités du DTC.

D'autre côté, la stratégie proposée de la commande DTC basée sur la technique de mode glissant a une bonne poursuite de vitesse dans les deux sens de rotations et insensible aux variations paramétriques. En effet, cette technique offre d'autres avantages notamment :

- L'absence de besoin de retour de position ou de vitesse (sans capteur de vitesse ou de position).

Conclusion générale

- La commande DTC est disponible pour différents types de moteurs, notamment les moteurs synchrones à aimants permanents ;
- Un contrôle précis du couple et de la vitesse à de faibles vitesses ;
- L'absence de fréquence de commutation prédéfinie. La commutation de transistor optimale est déterminée pour chaque cycle de contrôle, ce qui permet au variateur de correspondre aux exigences de la charge entraînée plus aisément.

Dans une perspective plus large, les avantages du DTC s'étendent aux logiciels, aux interfaces utilisateur, à l'entretien et aux fonctionnalités au niveau du système.

Références

Références

- [1]. **E. Smigiel, G. Sturtzer** , " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés ", " Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP" " , mémoire master Edition Ellipses, 2000.
- [2]. **N. BOUNASLA** « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrones à Aimants Permanents », mémoire de magister en électrotechnique Université Ferhat ABBAS Sétif 2014.
- [3]. **A. KOBBI, M. DEKKICHE** « Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », Mémoire Master; Université Kasdi Merbah Ouargla ; 2016/2017.
- [4]. **AM. Karoui, B. Ammar**, « Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2014.
- [5]. **A. Benbrahim**, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [6]. **S. ZEGHOUDI**, « Commande par passivité de la machine synchrone a aimant permanent », mémoire master Université Abou Bakr Belkadi – Tlemcen 2014 – 2015.
- [7]. **A. Ameur**. Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant, mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
- [8]. **M.I. Hemmami**. Commande sans capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) par l'utilisation de la Commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à Mode Glissant, mémoire de magister, Université de Biskra.
- [9]. **SAADAOUI Ramzi OUALI Mohammed Elamine** Étude d'une commande Non-linéaire d'une machine synchrone à aimant permanent basée sur l'approche State Dependent Riccati Equation (SDRE). mémoire master Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arréridj 2013/2014.
- [10]. **F. BARRET**, "Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques", Collection des Etudes de Recherches, Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [11]. **A. AMEUR** « Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode De Glissants ». Thèse De Magister, Université De Batna, 2005.
- [12]. **B. KIYYOUR** « Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ». Thèse De Magistère En Électrotechnique Université De Batna 2004.
- [13]. **R. ABDESSEMED** « modélisation des machine électrique ». Presse De L'université De Batna, 1997.

- [14]. **Théodore Widi**, électrotechnique, de boeck, 4^{ème} édition, canada 2005.
- [15]. **Hidri.Imed**, Les convertisseurs AC-DC et AC-AC, Technologie à l' ISET de Nabeul.
- [16]. **OKBA Salah** et **BEDDIAR Walid**, étude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI ,
Mémoire, de Master Académique, Université Mohamed Boudiaf - m'sila, 2018-2019.
- [17]. **Guy Séguieret Francis Labrique et Philippe Delarue** , électronique de puissance ,DUNOD ,10
eme édition ,paris 2015.
- [18]. **HOUARA Belkacem**, Mémoire de master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi,
2016-2017.
- [19]. **Carlos Canudas de Wit** « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000.
- [20]. **AKKOUCHI KAMEL**, Mémoire de Magistère, Commande Directe Du Couple (DTC) d'une
Machine Asynchrone, universitebadjimokhtar- annaba, 2007.
- [21]. **J.C.TROUNCE, S.D.ROUND, R.M.DUKE** : « Evaluation of direct torque control using space
vector modulation for electric vehicle applications », University of Cacterbury, New Zealand.
- [22]. **J.FAIZ, M.B.B.SHARIFIAN, A.KEYHANI, and A.B.Proca**, « Sensorless direct torque control
of induction motors used in electric vehicle », vol.18, NO.1, IEEE Transactions on Energy
Conversion, March 2003.
- [23]. **A.ELBACHA, M.T.LAMCHICH, M.CHERKAOUI**: « contrôle direct de couple d'une
machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement », Laboratoire
d'Electrotechnique et Electronique de puissance, Ecole Mohammedia des Ingénieurs, Rabat.
- [24]. **J.J.E.SLOTINE, WEIPING LI**, « Applied nonlinear control », Prentice-Hall International, Inc,
USA, 1991.
- [25]. **Lachtar Salah**, " Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent
(MSAP)", mémoire de Magister, Université de Annaba 2006.
- [26]. **Merzoug Med Salah**, " Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une
Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire pour Obtenir le diplôme de Magister
en Électrotechnique.
- [27]. **Benaissa Malika**, " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple
(DTC) d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [28]. **KADDOURI Azzedine**, Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machinesynchrone
à aimants permanents, Thèse de doctorat Philosophie, Université Laval Québec Canada, 2000.
- [29]. **SENHADJI Nawel**, **CHALABI Ammaria**, Commande du moteur synchrone à
aimantspermanents par backstepping, Mémoire de Master, Université Abou BekrBelkaid –Tlemcen,
2015.

