

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES

THEME

Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension

Proposé et encadré par :

➤ Mr. BAHIDDINE Miloud

Présenté par :

➤ HAMRIT Merouane

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 056

Remerciements

Nous rendons nos profondes gratitude à Dieu le tout puissant qui nous a aidés à réaliser ce travail.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Mr. BAHIDDINE Miloud pour avoir d'abord proposé ce thème, pour leur suivi continuel tout au long de la réalisation de ce mémoire et qui n'ont pas cessé de nous donner leurs conseils.

Nous remercions tous les membres du jury qui acceptent de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils l'ont porté.

Un grand merci à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis

A tous les amis d'études surtout ceux d'électromécanique promotion 2013

HAMRIT. MEROUANE

Tables de matière

Introduction générale.....	2
Chapitre I: Généralité sur la machine synchrone	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Description d'une machine synchrone.....	3
I.2.1. Le stator.....	3
I.2.2. Le rotor.....	4
I.2.2.1. Rotor bobiné.....	4
I.2.2.1.1. Rotor bobiné à pôles lisses (puissances de 10 kW à 1000 MW).....	5
I.2.2.2. Rotor à aimant permanent.....	6
1. L'aimant Permanent.....	7
2. Les matériaux d'aimants permanents.....	7
3. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP.....	8
4. Dispositions des aimants au rotor.....	8
a. Aimants en surface.....	8
b. Aimants insérés.....	9
c. Aimants enterrés.....	9
d. Aimants à concentration de flux.....	10
I.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone.....	10
I.3.1. Types de fonctionnement de la machine synchrone.....	10
I.3.1.1. Fonctionnement en moteur.....	10
1. Démarrage du moteur.....	11
2. Accrochage du rotor.....	11
I.3.1.2. Fonctionnement en alternateur.....	11
I.4. Excitation des machines synchrones.....	12
I.5. Avantages des machines synchrones.....	12
I.6. Inconvénients des machines synchrones.....	12
I.7. Domaine d'application.....	13
I.8. alimentation des MSAP par onduleur triphasé.....	13
I.8.1. les onduleurs autonomes (ou oscillateurs).....	13
I.8.2. les onduleurs non autonomes.....	13
I.8.3. Etude et association de l'ensemble onduleur – MSAP.....	14
I.9. Stratégies de commande d'un onduleur triphasé.....	15
I.9.1. Introduction.....	15
I.9.2. Commande pleine onde.....	15

I.9.3. Commande MLI à injection de l'harmonique trois.....	15
I.9.4. MLI sinus-triangle	16
I.9.5. MLI vectorielle	16
Conclusion.....	16
 Chapitre II: Modélisation et simulation de l'association convertisseur- MSAP	
II.1. Introduction	17
II.2. Modélisation de la MSAP.....	17
II.2.1. Hypothèses simplificatrices	17
II.2.2. Equations de tensions et flux	18
II.2.3. Equation mécanique.....	19
II.2.4. Transformation triphasé – diphasé.....	20
II.2.4.1. Transformation de Concordia	20
II.2.4.2. Principe de la transformation de Park.....	21
II.2.4.3 Transformation de (α - β , au d-q) et inversement.....	22
II.2.5. Modélisation du MSAP dans le plan de park	22
II.2.5.1. Equations électriques	22
II.2.5.2. Equations magnétiques	22
II.2.5.3. Expression du couple électromagnétique	23
II.2.6. Modèle d'une MSAP	24
II.2.7. Mise sous forme d'équation d'état	25
II.2.8. Bloc de simulation du MSAP	26
II.2.9. Résultats de simulation.....	27
II.2.9.1. Interprétation Des Résultats De Simulation	28
II.3. Modelisation de l'onduleur de tension	28
II.3.1. Modélisation de l'onduleur.....	28
II.3.2. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion.....	30
II.3.2.1. MLI sinus – triangulaire	30
II.3.2.1.1. Caractéristique de la MLI triangulo -sinusoïdale	31
II.3.2.1.2. Résultats de simulation.....	32
II.3.2.1.3. Interprétation Des Résultats De Simulation	33
II.3.3. Commande MLI vectorielle.....	34
II.3.3.1. Principe de la commande MLI Vectorielle.....	34
II.3.3.2. Vecteur tension de référence	38
II.3.3.3. Approximation du vecteur tension de référence.....	39
II.3.3.4. Commande des interrupteurs	39
II.3.3.5. Temps de commutations	40
II.3.3.6. Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension SVM	43
Conclusion.....	44

Chapitre III: Contrôle Direct Du Couple De la MSAP

III.1. Intrduction	45
III.2. Principes généraux de la commande directe de couple	45
III.3. Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé	46
III.4. Stratégie de commande directe du couple et du flux	48
III.5. Contrôle du flux statorique	48
III.6. Contrôle du couple électromagnétique	50
III.7. Sélection du vecteur tension	51
III.8. Les estimateurs	52
III.8.1. Estimation du flux statorique	52
III.8.2. Estimation du couple électromagnétique	52
III.9. Elaboration des contrôleurs	54
III.9.1. Elaboration des contrôleurs du flux statorique	54
III.9.2. Le correcteur du couple	55
III.9.2.1. Le correcteur à trois niveaux	55
III.9.2 .2. Le correcteur à deux niveaux	56
III.10. Elaboration des tables de commutation	56
III.10.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles	56
III.10.2. Table de commande du flux	57
III.10.3. Table de commande du Couple	57
III.10.4. Table de commutation avec les vecteurs tensions active	57
III.10.5. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles	58
III.11. Structure générale du contrôle direct du couple	58
III.12. Régulateur de vitesse	60
III.13. Résultats de simulation de la commande par DTC du MSAP	62
III.13.1 Schéma de simulation	62
III.13.2. Simulation en charge après un démarrage à vide	63
d'une application de charge de 6 N.m à $t = 0.15$ sec	64
III.13.3. Test avec inversion de sens de rotation	65
sens de rotation	66
III.13.4. Simulation avec variation de la charge	67

III.13.5. Test pour les faibles vitesses de rotation démarrage à vide	68
III.14. Avantages de la commande directe de couple	69
III.15. Inconvénients de la commande directe de couple	70
Conclusion.....	70
Conclusion générale	72
Annexe	73
Références bibliographiques	74

Table des figures

Figure (I.1): Rotor à pôles saillants (puissances de 100 W à 200 kW)	5
Figure (I.2): Rotor à pole saillants	6
Figure (I.4): rotor à aimants permanents.....	7
Figure (I.5): Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents.....	7
figure (I.5) : aimants en surface.....	9
figure (I.6) : aimants insérés.....	9
figure (I.7) : aimants enterrés	9
figure (I.8): aimants à concentration de flux	10
figure (I.9): Principe de fonctionnement des moteurs synchrones.....	10
figure (I.10): moteur est accroché	11
figure (I.11): Principe de fonctionnement des génératrices synchrones	11
Figure (I.12): Onduleur de courant alimentant un MSAP	14
figure (I.13): Onduleur de tension alimentant un MSAP	14
Figure (II.1) : Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans	20
Les repères (a, b, c) et (α , β , 0) et (d,q)	20
Figure(II.2) : Machine équivalente au sens de Park.....	21

Figure (II.3) : Changement de repères (α, β) , (d, q)	22
Figure (II.4): Le modèle de machine dans le repère de Park	24
Figure(II.5): Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension	26
Figure(II.6) : résultats de simulation de la MSAP avec l'application d'une charge de 6N.m a $t=0.6s$	27
Figure(II.7): Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine.....	29
Figure(II.8): Modèle de l'onduleur triphasé	30
Figure (II.9) : Description de la commande MLI triangulo –sinusoïdal	30
Figure (II.10): Schéma de simulation de la MLI à hystérésis	32
Figure (II.11): Schéma Blok de la MSAP alimente à onduleur de tension MLI à hystérésis	32
Figure (II.12): résultats de simulation de la MSAP commandée à onduleur de tension avec l'application d'une charge de 6N.m a $t=0.6s$	33
Figure (II.13): Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux.....	34
Figure (II.14): Différentes topologies de l'onduleur	35
Figure (II.15) Représentation du polygone de commutation	37
Figure (II.16): Echantillonnage de la tension de référence dans sa période.....	40
Figure (II.17): Etats des interrupteurs S_a , S_b et S_c dans le premier secteur de l'hexagone.....	40
Figure (II.18): Calcul des temps de commutation T_1 et T_2 du premier secteur	41
Figure(II.20): Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension à SVM	44
Figure (III-1) : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP	45
Figure (III.2): Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.....	47
Figure (III.3) : Elaboration des vecteurs $V_s(S_a S_b S_c)$ à partir de l'onduleur de tension[1].....	48
figure(III. 4): Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ	48
figure(III. 5): Trajectoire du flux statorique.....	50
figure(III. 6): Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$. [15].....	51
figure(III. 7): Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	52

figure(III. 8. a): Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle De l'amplitude ϕ_s	55
figure(III. 8. b):: Contrôle à hystérésis à deux niveaux.	55
Figure(III. 9): Comparateur à hystérésis à trois niveaux	55
FigureIII. 10: Comparateur à hystérésis à deux niveaux	56
Figure(III. 11): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	56
Figure (III.12):Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse	60
Figure (III.13):le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse	61
Figure (III.14):Schéma de simulation de la DTC.....	62
Figure(III.15) Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie	64
Figure(III.16) Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de.....	66
Fig. (III.17): Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec variation de la charge.....	68
Figure(III.18) Résultats de simulation du test pour les faibles vitesses de rotation.....	68

Liste des Tableaux

Tableau(II.1) Calcul des vecteurs de tensions.....	37
tableau (II.2): Description des séquences de conduction des interrupteurs	43
Tableau(III.1): Table de commutation généralisée.	56
Tableau(III.2): Table de commande du flux	57
Tableau(III.3): Table de commande du Couple	57
Tableau(III.4): Table de commutation avec les vecteurs tensions active.....	57
Tableau(III.5): Table de commutation avec vecteurs nuls selon Takahashi avec comparateur à trois niveaux du couple.....	58

Liste de notation et symboles

Sigles utilisés :

MSAP:	Machine Synchrone à Aimants Permanent
MLI:	Modulation de Largeur d'Impulsion.
DTC:	Commande directe de couple (Direct Torque Control).
SVM:	Space Vector Modulation
PI:	Correcteur Proportionnel-Integral
$[P(\theta)]$:	Park
$[P(\theta)]^{-1}$:	Park inverse

Repères :

a, b, c :	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q :	Axes de référentiel de Park
α, β :	Axes de référentiel statorique
O :	Axe homopolaire

Paramètres de modélisation de la machine :

R_s [Ω]:	Résistance statorique
$[L_{ss}]$:	Étant la matrice des inductances statoriques.
L_d [H] :	Inductances cycliques directe.
L_q [H] :	Inductances cycliques quadrature.
p:	Nombre de pair de pôles.
J [Kg.m^2]:	Moment d'inertie des masses tournantes
F [N.m.s/rad]:	Coefficient de frottement visqueux

Grandeurs électriques :

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$:	Les tensions des phases statoriques.
$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$:	Les courants des phases statoriques.
I_d [A]:	Courants statoriques d'axe direct.
I_q [A]:	Courants statoriques d'axe quadrature.
V_q [V] :	Tension statoriques quadrature.

V_d [V] : Tension statoriques d'axe direct.

Grandeurs magnétiques :

$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]^T$: Vecteur flux statoriques .

Φ_f [Wb]: Flux des aimants.

Φ_d [Wb]: Flux statorique instantané dans l'axe d

Φ_q [Wb]: Flux statorique instantané dans l'axe q

Φ_α [Wb] : Flux statorique instantané dans l'axe α

Φ_β [Wb] : Flux statorique instantané dans l'axe β

Grandeurs mécaniques :

ω [rad/s]: La pulsation électrique.

Ω [rad/s]: Vitesse angulaire du rotor.

θ [rad] : Position absolue du rotor en degré électrique

θ_m [rad]: est la position mécanique du rotor par rapport au stator

C_e [N.m] : Couple électromagnétique

C_r [N.m]: Couple résistant

Introduction générale

Bien que la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteurs et courant d'induit) quasiment indépendantes de la vitesse et de la position du rotor [1]. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient.

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficiée, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes très complexes avec un temps de calcul trop long.

Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme un actuateur de tension n'altérant pas celles-ci.

Les commandes scalaires et vectorielles ont fait l'objet de nombreuses études et donné lieu à de multiples applications industrielles [2].

Dans les années 1980, sont apparus les premières commandes directes de couple (DTC), ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines.

La commande directe du couple (Direct Torque Control : DTC) est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel. Cette stratégie de commande possède l'avantage d'être indépendante des paramètres rotoriques de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide et de posséder une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteurs mécaniques ou des transformations de coordonnées. Dans la commande DTC classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Ce mémoire est structuré comme suit :

- **Dans le premier chapitre**, on présentera une étude générale des machines généralités sur la machine synchrones ainsi que les caractéristiques des aimants permanents et leurs structures et après on prend quelques définitions sur l'alimentation de la MSAP.

- **Dans le second chapitre**, on rappellera le principe de modélisation de la MSAP dans le repère biphasé de PARK, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation et modélisation de l'alimentation des machines synchrones à aimants permanents, deux types de commande ont été appliquée à l'onduleur de tension à deux niveaux: la modulation de largeur d'impulsions (MLI) à hystérésis et la modulation vectorielle (SVM).

- **le troisième chapitre** est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux. Deux méthodes sont présentées : commande direct du couple DTC classique utilisant les tables de vérité et les hystérésis.

- **Finalemnt**, une conclusion générale résumera la synthèse du travail réalisé en indiquant les perspectives que peuvent être envisagées.

CHAPITRE I

GENERALITE SUR LA MACHINE SYNCHRONE

I.1. Introduction

La Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) se place comme un bon candidat pour jouer ce rôle. C'est le développement conjugué, des aimants à de très grande résistivité, de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui a donné à la machine synchrone à aimants permanents les caractéristiques tant recherchées pour un actionneur électrique.

Cette évolution technologique a permis à la MSAP de venir occuper la place jusqu'alors dévolue à la machine à courant continu, et bien sûr sans les inconvénients liés à la présence du système balais collecteur. Par conséquent, le domaine d'application des machines synchrone à aimants permanents s'est considérablement étendu.

Le moteur synchrone à aimants permanents s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement, dans les systèmes embarqués (par exemple en aéronautique et dans le domaine aérospatial) en raison de son rapport puissance/masse élevé. Dans la littérature, on rencontre des applications allant de l'ordre d'une centaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs Mégawatts (systèmes de propulsion des navires) pour les machines synchrones à aimants permanents

Dans ce premier chapitre, on présentera une étude générale des machines synchrones avec les caractéristiques d'aimants et après on prend quelques définitions sur l'alimentation de la MSAP.

I.2. Description d'une machine synchrone

Comme toute machine tournante, une machine synchrone comporte un stator et un rotor, à l'exception des rares machines homopolaires, c'est le rotor qui est l'inducteur, et le stator qui est l'induit.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- ✓ les machines synchrone à rotor bobiné.
- ✓ les machines synchrone à réluctance.
- ✓ les machines synchrone à aimants permanents.

I.2.1. stator

Le stator d'une machine synchrone est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôles magnétiques qui contiennent des encoches dans lesquelles sont insérées les bobines triphasé décalés de 120° électriques dans l'espace, alimenté en courant alternatif (C'est un bobinage triphasé, généralement couplé en étoile) pour produire un champ tournant.

L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- Un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique,
- Les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant le long de l'entrefer à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau (la pulsation des courants statoriques) d'alimentation et du nombre de pair de pôles de la machine. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse du moteur peut varier en fonction du nombre de paires de pôles [3].

On note :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

Avec :

ω : La pulsation des courants électriques statoriques.

p : Le nombre de pair de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine.

I.2.2. rotor

Le rotor est la partie mobile du moteur synchrone, Il se compose essentiellement d'une succession de pôles Nord et Sud intercalés sous forme d'aimants permanents ou de bobines d'excitation parcourues par un courant continu.

Le rotor appelé aussi inducteur, il peut être à aimants permanents ou un électroaimant parcouru par un courant continu appelé courant d'excitation I_{ex} ; soit à l'aide d'un système de bagues et balais ce qui nécessite une source de tension continue externe ou par le biais d'un système d'excitation interne utilisant des diodes tournantes (auto excitation).

- **Remarque** : si I_{ex} est constant, il crée un champ magnétique B , constant, tournant à la fréquence de synchronisme $n_s = n_r$.

On distingue donc deux types de rotors :

- À aimants permanents,
- À rotor bobiné.

I.2.2.1. Rotor bobiné

Comme le nom l'indique le rotor est constitué d'un ou de noyau magnétique composé de tôles et d'une ou plusieurs bobine enroulée autour de ce noyau. Ces bobines correctement associées en série permettent d'obtenir des pôles nord et sud.

Le bobinage rotorique est accessible par des bagues et des frotteurs, mais d'autres dispositifs existent comme par exemple des diodes tournantes. Ces machines sont réversibles et peuvent fonctionner en générateurs (alternateurs) ou en moteurs.

Pour les moyennes et grosses puissances, les moteurs synchrones à rotor bobiné, associé avec un variateur de vitesse, sont des machines performantes.

Dans les rotors bobinés deux catégories sont à distinguer [4] :

I.2.2.1.1. Rotor bobiné à pôles lisses (puissances de 10 kW à 1000 MW)

Le rotor est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches. Il possède le plus souvent deux pôles.

Il possède une grande robustesse mécanique a un entrefer supposé constant, il est adopté pour les alternateurs de fortes puissances (turbo-alternateurs ou turbomoteurs), dont la fréquence de rotation est élevée, sont mieux adaptés aux grandes vitesses (turboalternateurs des centrales nucléaires).

Le rotor est caractérisé par son nombre de paires de pôles p :

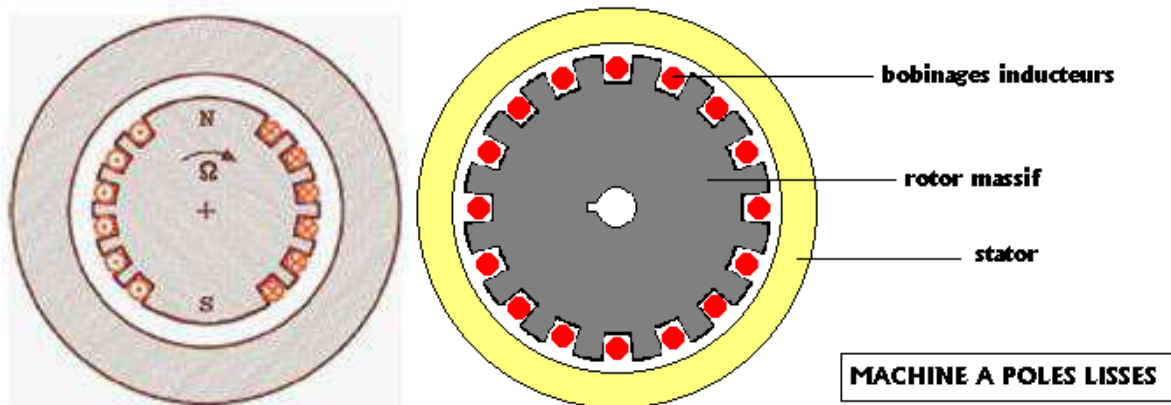


Figure (I.1): Rotor à pôles saillants (puissances de 100 W à 200 kW)

C'est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Toutes les bobines d'excitation étant parcourent par le même courant continu en série, ils sont placés autour des noyaux polaires. Dans ce cas, le flux est canalisé de façon plus localisée sous les pôles. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine.

Ce type du rotor Utilisé pour des machines tournant (à un entrefer variable) de forte puissance mais faible vitesse $n < 1500$ tr/min ; Il est plus simple à construire, utilisé pour la production d'énergie de 60 à 400 Hz dans les centrales hydrauliques, groupes électrogènes.

La figure ci-dessous montre un rotor à pôles saillants constitués d'électro-aimants alimentés en courant continu.



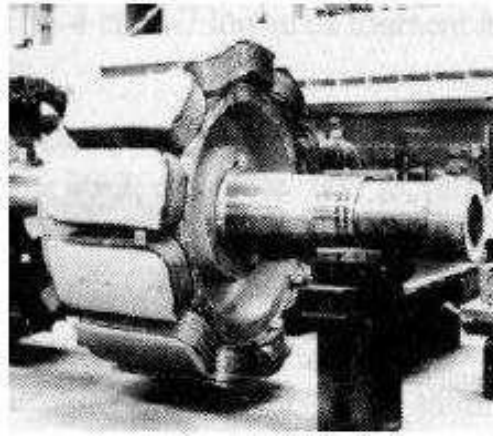
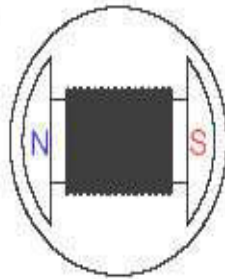


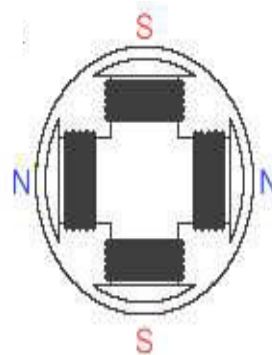
Figure (I.2): Rotor à pole saillants

Les figures suivantes montrent un rotor à pôles saillants constitués d'électro-aimants alimentés en courant continu.

- $p = 1$ (2 pôles): figure (a): rotor à électroaimant alimentés en courant continu.
- $p = 2$ (4 pôles): figure (b): rotor à électroaimant alimentés en courant continu.



Figure(a): rotor bipolaire



Figure(b): rotor quadripolaire

Figure(I.3): Rotor à électroaimant alimentés en courant continu

I.2.2.2. Rotor à aimant permanent

Dans ce type de rotor, l'enroulement est remplacé par des aimants, ce qui a pour conséquence, l'élimination des balais et des bagues des aimants; C'est-à-dire que l'aimantation est naturelle (matériaux diamagnétiques qui composent la roue polaire).

Ces moteurs peuvent accepter des courants de surcharge importants pour réaliser des accélérations très rapides. Ils sont toujours associés à un variateur de vitesse et ces ensembles, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple) [5].

La figure ci-dessous montre un rotor à pôles saillants constitués d'aimants permanents

- Pour : $p = 2$ (4 pôles) : rotor à aimants permanents.

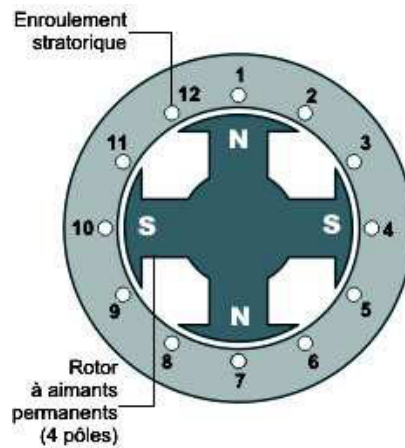


Figure (I.4): Rotor à aimants permanents.

La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants permanents en surface.



Figure (I.5): Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents

1. Aimant permanent

- L'aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique.
- L'aimant permanent peut être utilisé comme transducteurs d'une forme d'énergie en une autre forme d'énergie, sans perdre leur propre énergie.
- Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et avantages à la machine synchrone à aimant permanents par rapport aux autres types de machines [5].

2. Matériaux d'aimants permanents

On a les deux grandes familles suivantes :

- a. Les matériaux magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure.
- b. Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents [5], [8].

Donc, on peut citer:

- ❖ **Les alliages ductiles:** Ne pas encore industrialisés à grandes échelle malgré leurs excellentes propriétés mécaniques.

- ❖ **Les aimants à base de micro poudres:** Ils sont réservés à des applications spéciales.
- ❖ **Les alliages à base d'éléments de terre rares:** Très stables, très puissants, mais chers, sont difficiles à usiner et sensibles à la corrosion.
- ❖ **Les alliages à base de fer –nickel- aluminium (ALNICO):** Puissants mais peu stables et relativement chers, deviennent de moins en moins compétitifs
- ❖ **Les aimants manganèses- aluminium -carbone:** N'ont pas à ce jour répondu aux grands espoirs qu'ils avaient suscités.
- ❖ **Les ferrites dures:** Matériaux céramique très stables, mais peut puissants et fragiles, sont les aimants les plus compétitifs et les plus utilisés.

3. Aimants permanents utilisés pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [5], [7], [8].

- Les ferrites : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente, les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.
- Le samarium cobalt (SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$): est beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants de 140 à 200kJ/m³ pour le SmCo_5 et de 180 à 240[kJ/m³] pour le $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ et, autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

4. Dispositions des aimants au rotor

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimants cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse .Pour les machines à aimants cylindriques à champ radial on distingue plusieurs types en fonction de la disposition des aimants sur le rotor.

a. Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimants radialement, comme montré sur la figure (I.5).cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction

de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont pratiquement les mêmes [5], [9].

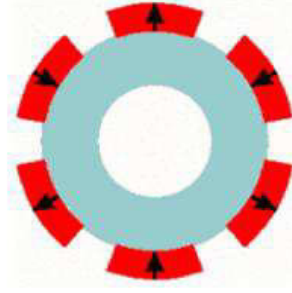


Figure (I.5) : aimants en surface

b. Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.6). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d.

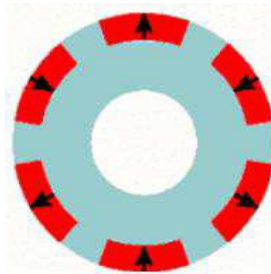


Figure (I.6) : aimants insérés

c. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.7) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant.

La réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

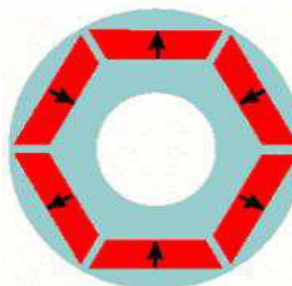


Figure (I.7) : aimants enterrés

d. Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (I.8). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe-q est plus grande que celle de l'axe-d.

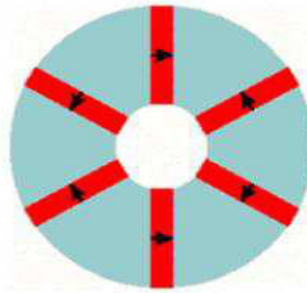


Figure (I.8): aimants à concentration de flux

I.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone

I.3.1. Types de fonctionnement de la machine synchrone

I.3.1.1. Fonctionnement en moteur

Le moteur alimenté en triphasé tourne; Le champ tournant du stator « accroche » le champ lié au rotor à la vitesse: $\Omega_S = \omega / p$.

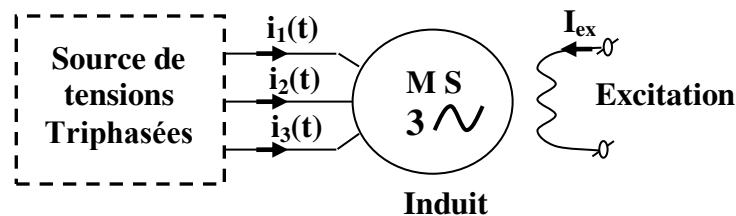


Figure (I.9): Principe de fonctionnement des moteurs synchrones

Le rotor comporte un ensemble de pôles saillants autour desquels sont montées des bobines raccordées en série à deux bagues solidaires de l'arbre de la machine, Ces bobines sont alimentées en courant continu .En plus, on insère dans des encoches pratiquées à la périphérie des pôles, des conducteurs court-circuités formant une cage d'écureuil comparable à celle des moteurs asynchrone. Cette cage sert à faire démarrer le moteur synchrone selon le principe du moteur asynchrone [10].

1. Démarrage du moteur

En appliquant la pleine tension triphasée sur le stator, on crée un champ tournant qui amène rapidement le moteur à une vitesse légèrement inférieure à sa vitesse synchrone. Pendant la période de démarrage, les bobines du rotor ne sont pas alimentées par l'excitatrice. Comme le champ tournant balaie les bobines, aussi bien que les barres de la cage, une tension élevée est induite dans ces bobines.

2. Accrochage du rotor

Dès que le moteur a atteint une vitesse proche de la vitesse synchrone, on alimente les pôles du rotor en courant continu. Le passage de ce courant produit des pôles N et S dans le rotor. Ces pôles tournent dans le même sens et à peu près à la même vitesse que les pôles N et S du champ tournant puisque le moteur tourne avec une vitesse légèrement inférieure à sa vitesse de synchronisme. Si, au moment de l'excitation, les pôles S du rotor sont en regard des pôles N du stator, une force d'attraction considérable s'établit entre eux et les maintient vis-à-vis ; on dit alors que le moteur est **accroché** (voir la figure ci-dessous). Une force d'attraction identique s'exerce évidemment entre les pôles N du rotor et les pôles S du stator. Les pôles du rotor se trouvent alors entraînés par les pôles du stator et ils se déplacent nécessairement à la même vitesse. Le moteur tourne donc à la vitesse synchrone.

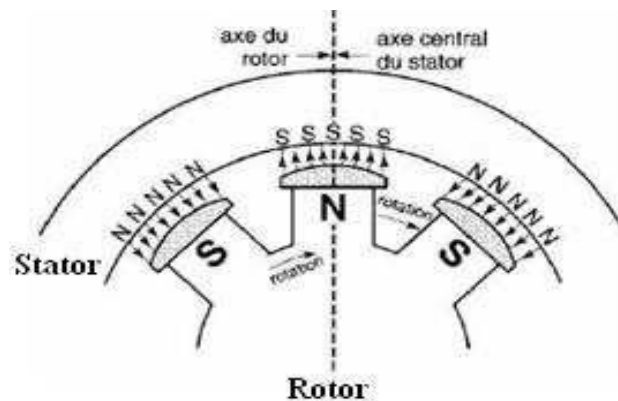


Figure (I.10): Moteur est accroché

I.3.1.2. Fonctionnement en alternateur

Un système mécanique entraîne le rotor. Il y a création d'un système de tensions triphasées dans les bobinages du stator.

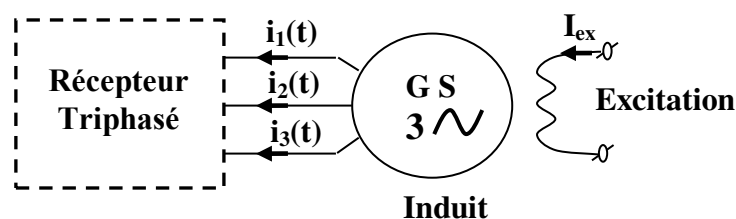


Figure (I.11): Principe de fonctionnement des génératrices synchrones

Le rotor et son champ sont entraînés par une turbine ou un autre moteur d'entraînement. L'enroulement d'excitation au rotor, alimenté en courant continu, crée une onde d'induction magnétique fixe par rapport au rotor. Cette onde balaie l'enroulement polyphasé réparti dans les encoches du stator et y induit un système polyphasé de tensions de fréquence: $f = p n_s$. Les bobines de l'induit sont alors le siège d'une f.é.m. alternative de pulsation $\omega = p.\Omega_s$.

I.4. Excitation des machines synchrones

L'inducteur, quand il n'est pas à aimants permanents (c'est-à-dire moteur à rotor bobiné), doit être alimenté par un courant continu. Pour cela il existe plusieurs façons d'aimanter le rotor,

- Soit une source extérieure au rotor, donc un système de bagues et de balais.
- Soit une source sur le rotor à l'aide d'un alternateur auxiliaire à inducteur fixe et induit tournant dont les courants sont redressés par un pont de diodes pour alimenter la roue polaire.
- Soit une bobine sur le stator, alimentée en courant continu, crée un système triphasé dans trois enroulements du rotor dédiés à l'aimantation. Ce système triphasé est redressé par un pont de diode pour donner un courant continu qui va alimenter le rotor et l'aimanter. Ce pont de diodes, qui est embarqué sur le rotor, est appelé pont tournant (il tourne avec le rotor).

Le réglage de la valeur du courant qui alimente le rotor permet de faire varier la puissance réactive du moteur.

I.5. Avantages des machines synchrones

- ✓ La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu.
- ✓ Son rendement est proche de 99%.
- ✓ On peut régler son facteur de puissance $\cos\varphi$ en modifiant le courant d'excitation I_{ex} ; Donc le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive pour relever le facteur de puissance $\cos\varphi$ d'une installation électrique.
- ✓ Moins de pertes de cuivre (MSAP), les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.
- ✓ Une faible inertie et un couple massique élevé.
- ✓ Une meilleure performance dynamique.
- ✓ Construction et maintenance plus simple.
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du contact bagues – balais dans ces machines (MSAP) [11], [12].

I.6. Inconvénients des machines synchrones

- ✓ Le flux inducteurs de la machines à aimant est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants.

- ✓ pour le fonctionnement en moteur il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage.
- ✓ Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- ✓ Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête [13].

I.7. Domaine d'application

- ✓ Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de Puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [13].
- ✓ 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, et grâce au Développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).

I.8. Alimentation des MSAP par onduleur triphasé

Un onduleur sert à convertir une puissance continue en puissance alternative. Il existe deux grandes catégories d'onduleurs :

I.8.1. Onduleurs autonomes (ou oscillateurs)

L'onduleur autonome à thyristors transforme une puissance à C.C. Pour alimenter à C.A. Une charge. Il existe une grande variété d'onduleurs autonomes à thyristors, mais ils utilisent tous le principe de la commutation forcée, cette méthode de commutation consiste à provoquer le blocage des thyristors par la décharge d'un condensateur ou par tout autre moyen convenable [10].

I.8.2. Onduleurs non autonomes

Dont la fréquence et la tension alternative sont imposées par le réseau qu'ils alimentent. Dans ces onduleurs la commutation est naturelle. Elle est naturelle en ce sens que ce sont les tensions alternatives du réseau qui effectuent le transfert du courant d'un thyristor à l'autre.

Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon).

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - onduleurs de tension.
 - onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

I.8.3. Etude et association de l'ensemble onduleur – MSAP

Lorsque le moteur est alimenté par un onduleur du courant. Dans ces conditions, le système d'entraînement du type redresseur/onduleur de courant ne convient pas car il tend à fournir un courant constant au moteur, indépendamment de leur charge mécanique respective. Pour cette raison, on doit alors utiliser un onduleur alimenté par une source de tension [10].

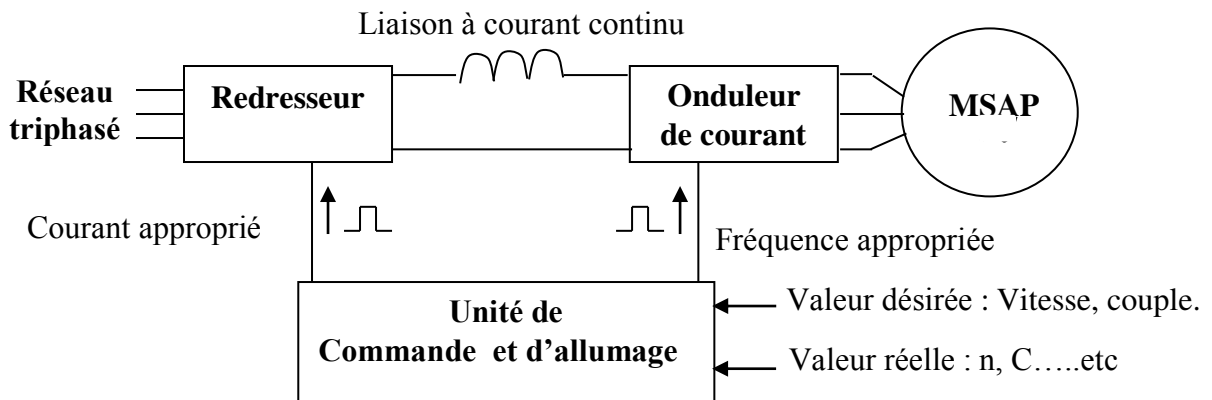


Figure (I.12): Onduleur de courant alimentant un MSAP

Un onduleur est toujours alimenté par une source à courant continu. Généralement, on l’obtient en redressant la tension. La sortie du redresseur est reliée à l'entrée de l'onduleur par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de circuits: la liaison à source de courant (voir figure(I.12).) et la liaison à source de tension (voir figure(I.13)). La source en question est le redresseur qui agit comme source de courant ou comme source de tension selon la nature du signal envoyé à ses gâchettes. L'onduleur est alors appelé onduleur de courant ou onduleur de tension.

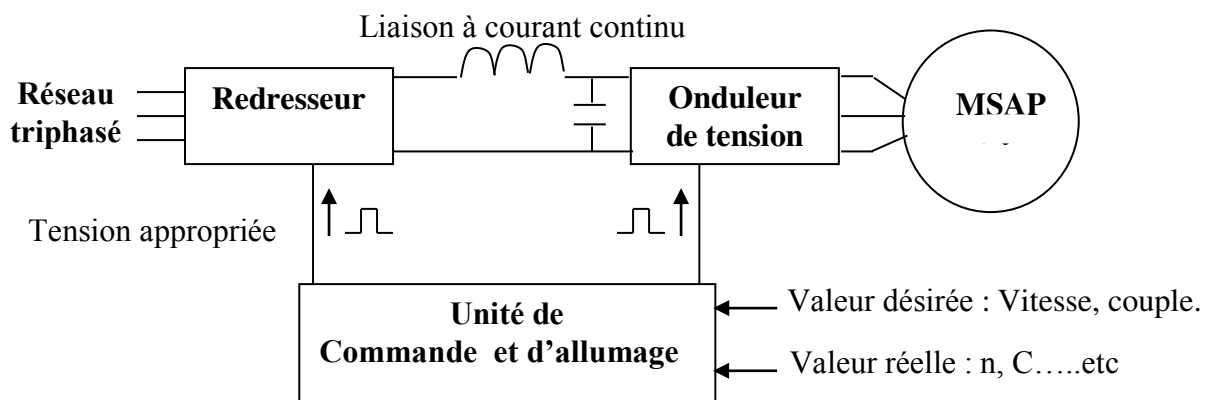


Figure (I.13): Onduleur de tension alimentant un MSAP

I.9. Stratégies de commande d'un onduleur de tension

I.9.1. Introduction

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Nous étudierons les stratégies suivantes :

- 1- Commande rectangulaire ou pleine onde.
- 3- Commande par injection de l'harmonique trois
- 2- Commande triangulo-sinusoïdale
- 4- Commande MLI vectorielle (SVM)

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage r et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

I.9.2. Commande pleine onde

Dans les variateurs de vitesse, l'onduleur de tension fonctionne presque toujours en MLI dans toute la plage des vitesses. L'onduleur fait varier non seulement la fréquence des tensions de sortie mais aussi leur valeur. Toutefois, il faut d'abord examiner le cas où l'onduleur est commandé en pleine onde, car ce fonctionnement sert de point de départ et de base de comparaison pour l'étude de fonctionnement en MLI [14].

I.9.3. Commande MLI à injection de l'harmonique trois

Lorsqu'on utilise une modulante sinusoïdale, pour qu'il y ait toujours intersection entre la porteuse et la référence, l'amplitude normalisée de la tension fondamentale doit être inférieure à or l'on sait que la tension fondamentale maximale possible normalisée d'un onduleur non modulé (pleine onde) vaut 1 tel que le fondamental est égal à $\frac{2}{\pi} \cdot E$

Cette baisse est appelée déchet de tension. Une première solution pour accroître la tension fondamentale est d'augmenter l'amplitude de la modulante. La tension réduite va alors s'accroître mais plus de manière linéaire, ce qui consiste un premier inconvénient. Les commutations ne seront plus régulièrement espacées. Cela se traduit par l'apparition de nombreux harmoniques en dessous de la fréquence de la porteuse

I.9.4. MLI sinus-triangle

Les techniques de commandes MLI permettent la génération de tension alternative possédant une fondamentale proche de la tension de référence et le reste des harmoniques repoussées vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage. Pour la commande MLI triangulo-sinusoidal les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus après comparaison de la tension de référence à une onde porteuse à haute fréquence de forme triangulaire. [12], [15].

I.9.5. MLI vectorielle

Utilisée dans les commandes modernes des machines synchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

Pour obtenir une commande plus performante, la MLI doit en outre être précise et rapide. Ceci est généralement difficile à combiner avec les nombreuses fonctions de calculs de la "commande algorithmique" liées, de surcroît, à un modèle complexe de la machine dans le cas d'une commande vectorielle [14].

Deux techniques de commande MLI vont être développées dans cette mémoire à savoir la commande MLI sinus – triangle et la commande MLI vectorielle (voir chapitre II).

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone ainsi que les caractéristiques des aimants permanents et leurs structures, ces types, ces avantages et inconvénients et ces domaines d'application et après on prend quelques définitions sur l'alimentation de la MSAP.

CHAPITRE II

MODELISATION ET SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MSAP

II.1. Introduction

La modélisation de la MSAP représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche de la représentation par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes. Ainsi, l'élaboration du modelé mathématique, sous forme dynamique, de la MSAP.

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans l'entraînement 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 qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et couple massique élevé [6],[15].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à **MLI**. Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique et les différentes techniques de commande de l'onduleur de tension à deux niveaux : commande par hystérésis, MLI pré calculée, MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle.

II.2. Modélisation de la MSAP

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 le mécanisme régissant son fonctionnement. Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur. Dans notre cas, nous en déduirons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [6].

II.2.1. Hypothèses simplificatrices

Considérons la machine synchrone avec l'hypothèse simplificatrice suivante [6], [11]:

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.
- Dans ces conditions, on peut établir l'expression de l'équation électrique au stator en

➤ Convention récepteur et en l'absence d'enroulements amortisseurs sous la forme suivante :

II.2.2. Equations de tensions et flux

Les tensions, flux et courants statorique triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes $[V_s]$, $[\Phi]$ et $[I_s]$ respectivement. L'équation tension dans le référentiel du stator s'écrit [9], [17]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$: Les tensions des phases statoriques ;

$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$: Les courants des phases statoriques ;

$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T$: Vecteur flux statoriques ;

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\Phi_f] \quad (\text{II.2})$$

Et

$$[\Phi_f] = \Phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Où :

Φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques Φ_{sf} .

θ : Position absolue du rotor en degré électrique

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

Dans la machine à pôles saillants, la matrice des inductances propre statorique $[L_{ss}]$ est fonction de la position. Elle contient deux termes: $[L_{s0}]$ qui est constant, et $[L_{s2}(\theta)]$ qui est en fonction de l'angle $\theta = p\theta_m$.

θ_m : est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II.4})$$

Le terme $[L_{s0}]$ à pour expression

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Le terme $[L_{s2}]$ s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Les inductances propre et mutuelle L_{s0} , M_{s0} et L_{s2} sont des constantes En introduisant (II.2) dans (II.1) on aura :

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

On remarque que l'équation (II.7) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor.

II.2.3. Equation mécanique

La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.8})$$

$$C_e - C_r - F_r \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

J : Moment d'inertie du moteur.

F_r : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant, ou de charge.

II.2.4. Transformation triphasé – diphasé

L'étude analytique du comportement des équations (II.1) et (II.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre des coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [17].

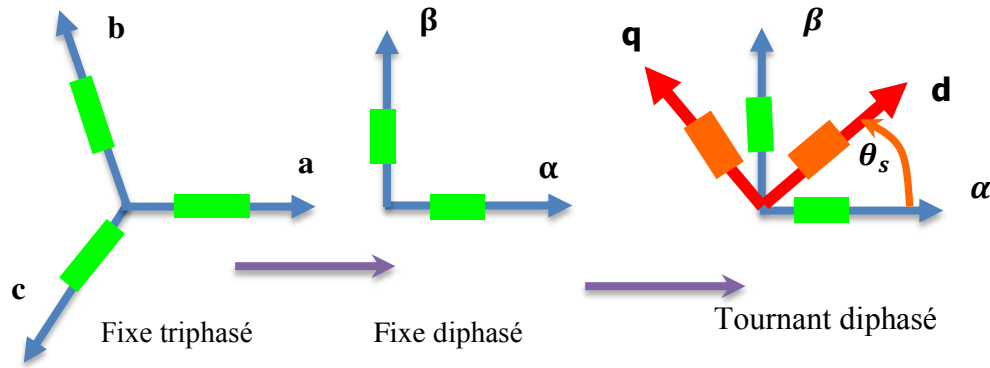


Figure (II.1) : Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans Les repères (a, b, c) et (α , β , 0) et (d, q)

II.2.4.1. Transformation de Concordia

Pour passer du système triphasé au système diphasé, il faut définir la matrice de Transformation (Transformation de Concordia).

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{abc}] = [C][V_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{II.10})$$

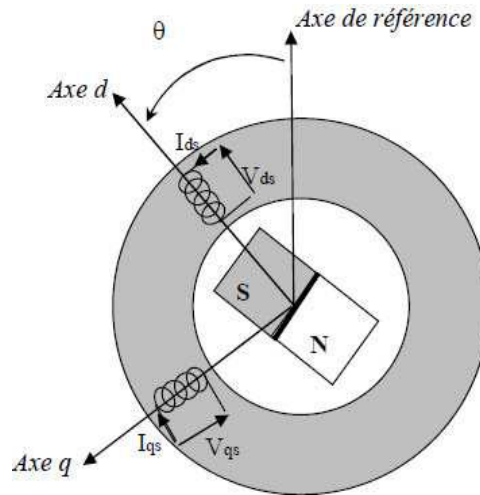
$$[V_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1}[X_{abc}] \quad (\text{II.11})$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.2.4.2. Principe de la transformation de Park

La transformation de Park permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse. La transformation de Park est définie comme suit :



Figure(II.2) : Machine équivalente au sens de Park

$$[X_{dq0}] = [P][X_{abc}] \quad (\text{II.14})$$

Où : X peut-être un courant, une tension ou un flux.

La matrice de transformation [P]est donnée par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.2.4.3 Transformation de $(\alpha\text{-}\beta, \text{ au } d\text{-}q)$ et inversement

Le passage des composantes $\alpha\text{-}\beta$ aux composantes $d\text{-}q$ est donné par la relation suivante :

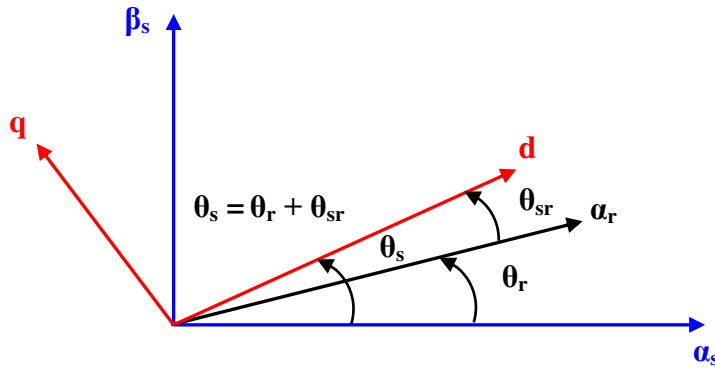


Figure (II.3) : Changement de repères (α, β) , (d, q)

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La transformation inverse ($d\text{-}q$ au $\alpha\text{-}\beta$) est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

II.2.5. Modélisation du MSAP dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

II.2.5.1. Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - \omega \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega \Phi_d \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

II.2.5.2. Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega (L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II.2.5.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_e = \frac{d\omega_e}{d\theta} \quad (\text{II. 22})$$

ω_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).

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

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II. 23})$$

$$\left[P(t) = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d}{dt} \Phi_d + I_q \frac{d}{dt} \Phi_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (I_q \Phi_d - I_d \Phi_q) \right] \quad (\text{II. 24})$$

- $\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [I_d (d/dt) \Phi_d + I_q (d/dt) \Phi_q]$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [d\theta/dt (I_q \Phi_d - I_d \Phi_q)]$: Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_e \Omega \quad (\text{II. 25})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Phi_d I_q - \Phi_q I_d] \quad (\text{II. 26})$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_q I_d + \Phi_f I_q] \quad (\text{II. 27})$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = p \Phi_f I_q \quad (\text{II. 28})$$

Avec:

p : nombre de pair de pôles

II.2.6. Modèle d'une MSAP

Suivant le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le vecteur d'état peut être constitué de trois ou de quatre variables d'état. Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le repère tournant d-q est décrit par le système ci-dessous [17]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p I_q \Omega + \frac{1}{L_d} U_d \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p I_d \Omega - \frac{p \Phi_f}{L_q} \Omega + \frac{1}{L_q} U_q \\ \frac{d}{dt} \Omega = \frac{3 p \Phi_f}{2 J} I_q + \frac{3 p (L_d - L_q)}{2 J} I_q I_d - \frac{1}{J} C_r - \frac{F_r}{J} \Omega \\ \frac{d}{dt} \theta = p \Omega \end{cases} \quad (II.29)$$

Avec: $U_{dq} = V_{dq} = [V_d \ V_q]^T$

Le modèle du MSAP dans le repère de Park peut être schématisé par la figure (II.4)

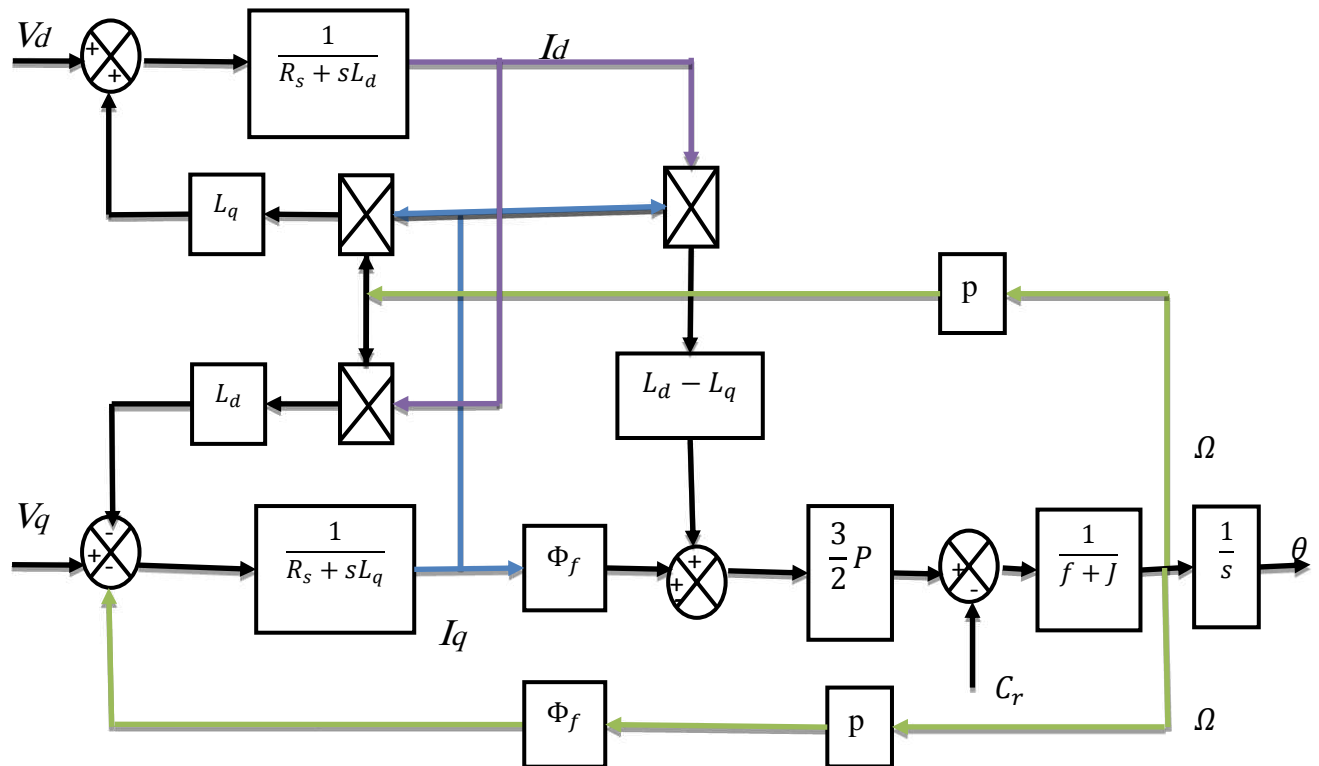


Figure (II.4): Le modèle de machine dans le repère de Park

II.2.7. Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variable d'état et le couple résistant C_r comme perturbation.

A partir des équations (II.21) on peut écrire le système d'équation suivant [18]:

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (\text{II. 30})$$

[A]: Matrice fondamentale qui caractérise le système

[B]: Matrice d'entrée

[V]: Vecteur de commande

[X]: Vecteur d'état (posons, $[X] = [I_d \quad I_q]^T$)

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (II.26) comme suit :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V] \quad (\text{II. 31})$$

Avec:

$$[X] = [I_d \quad I_q]^T \quad (\text{II. 32})$$

$$[V] = [V_d \quad V_q \quad \Phi_f]^T \quad (\text{II. 33})$$

ET:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II. 34})$$

ET on pose:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 35})$$

On peut écrire la matrice [A] comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \omega \quad (\text{II. 36})$$

De la forme:

$$[A] = [A_{01}] + \omega[A_{02}]$$

$$[A_{01}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, [A_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \omega \tag{II.37}$$

De la forme:

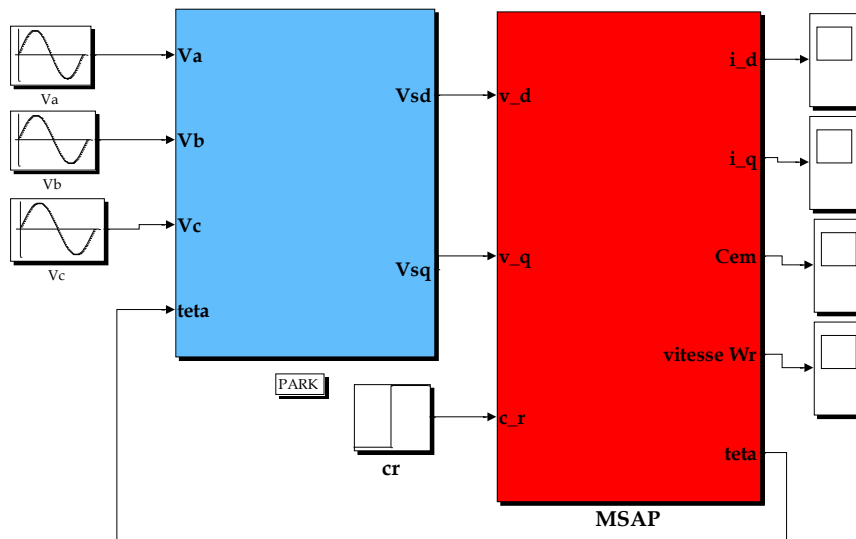
$$[B] = [B_{01}] + \omega[B_{02}]$$

Tel que :

$$[B_{01}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, [B_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

II.2.8. Bloc de simulation du MSAP

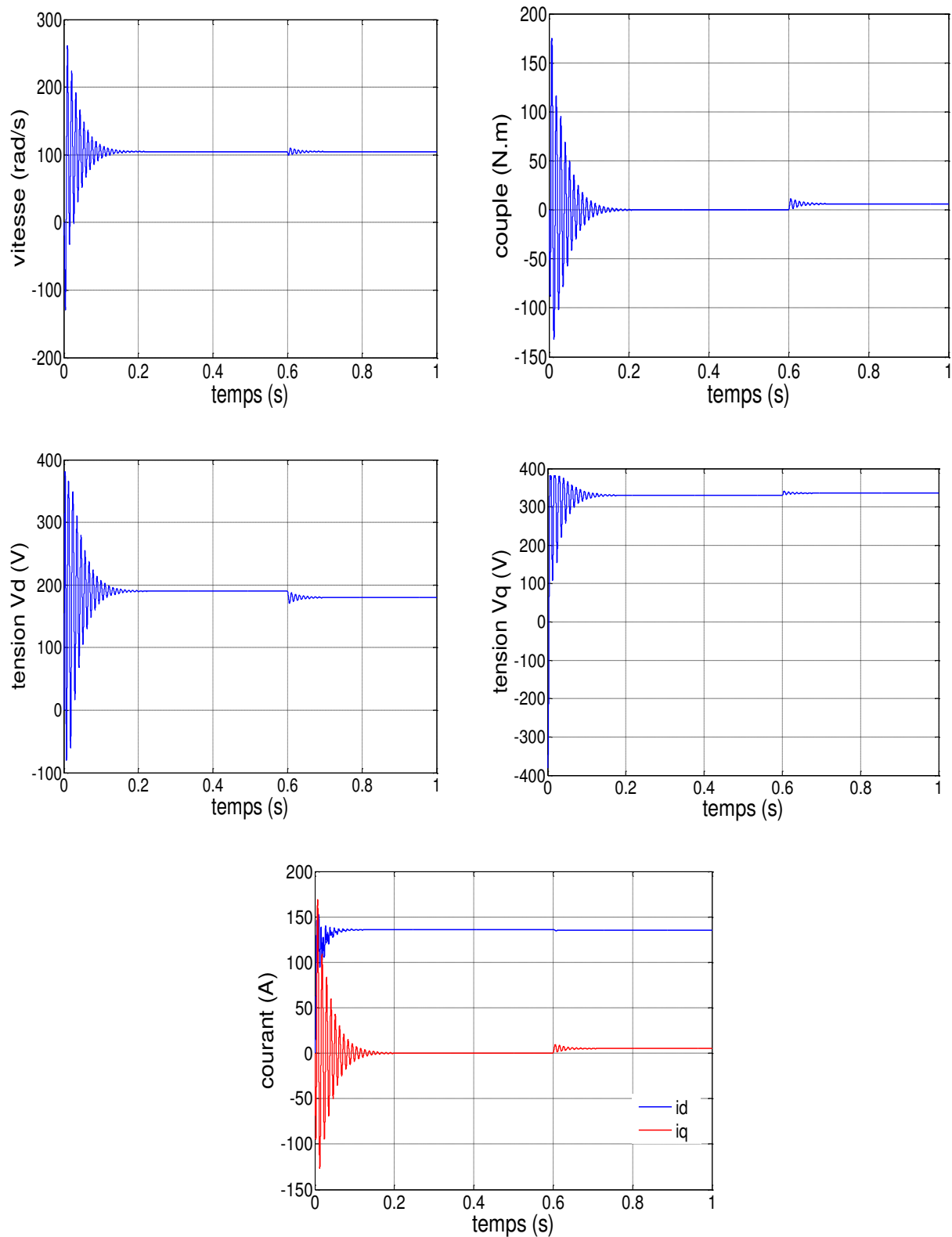
La simulation a été effectuée par le logiciel Simulink sous MATLAB, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :



Figure(II.5): Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension

II.2.9. Résultats de simulation

On démarrer la machine synchrone à aimant permanent à vide et après un $t=0.6s$ en charge cette machine à un couple résistant ($C_r = 6 \text{ N.m}$), on obtient les caractéristiques (I_d , I_q , couple, vitesse...) suivants:



Figure(II.6) : résultats de simulation de la MSAP avec l'application d'une charge de 6N.m a $t=0.6s$

II.2.9.1. Interprétation Des Résultats De Simulation

Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents par un programme MATLAB, Pour étudier les caractéristiques et les paramètres de cette machine sont indiqués au niveau de l'annexe. Par les étapes suivantes.

Les résultats précédant représente la réponse de la MSAP alimenté par un réseau triphasée 220/380 V, 50 HZ qui on démarrant à vide puis on appliquant un couple résistant de ($C_r=6N. m$) à l'instant ($t=0.6 s$).

On remarque des battements importants représente dans courbe de la vitesse tels que prend des valeurs négatives à cause de la contre réaction des masses qu'il ramène le moteur à l'état de repos au démarrage. Mais Après le régime transitoire, la vitesse se stabilise à une valeur nominale de 105 rd/s.

Au démarrage l'allure de couple électromagnétique (C_e) présente une allure identique à celle du courant (I_q), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, et l'allure des deux paramètres stabilise à zéro puisque la machine à vide. Et d'après l'application de la charge les deux courbes ils se stabilisent à une valeur nominale.

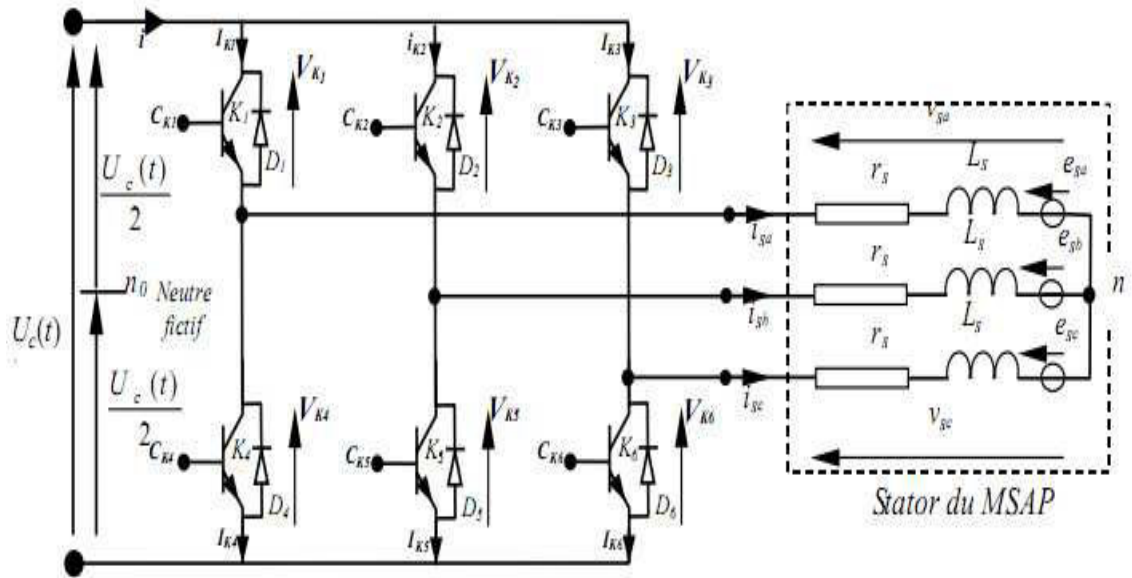
On observe des pics importants dans l'allure de courant (I_d) au démarrage, et cela s'explique par la Fem qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite elle se stabilise à une valeur nominale. Et après l'application de la charge le courant il garde la même valeur.

L'allure des tensions V_d , V_q coïncident à l'allure de courant I_d , I_q respectivement, à cause de couplage entre l'inducteur et l'induit, cette partie définit la transformation de Park.

II.3. Modélisation de l'onduleur de tension

II.3.1. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquençement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquées aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K_1 , K_4), (K_2 , K_5), (K_3 , K_6) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (II.7) :



Figure(II.7): Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit S_K , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$ [19], [20], [21]:

- $S_K=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert.
- $S_K=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$), alors

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{E}{3}(2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{E}{3}(2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{E}{3}(2S_3 - S_2 - S_1) \end{cases} \quad (II. 38)$$

Sous formes matricielle :

$$[S_K] = [S_1 S_2 S_3]^T \quad (II. 39)$$

$$[V_{sabc}] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T \quad (II. 40)$$

Où V_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = E[T_s][S_K] \quad (II. 41)$$

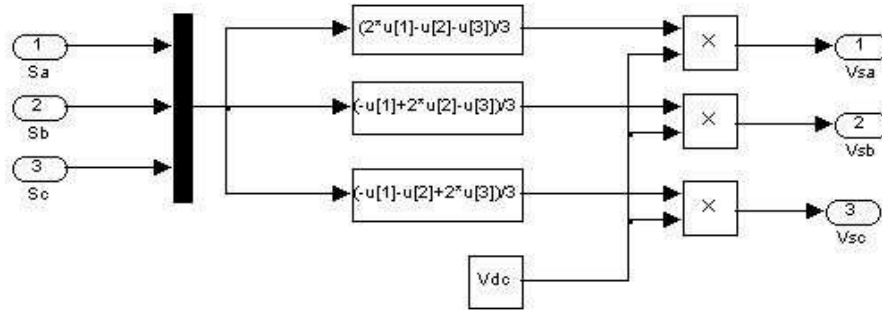
Le courant d'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation:

$$I_s = (I_{s1} S_1 - I_{s2} S_2 - I_{s3} S_3) \tag{II.42}$$

Avec:

$$\begin{cases} I_1 + I_2 + I_3 = 0 \\ V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0 \end{cases} \tag{II.43}$$

Le modèle (II.41) peut être représenté par le schéma suivant:



Figure(II.8): Modèle de l'onduleur triphasé

II.3.2. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion

Dans cette partie nous allons développer deux techniques de commande MLI à savoir la commande MLI sinus – triangle et la commande MLI vectorielle.

II.3.2.1. MLI sinus – triangulaire

Le principe général de la MLI sinus-triangle est la détermination des instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur à partir d'une comparaison d'un signal triangulaire (porteuse; avec une sinusoïde modulante qui représente l'image du signal souhaité à la sortie de l'onduleur, figure(II.6).

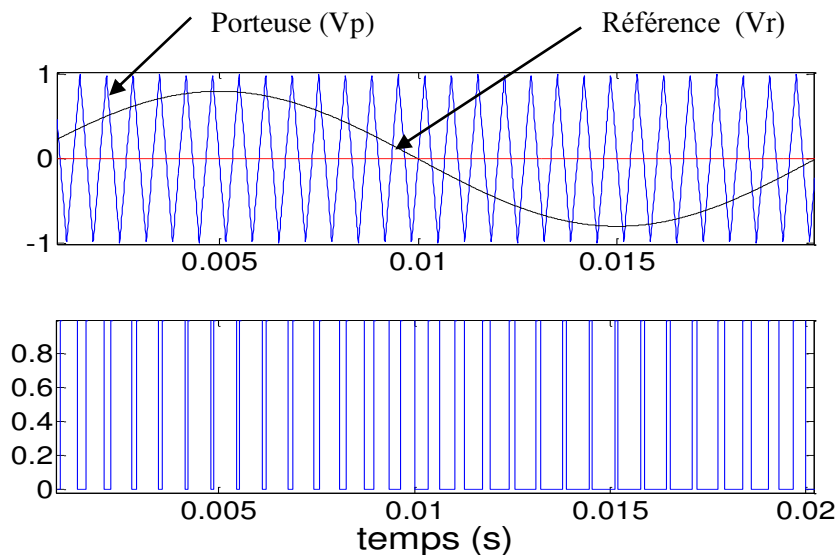


Figure (II.9) : Description de la commande MLI triangulo –sinusoïdal

II.3.2.1.1. Caractéristique de la MLI triangulo -sinusoïdale

Deux paramètres caractérisent la commande MLI triangulo –sinusoïdal :

L'indice de modulation m et le taux de modulation r . L'indice de modulation m est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence. La valeur de cet indice est sujette à un compromis entre un bon rejet des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur qui se détériore à cause des pertes de commutation.

$$m = \frac{f_p}{f}$$

Où: f est la fréquence de la tension de référence et f_p est celle de la porteuse.

Le taux de modulation r est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur de crête de la porteuse.

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p}$$

Où V_{ref} est l'amplitude de la tension de référence et V_p est celle de la porteuse.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [22]:

$$\begin{cases} X_1 = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0 \quad \frac{T_p}{2} \right] \\ X_2 = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2} \quad T_p \right] \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rb} = V_r \sin(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rc} = V_r \sin(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II. 45})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a , S_b et S_c des Interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation suivante :

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{sabc} - X(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{sabc} - X(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II. 46})$$

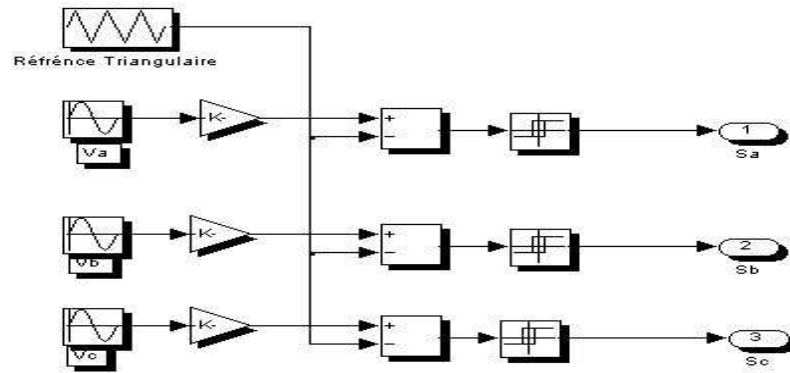


Figure (II.10): Schéma de simulation de la MLI à hystérésis

La figure (II.11) illustre le schéma de simulation de la MSAP machine alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI à hystérésis

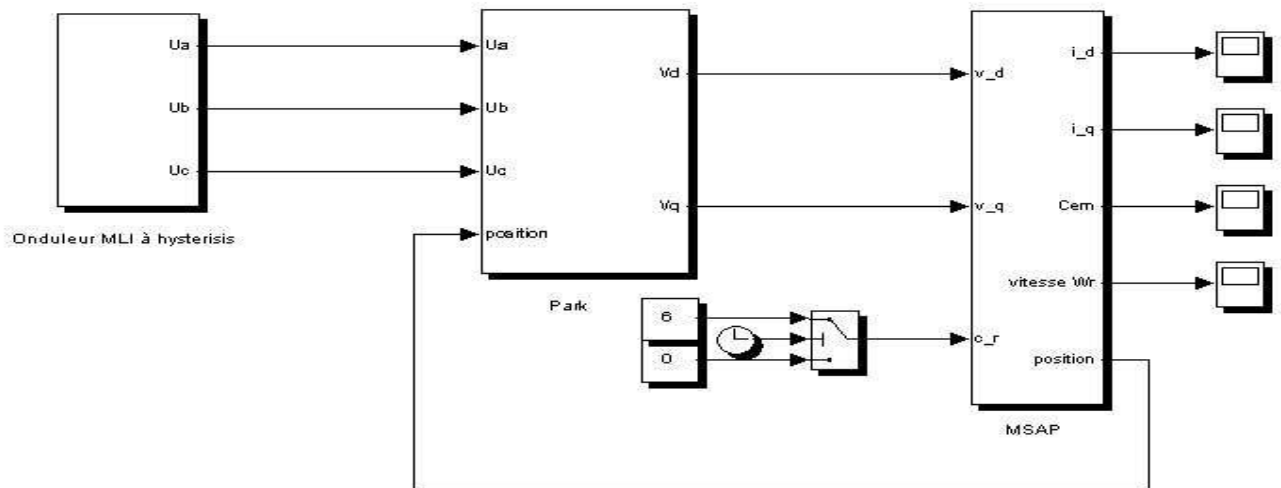
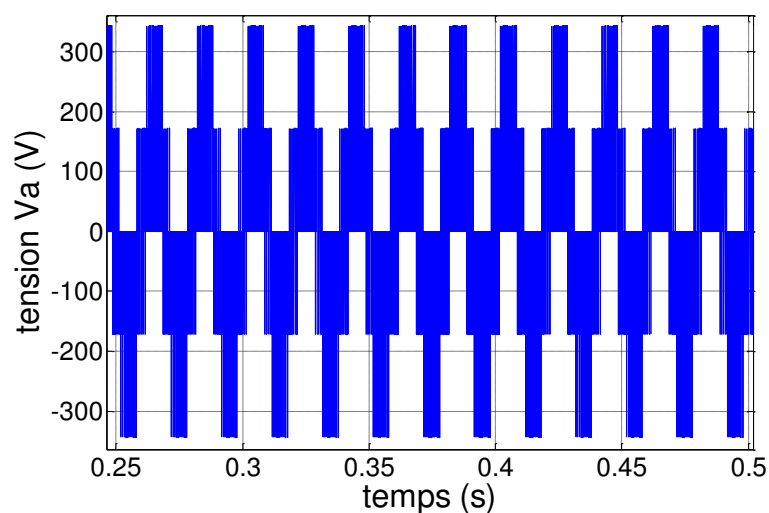


Figure (II.11): Schéma Bloc de la MSAP alimentée à onduleur de tension MLI à hystérésis

II.3.2.1.2. Résultats de simulation



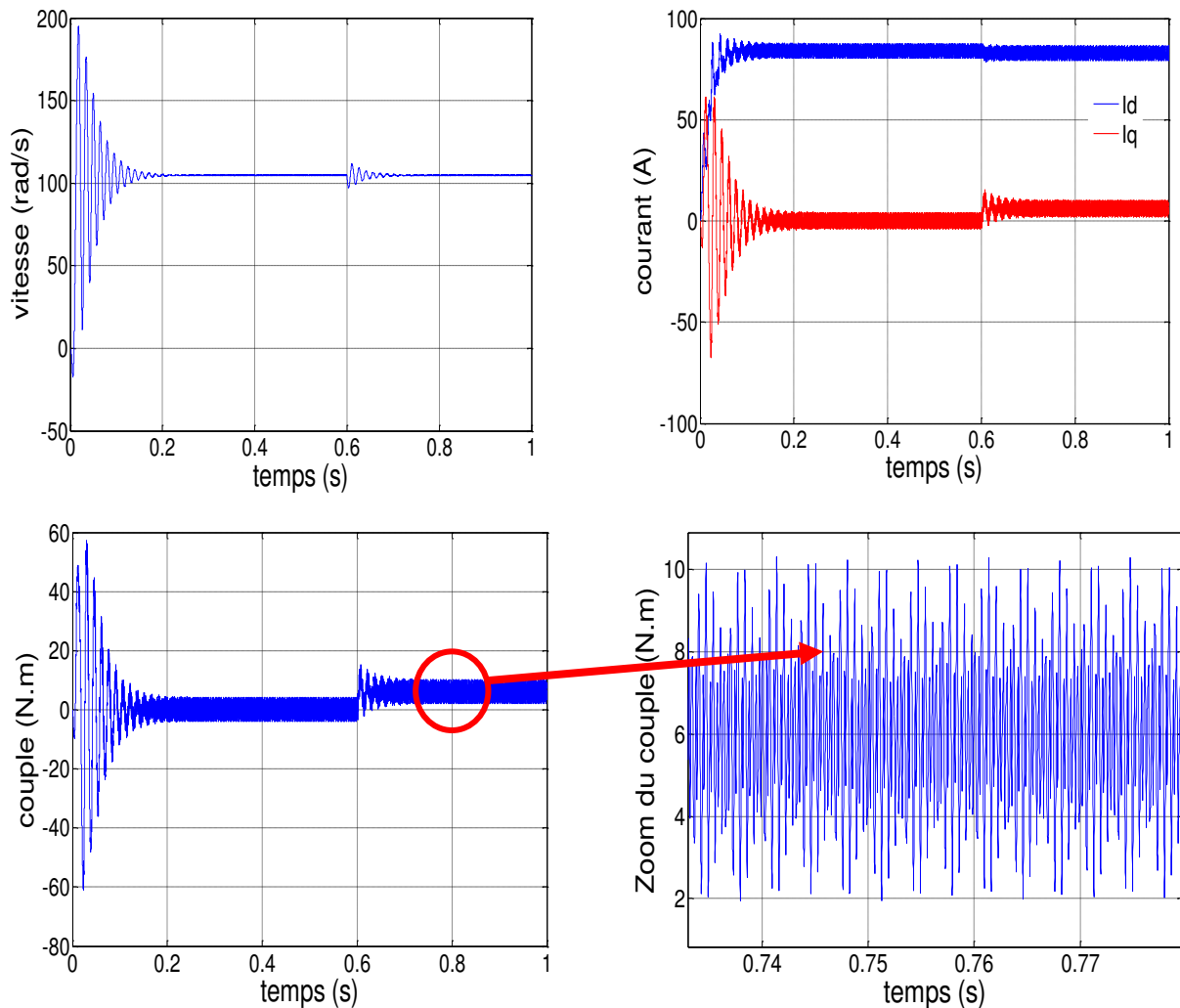


Figure (II.12): résultats de simulation de la MSAP commandée à onduleur de tension avec l'application d'une charge de 6N.m a $t=0.6s$

II.3.2.1.3. Interprétation Des Résultats De Simulation

Les résultats du programme de simulation présente l'association de la machine synchrone commandée par un onduleur de tension à la technique MLI. Avec l'application d'un couple de charge ($C_r=6Nm$).

Pour la caractéristique vitesse, l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négatives très faible et de courte durée, sans enroulements d'excitation, ni amortisseurs et puis elle se stabilise dans la valeur 105 rad/s.

L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 60 N.m, puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

Pour les caractéristique Id et Iq, au début du démarrage on voit des pics de courants assez importants qui sont présents et cela s'explique par la f.c.é.m. qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite cet est se rétablit à sa valeur nominale permanente après un temps assez court.

II.3.3. Commande MLI vectorielle

II.3.3.1. Principe de la commande MLI Vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants [23] :

- ❖ Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers T appelé période de modulation.
- ❖ Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- ❖ Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi – pont au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires K_1 et K_1' , K_2 et K_2' , K_3 et K_3' représentés par la figure (II.13).

Il existe huit combinaisons possibles (2^3) pour les bras de l'onduleur. Nous allons montrer en utilisant la transformation de Concordia qu'on peut obtenir huit différents vecteurs de tension en fonction de la commande des trois bras de l'onduleur.

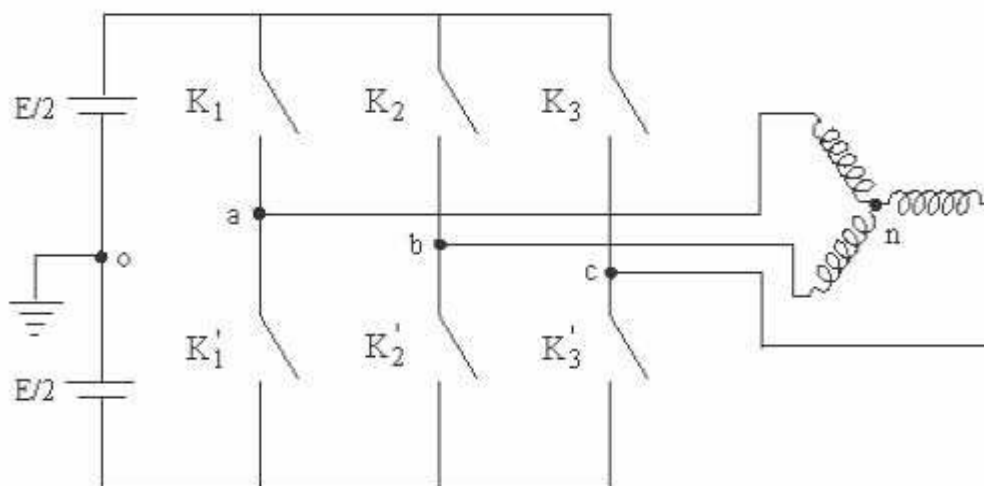


Figure (II.13): Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux

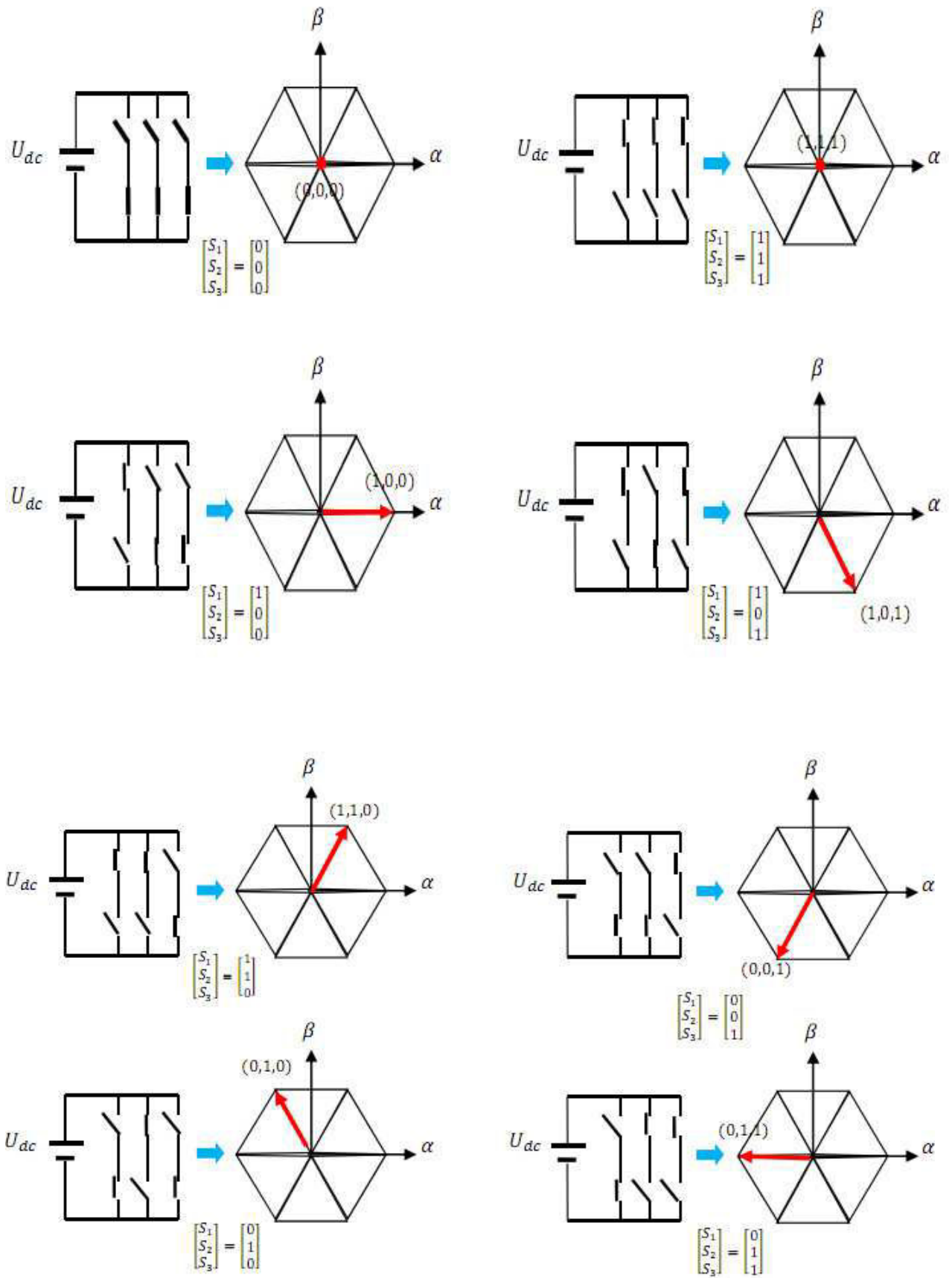


Figure (II.14): Différentes topologies de l'onduleur

Considérons que le vecteur tension désiré à la sortie de l'onduleur est donné par :

$$\vec{V}_s = \begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 47})$$

Les tensions entre phases sont données par :

$$V_{ab} = V_{aN} - V_{bN} , V_{bc} = V_{bN} - V_{cN} , V_{ca} = V_{cN} - V_{aN} \quad (\text{II. 48})$$

Si la charge est équilibrée on a $V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$, d'où :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{bc}) = \frac{1}{3}(2V_{aN} - V_{bN} - V_{cN}) \\ V_{sb} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) = \frac{1}{3}(-V_{aN} + 2V_{bN} - V_{cN}) \\ V_{sc} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) = \frac{1}{3}(-V_{aN} - V_{bN} + 2V_{cN}) \end{cases} \quad (\text{II. 49})$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation de Concordia. La transformation de Concordia calcule les composantes biphasées du référentiel stationnaire du vecteur tension de référence V_s . Ces composantes sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 50})$$

Le tableau(II.1) indique les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions V_a , V_b , V_c la valeur de leur composantes de Concordia V_α , V_β ainsi que le vecteur de référence V_s représentatif de ces états.

Deux de ces vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $E\sqrt{\frac{2}{3}}$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\frac{\pi}{3}$ figure (II.15). Chacun des couples de vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i = 1..6$) définissent les limites d'un des six secteur de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation \vec{V}_{i+1} correspond au vecteur \vec{V}_1).

Vecteur	S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} E$	0
V_2	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$\frac{1}{\sqrt{2}} E$
V_3	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$\frac{1}{\sqrt{2}} E$
V_4	0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} E$	0
V_5	0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} E$
V_6	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} E$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau(II.1) Calcul des vecteurs de tensions

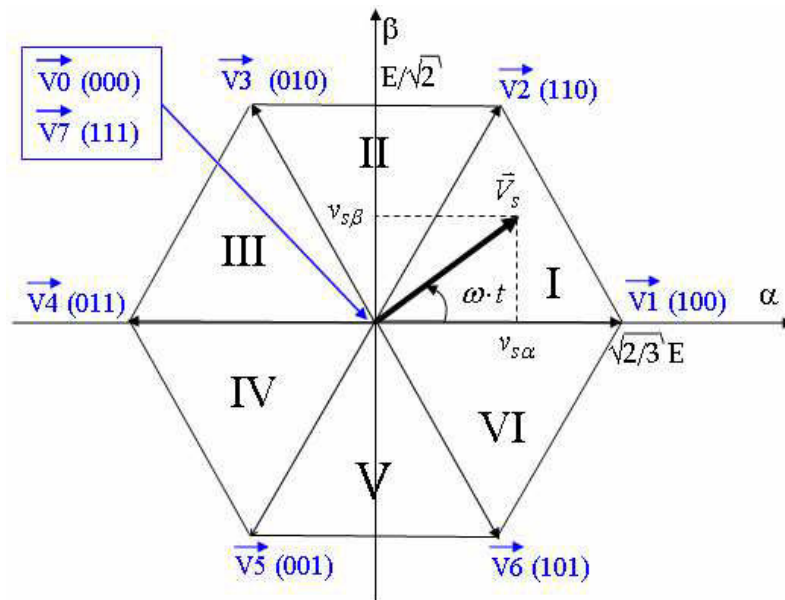


Figure (II.15) Représentation du polygone de commutation

II.3.3.2. Vecteur tension de référence

La transformation de Concordia de tensions triphasées V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} nous donne les composantes V_α , V_β du vecteur tension \vec{V}_s [22], [24]:

$$\begin{cases} V_{sa} = r \cdot \frac{E}{2} \cos \omega t \\ V_{sb} = r \cdot \frac{E}{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = r \cdot \frac{E}{2} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 51})$$

La transformation de Concordia donne :

$$\begin{cases} V_\alpha = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos \omega t \\ V_\beta = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin \omega t \end{cases} \quad (\text{II. 52})$$

Le vecteur tension \vec{V}_s tourne dans le sens trigonométrique à une vitesse angulaire égale à la pulsation ω . La tension de référence \vec{V}_s est reconstituée à chaque instant par les deux vecteurs adjacents \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i = 1..6$). Dans un temps très court le vecteur \vec{V}_s peut-être généré à partir des combinaisons de deux états des interrupteurs correspondants aux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} .

Lorsque le vecteur \vec{V}_s se trouve dans le secteur i , il peut être exprimé en fonction des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= \alpha_i \cdot \vec{V}_i + \alpha_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1} & (\text{II. 53}) \\ \alpha_i &= \frac{4}{\sqrt{3}} \cdot \alpha \cdot T \cdot \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \omega t\right) \\ \alpha_{i+1} &= \frac{4}{\sqrt{3}} \cdot \alpha \cdot T \cdot \sin\left(\omega t - (i - 1) \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Où α_i et α_{i+1} sont des coefficients à déterminer. A noter que tant que l'extrémité du vecteur \vec{V}_s reste à l'intérieur de l'hexagone défini par les extrémités des vecteurs \vec{V}_1 à \vec{V}_6 , c'est-à-dire tant que :

$$V_s \leq \frac{E}{\sqrt{2}} \Rightarrow r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \leq \frac{E}{\sqrt{2}} \Rightarrow r \leq \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \quad (\text{II. 54})$$

Les coefficients α_i et α_{i+1} ont une somme inférieure à l'unité.

II.3.3.3. Approximation du vecteur tension de référence

Si la condition (II.54) est vérifiée sur un intervalle de temps T assez bref pour qu'on puisse négliger la variation de \vec{V}_s pendant sa durée, on peut reconstituer la valeur moyenne de ce vecteur à l'aide des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} et du vecteur \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 . Pour cela, comme le montre l'équation (II.55), on impose aux interrupteurs de se trouver dans la configuration correspondant à :

- \vec{V}_i pendant une fraction α_i de l'intervalle T .
- \vec{V}_{i+1} pendant une fraction α_{i+1} de l'intervalle T .
- \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 pendant le reste de l'intervalle T .

La MLI vectorielle consiste à reproduire sur chaque période de modulation le processus qui vient d'être décrit de manière à suivre en moyenne l'évolution du vecteur \vec{V}_s .

II.3.3.4. Commande des interrupteurs

La modulation de largeur d'impulsions vectorielle est généralement réalisée de manière numérique. Dans cette technique de modulation, le vecteur tension de référence est échantillonnée avec un intervalle d'échantillonnage égal à la période de modulation. Durant chaque période de modulation le vecteur \vec{V}_s est considéré égal à sa valeur du milieu de la période de modulation.

Une période de la tension de référence correspond à un tour du vecteur V_s dans le plan V_α, V_β . Si la fréquence de modulation est égale à p fois la fréquence de \vec{V}_s alors chaque période de modulation correspond, dans le plan V_α, V_β à une période de modulation angulaire de $\frac{2\pi}{p}$, au centre duquel se trouve la référence qu'on souhaite obtenir en sortie, figure (II.16). La variable entière p utilisée dans la MLI vectorielle correspond à l'indice de modulation m utilisé dans la MLI sinus – triangle. D'ordinaire on prend un nombre entier k de périodes de modulation par secteur, soit $p = 6i$. Sur chaque période de modulation, l'équation (II.55) indique les durées qu'on doit imposer aux deux configurations correspondant aux deux vecteurs de sortie entre lesquels se trouve le vecteur \vec{V}_s et par conséquent la durée imposée à la configuration donnant un vecteur de sortie nul.

L'ordre dans lequel on fait succéder des configurations correspondants aux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} et du vecteur \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 durant la période de modulation est choisi de manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi – pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, et d'autre part, l'état des interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation, figure (II.17), [25].

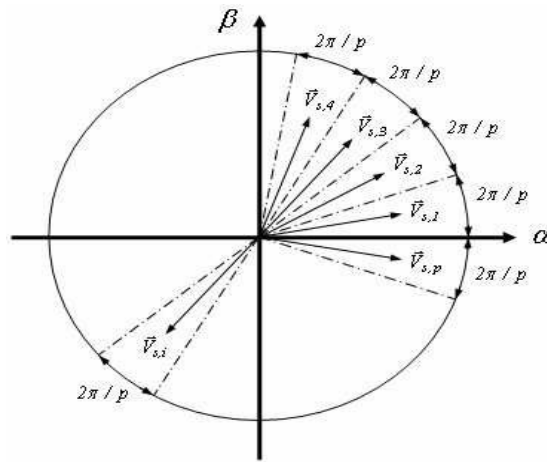


Figure (II.16): Echantillonnage de la tension de référence dans sa période

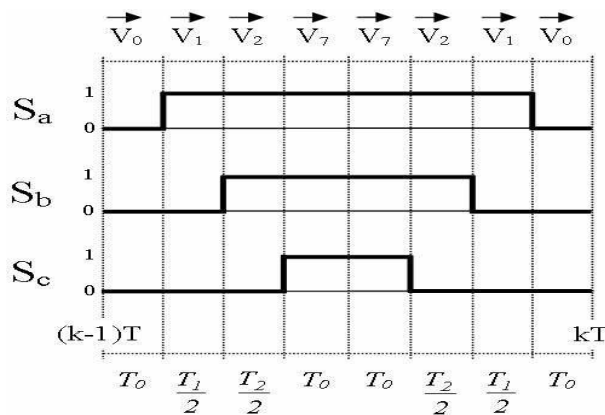


Figure (II.17): Etats des interrupteurs Sa, Sb et Sc dans le premier secteur de l'hexagone

II.3.3.5. Temps de commutations

Les temps de commutation des interrupteurs dans les six secteurs de l'hexagone de la figure(II.14), seront calculés comme il est montré par le tableau (II.1). Le vecteur \vec{V}_s est donné par les équations suivantes [24] :

$$\vec{V}_s = V_\alpha + jV_\beta \tag{II. 55}$$

Avec:

$$\begin{cases} V_\alpha = V_s \cdot \cos \theta \\ V_\beta = V_s \cdot \sin \theta \end{cases} \tag{II. 56}$$

On a aussi:

$$V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} E \tag{II. 57}$$

D'un autre coté la valeur de A de la figure (II.18) peut être calculée de deux manières :

$$A = \frac{T_1 \cdot V_1}{T} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (\text{II. 58})$$

d'où

$$T_1 = \frac{V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \cdot T}{V_1} = V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2} \cdot E} \quad (\text{II. 59})$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} T_1 &= V_s \left(\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos(\theta) - \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \sin(\theta) \right) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2} \cdot E} \quad (\text{II. 60}) \\ &= \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_\alpha - \frac{1}{2} V_\beta \right) \end{aligned}$$

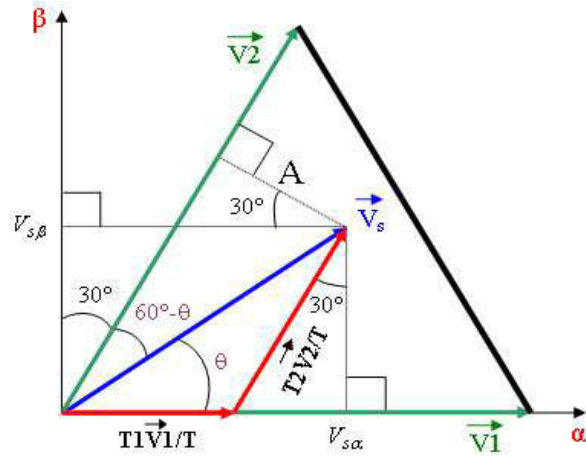


Figure (II.18): Calcul des temps de commutation T1 et T2 du premier secteur

d'où

$$T_1 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha - \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T \quad (\text{II. 61})$$

D'un autre coté la figure (II.16) nous donne :

$$\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_\beta}{\frac{T_2 \cdot V_2}{T}} \quad (\text{II. 62})$$

D'où

$$T_2 = V_\beta \cdot \frac{T}{V_2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = V_\beta \cdot \frac{T}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} \quad (\text{II. 63})$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

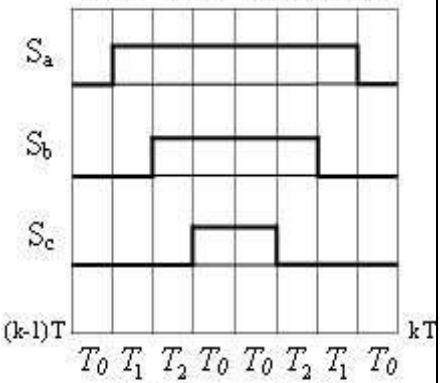
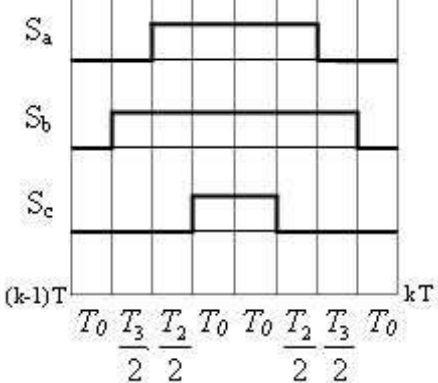
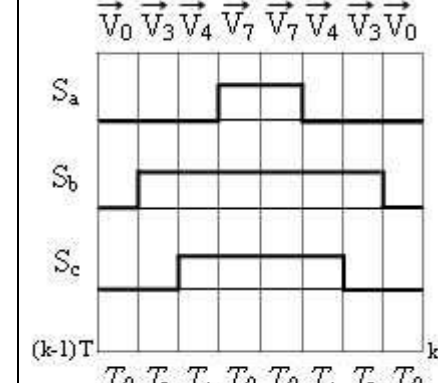
$$T_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot V_\beta}{E} \cdot T \quad (\text{II. 64})$$

En effectuant un calcul similaire pour chaque secteur, le temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone peut être obtenu. Le tableau (II.2) donne la valeur de ces temps ainsi que l'ordre de succession des configurations correspondants aux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} et du vecteur \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 durant la période de modulation.

La même procédure pour les autres secteurs sachant que :

- ❖ Les secteurs impairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_0]$
- ❖ Les secteurs pairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_7, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_0]$

Pour diminuer les nombre de commutation par période de modulation dans les secteurs pair en fait la permutation des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1}

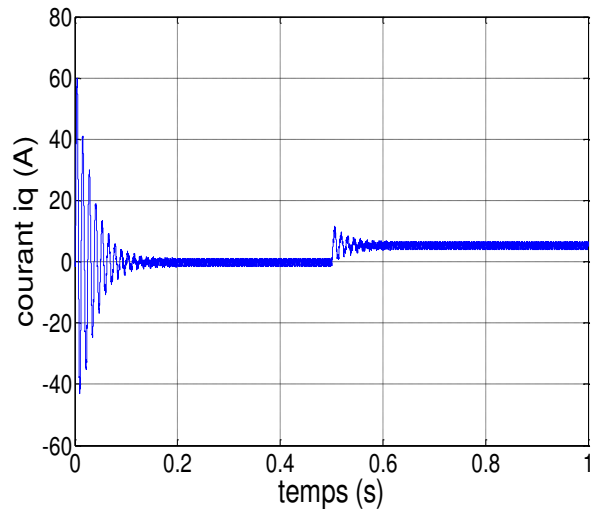
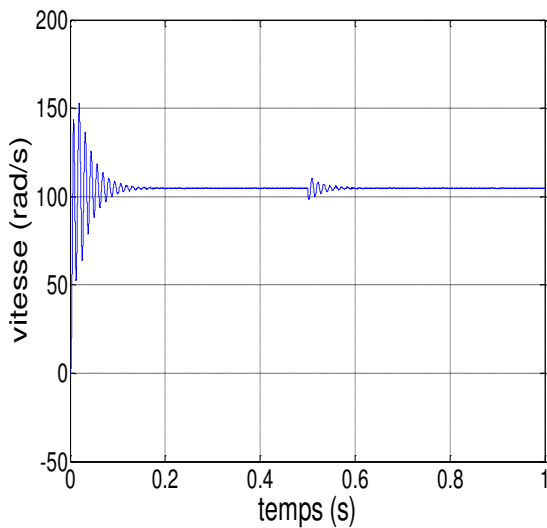
Secteur 02	Secteur 03	Secteur 04
$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_1 \vec{V}_0$ 	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_3 \vec{V}_0$ 	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_4 \vec{V}_3 \vec{V}_0$ 
$T_1 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha - \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_2 = V_\beta \cdot \frac{\sqrt{2}T}{E}$ $T_0 = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$	$T_2 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha + \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_3 = \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha + \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$	$T_3 = V_\beta \cdot \frac{\sqrt{2}T}{E}$ $T_4 = \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha - \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$

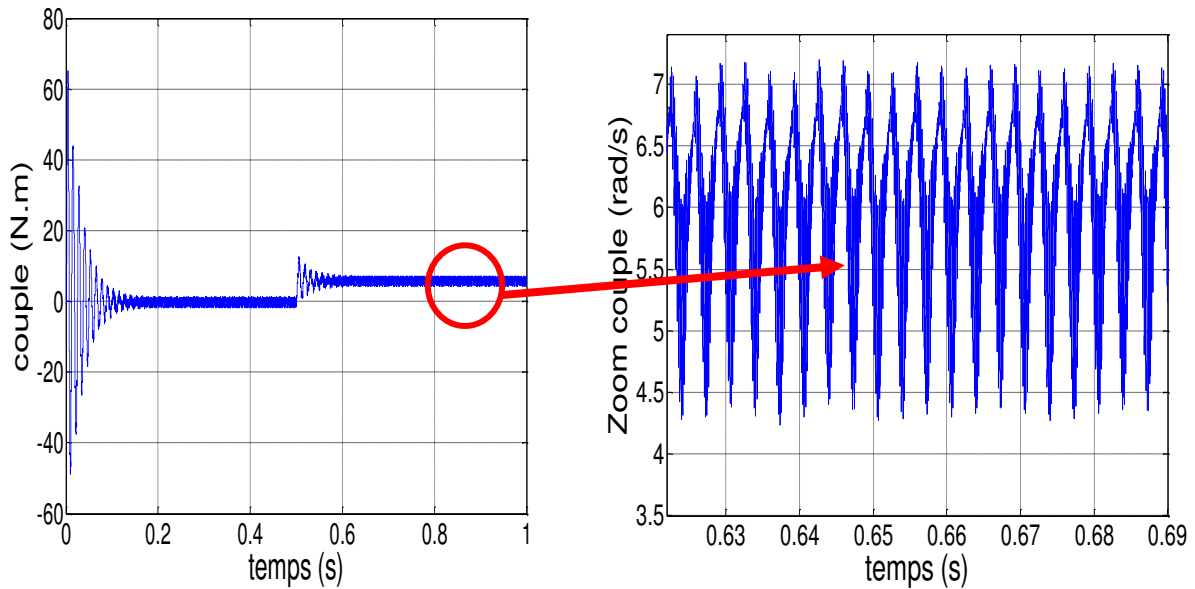
Secteur 04	Secteur 05	Secteur 06
$T_4 = \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha + \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_5 = -V_\beta \cdot \frac{\sqrt{2}T}{E}$ $T_0 = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha - \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_6 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha - \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$	$T_5 = -V_\beta \cdot \frac{\sqrt{2}T}{E}$ $T_6 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha + \sqrt{2} \cdot V_\beta}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$

Tableau (II.2): Description des séquences de conduction des interrupteurs

II.3.3.6. Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension SVM

Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. La figure (II.20) illustre le schéma de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI vectorielle (SVM):





Figure(II.20): Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension à SVM démarrage à vide suivi d'une application de charge de 6N.m à $t=0.5\text{sec}$.

Pour la caractéristique vitesse, l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négatives très faible et de courte durée, sans enroulements d'excitation, ni amortisseurs et puis elle se stabilise dans la valeur 105 rad/s.

L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 60 N.m, puis tendre vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

D'autre part, pour l'allure des courants présent on constate au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, en se basant sur un ensemble hypothèses simplificatrices. Par la suite, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le Principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des MLI les plus connues. La modulation de largeur d'impulsions à hystérésis (MLI à hystérésis) et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montré les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont: la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation.

CHAPITRE III

CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MSAP

III.1. Introduction

La commande directe du couple (DTC) venue de la nomination anglo-saxonne (Direct Torque Control) a été introduite en 1985 par DEPENDROCK et TAKAHASHI elle a connue des développements à la fin de 1980 notamment par ABB également appelée Direct Self- Control (DSC), elle est surtout utilisée en traction de forte puissance [8].

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux stator et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs. Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine.

L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée. Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de bases du contrôle direct du couple et l'application de cette méthode à la machine synchrone à aimant permanent [19].

III.2. Principes généraux de la commande directe de 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. La commande par DTC du MSAP, peut être schématisée par la figure suivante [21].

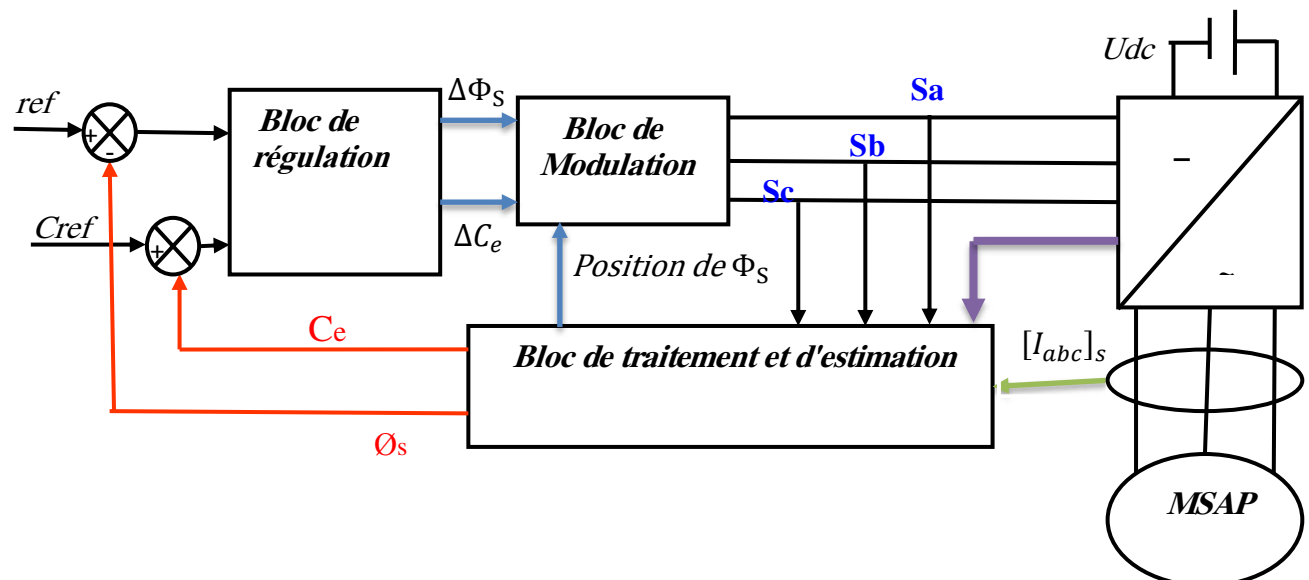


Figure (III-1) : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP

III.3. Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé

A partir de la structure de l'onduleur et son principe, nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de (S_a, S_b, S_c) . A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active ($V_1...V_6$) délivrées par l'onduleur pour alimenter le stator de la machine, et deux séquences de tension nulle (V_0 et V_7). Le vecteur tension complexe est ainsi définie par la transformation de Concordia suivante [8]:

$$\begin{cases} \vec{V}_s = V_\alpha + j \cdot V_\beta \\ V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[V_{sa} - \frac{1}{2} \cdot V_{sb} - \frac{1}{2} \cdot V_{sc} \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [V_{sb} - V_{sc}] \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} : sont les tensions simples sortie de l'onduleur Figure(III.1)

Les tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} sont estimées en fonction de la tension continu E et des états de commutation des bras de l'onduleur (S_a, S_b, S_c) . Donc les tensions d'alimentations de la MSAP sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{E}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{sb} = \frac{E}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_{sc} = \frac{E}{3} (2S_3 - S_2 - S_1) \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

En remplaçant les équations (III.2) dans (III.1), on obtient:

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[S_a - \frac{1}{2} \cdot S_b - \frac{1}{2} \cdot S_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [S_b - S_c] \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

Ou:

E : Tension du bus continu.

(S_a, S_b, S_c) : Etats de commutation de bras de l'onduleur.

Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls. On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables S_1, S_2, S_3 donnant un élément de l'ensemble (S_a, S_b, S_c) . Vu que, pour l'onduleur à 2-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différentes. La Figure. (III.2) illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenue analytiquement par l'équation (III.3).

On peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes (0, 0,0) et (1, 1,1) donnant origine au même vecteur tension nulle [25].

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans la Figure(III.3) :

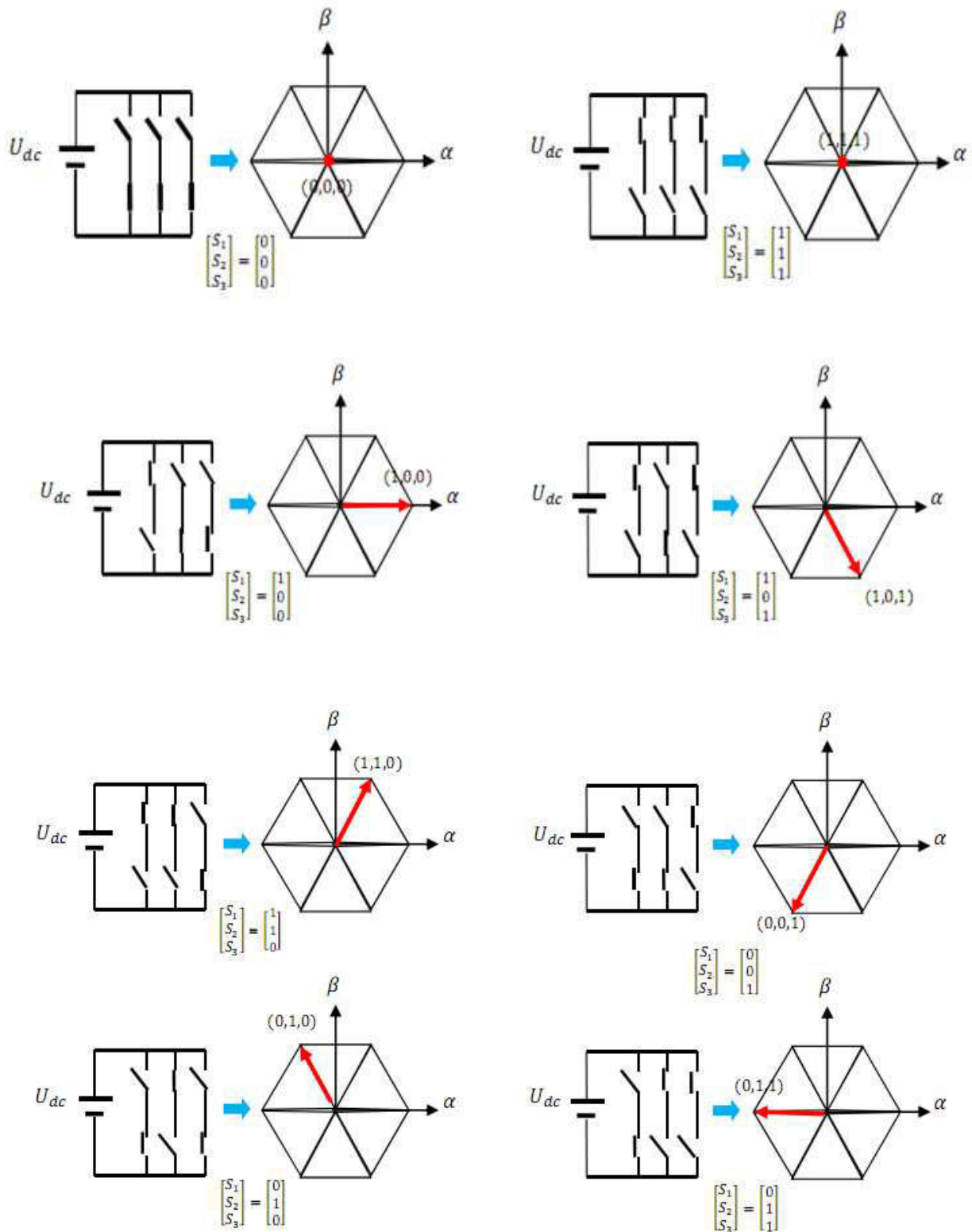


Figure (III.2): Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.

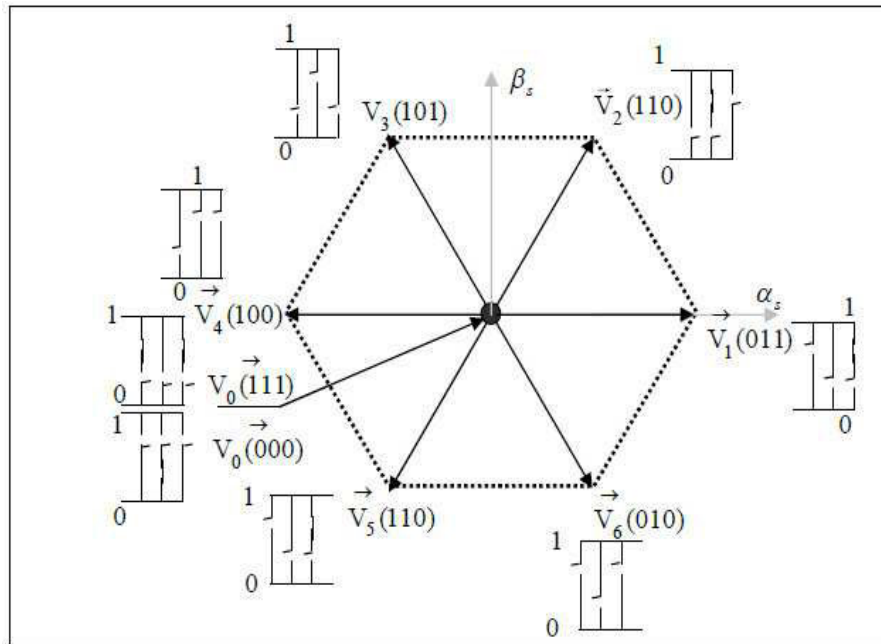


Figure (III.3) : Elaboration des vecteurs V_s ($S_a S_b S_c$) à partir de l'onduleur de tension [1]

III.4. Stratégie de commande directe du couple et du flux

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme e suivant [6], [8], [21]:

- 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.

III.5. Contrôle du flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur le contrôle du flux statorique, ainsi son expression dans le référentiel (α, β) est obtenu à partir de l'équation suivante : [21], [25], [26], [27]:

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \tag{III.4}$$

On obtient :

$$\Phi(t) = \bar{\Phi}(0) + \bar{V}_s(t) - R_s \int_0^t \bar{V}_s dt \tag{III.5}$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de la tension de la sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra :

$$\bar{\Phi}_s(t) \approx \bar{\Phi}_s(0) + \int \bar{V}_s \cdot dt \tag{III. 6}$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage $[0 \ T_e]$, les commandes (Sa Sb Sc) du convertisseur sont fixes. Un parmi les six vecteurs de tension est appliqué au MSAP et chaque vecteur appliqué pendant la période d'échantillonnage reste constant, la relation (III.6) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\bar{\Phi}_s(K + 1) \approx \bar{\Phi}_s(K) + \bar{V}_s T_e \tag{III. 7}$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \tag{III. 8}$$

Où

$\Phi_s(k)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k.

$\Phi_s(k + 1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k+1.

$\Delta \Phi_s$: La variation du flux statorique

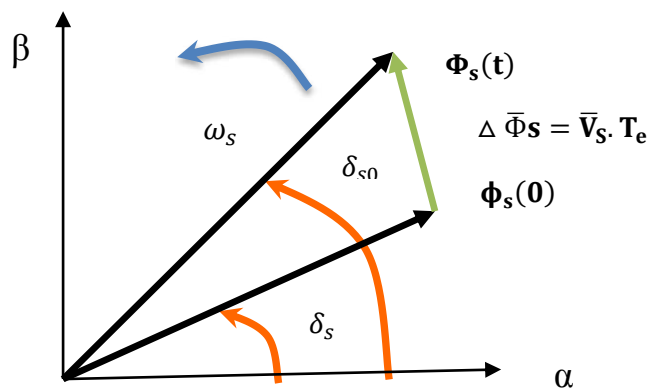
La relation (III.8) montre que la variation du flux est directement proportionnelle au vecteur de tension appliquée aux bornes de la MSAP.

- Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan $(\alpha \ \beta)$

A des vitesses élevées de la MSAP, le terme $R_s \cdot \bar{I}_s$ de la relation (III.3) peu être négligée par rapport au deuxième terme:

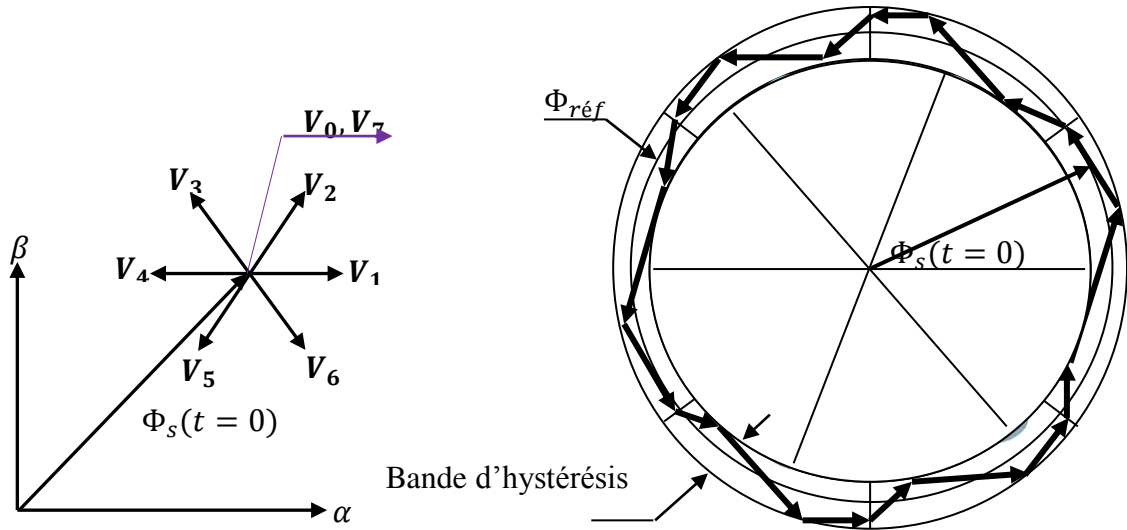
$$\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \approx \bar{V}_s \tag{III. 9}$$

La relation (III.9) montre que la dérivée du vecteur du flux qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égale au vecteur de tension V_s . l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué. La figure (III. 4) illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur tension $V_s = V_3$.



figure(III. 4): Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ

On peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (III-5) qui prend pour exemple une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence.



figure(III. 5): Trajectoire du flux statorique.

III.6. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [25]:

$$\bar{C}_{em} = K \cdot \bar{\Phi}_s \bar{\Phi}_f \sin(\gamma_0) \tag{III. 10}$$

Tel que :

$$K = \frac{p}{L_q}$$

Avec :

$\bar{\Phi}_s$: Le vecteur de flux statorique.

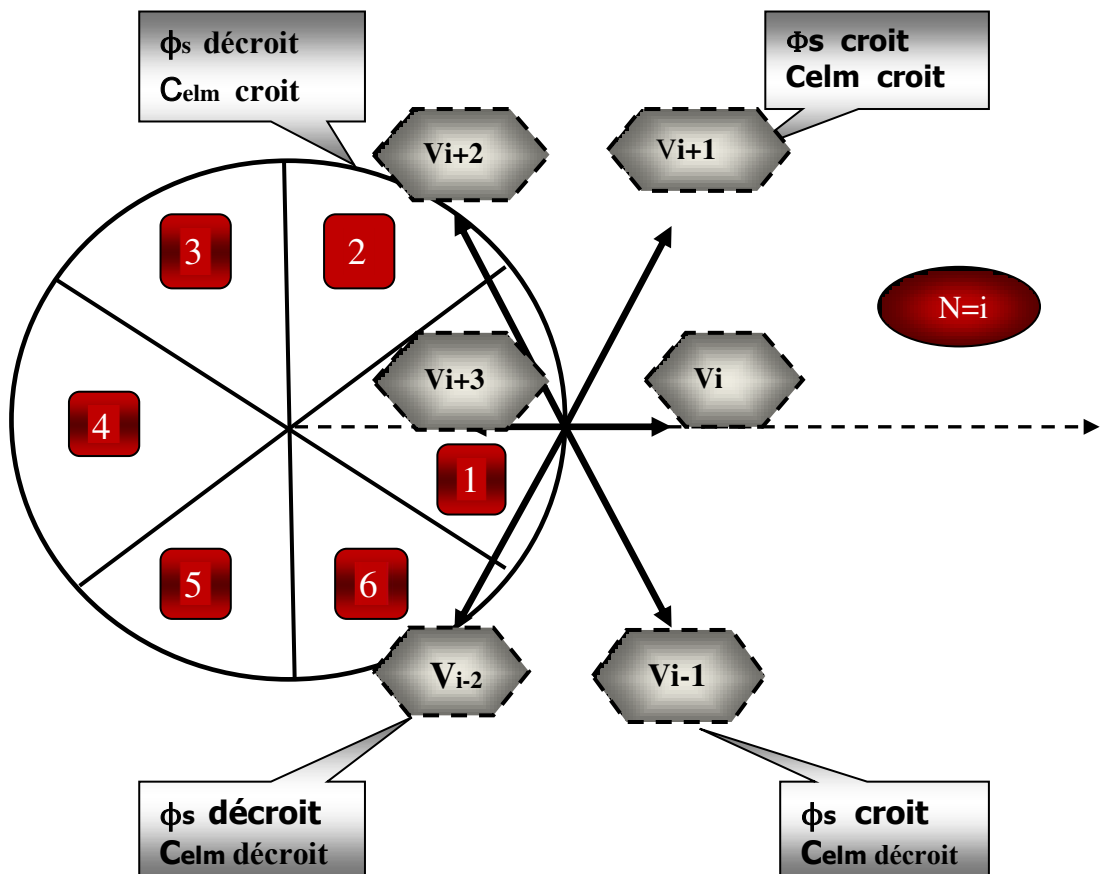
$\bar{\Phi}_f$: Le vecteur de flux rotorique (aimant) ramené au stator.

γ_0 : L'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

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

III.7. Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique Φ_s , l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi 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. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et 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 V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} sur toute la zone i ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la Figure (III.6) [28].

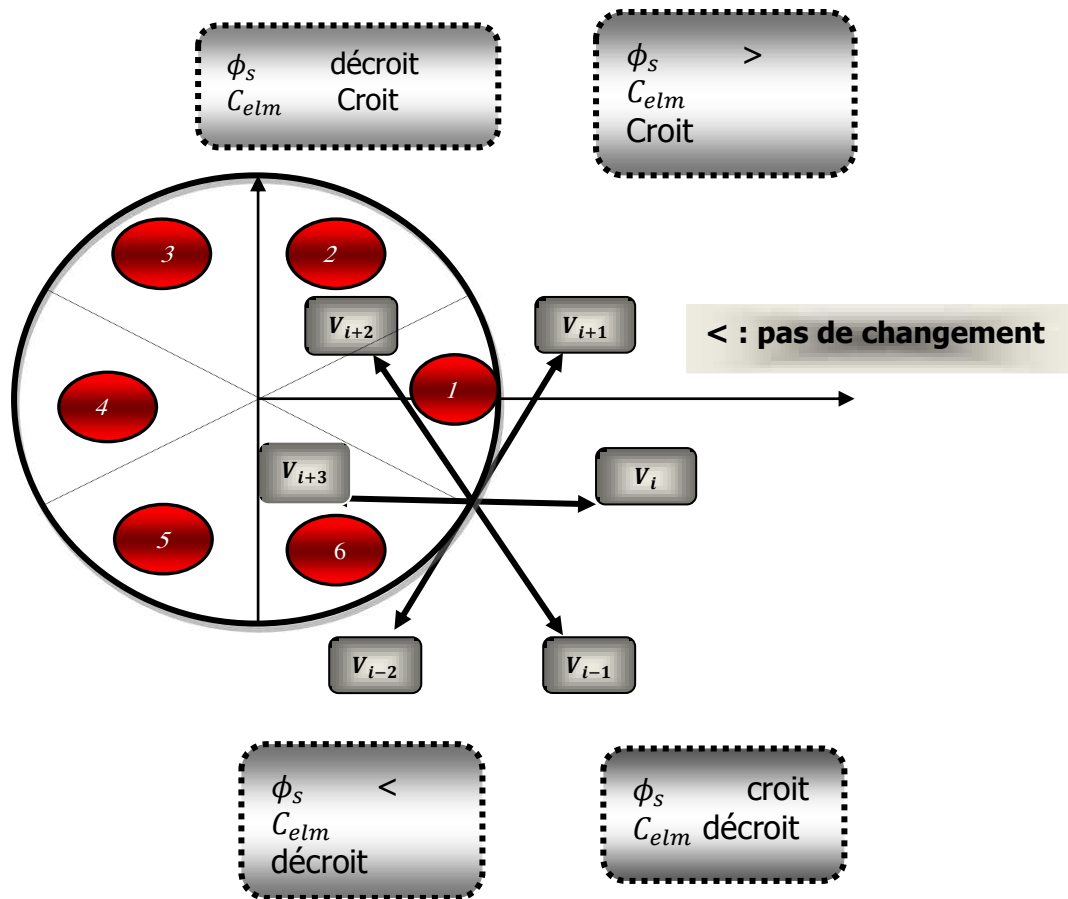


figure(III. 6): Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$. [15]

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux.

Mais comme on a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.



figure(III. 7): Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

III.8. Estimateurs

III.8.1. Estimation du flux statorique

La structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non. L'estimateur classique du "modèle tension" est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes [21], [25], [28]:

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{\alpha s} + j\Phi_{\beta s} \tag{III .11}$$

Alors le module de flux Φ_s s'écrit

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Les composantes du vecteur courant $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenues à partir de la transformation de Concordia (rotation) des courants de ligne mesurés :

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} [I_d \cos(\theta) - I_q \sin(\theta)] \quad (\text{III.14})$$

$$I_{s\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} [I_d \sin(\theta) + I_q \cos(\theta)] \quad (\text{III.15})$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{dc} [(S_b - S_c)] \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

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

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur Φ_s est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.17})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

III.8.1. Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple électromagnétique uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux $\Phi_{s\alpha}$, $\Phi_{s\beta}$ et courant $I_{\alpha s}$, $I_{\beta s}$) à partir de leurs composantes (α , β), le couple peut se mettre sous la forme [3], [25], [31]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (III.18)$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants

III.9. Elaboration des contrôleurs

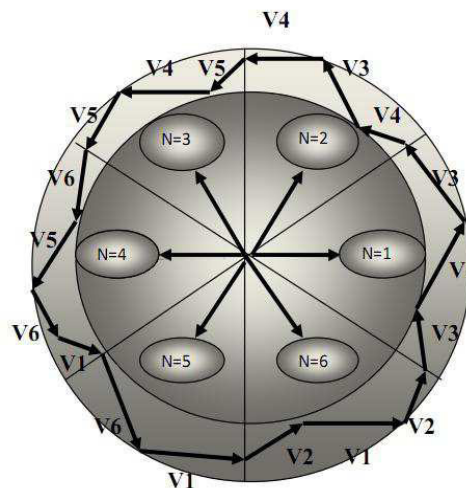
III.9.1. Elaboration des contrôleurs du flux statorique

On a vu, lorsque le flux se trouve dans la zone $N=i$, V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, Figure (III.8.a). Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne [25], [28]:

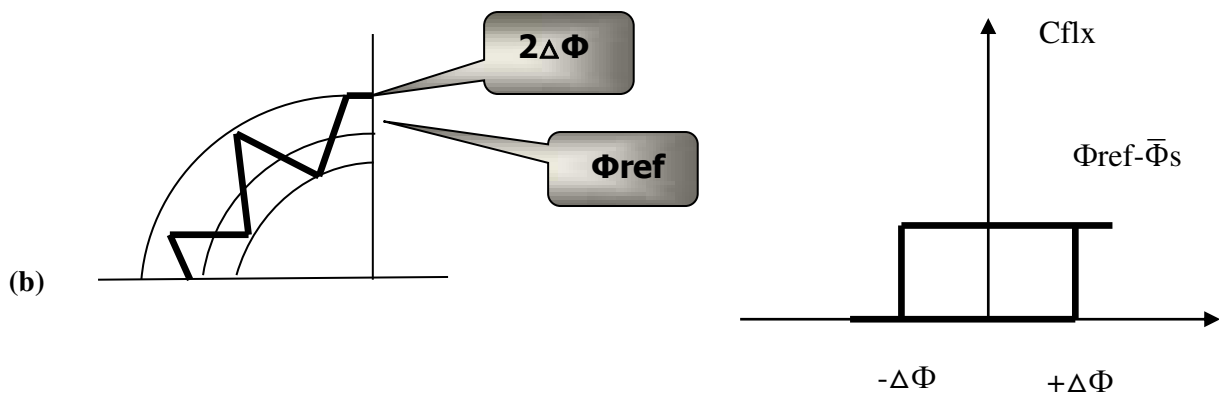
- ❖ 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- ❖ 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. Le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée à la commande étudiée. En effet avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_s , dans une couronne circulaire Figure(III.8.b).

La sortie du contrôleur de flux c_{flx} , indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de respecter $\Phi_{ref} - \hat{\Phi}_s < \Delta\Phi$, avec Φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\Phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur. Figure (III.8):



figure(III. 8. a): Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle De l'amplitude ϕ_s .



figure(III. 8. b): Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

III.9.2. Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites de façon à maintenir : $(C_{e\text{-réf}} - \hat{C}_e) \leq \Delta C_e$

Avec:

C_e : Le couple électromagnétique ;

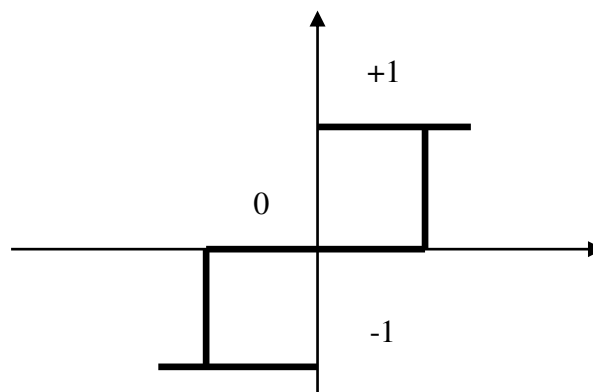
$C_{e\text{-réf}}$: La référence de couple

ΔC : 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 trois niveaux.
- ❖ un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

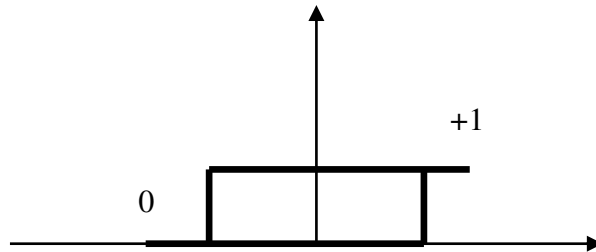
III.9.2.1. Correcteur à trois niveaux



figure(III. 9): Comparateur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_{ce} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{ce} = 1$) pour une consigne positive et ($C_{ce} = -1$) pour une consigne négative ou diminuée ($C_{ce} = 0$). Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure [26], [29].

III.9.2.2. Correcteur à deux niveaux



figure(III. 10): Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de Φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux Φ_s . 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 N_i , 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 [25],[33].

III.10. Elaboration des tables de commutation

III.10.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\Phi_s$ et du couple ΔC_e 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 $\Delta\Phi_s$ et ΔC_e suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application n d'un vecteur de tension statorique [26].

	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(III.1): Table de commutation généralisée.

III.10.2. Table de commande du flux

La table de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
↑ Φ_s	$V_6V_1V_2$	$V_1V_2V_3$	$V_2V_3V_4$	$V_3V_4V_5$	$V_4V_5V_6$	$V_5V_6V_1$
↓ Φ_s	$V_3V_4V_5$	$V_4V_5V_6$	$V_5V_6V_1$	$V_6V_1V_2$	$V_1V_2V_3$	$V_2V_3V_4$

Tableau(III.2): Table de commande du flux

III.10.3. Table de commande du Couple

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
↑ C_{em}	V_2V_3	V_3V_4	V_4V_5	V_5V_6	V_6V_1	V_1V_2
↓ C_{em}	V_5V_6	V_6V_1	V_1V_2	V_2V_3	V_3V_4	V_4V_5

Tableau(III.3): Table de commande du Couple

III.10.4. Table de commutation avec les vecteurs tensions active

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
(↑ Φ_s)&(↑ C_{em})	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
(↑ Φ_s)&(↓ C_{em})	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
(↓ Φ_s)&(↑ C_{em})	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
(↓ Φ_s)&(↓ C_{em})	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau(III.4): Table de commutation avec les vecteurs tensions active

III.10.5. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

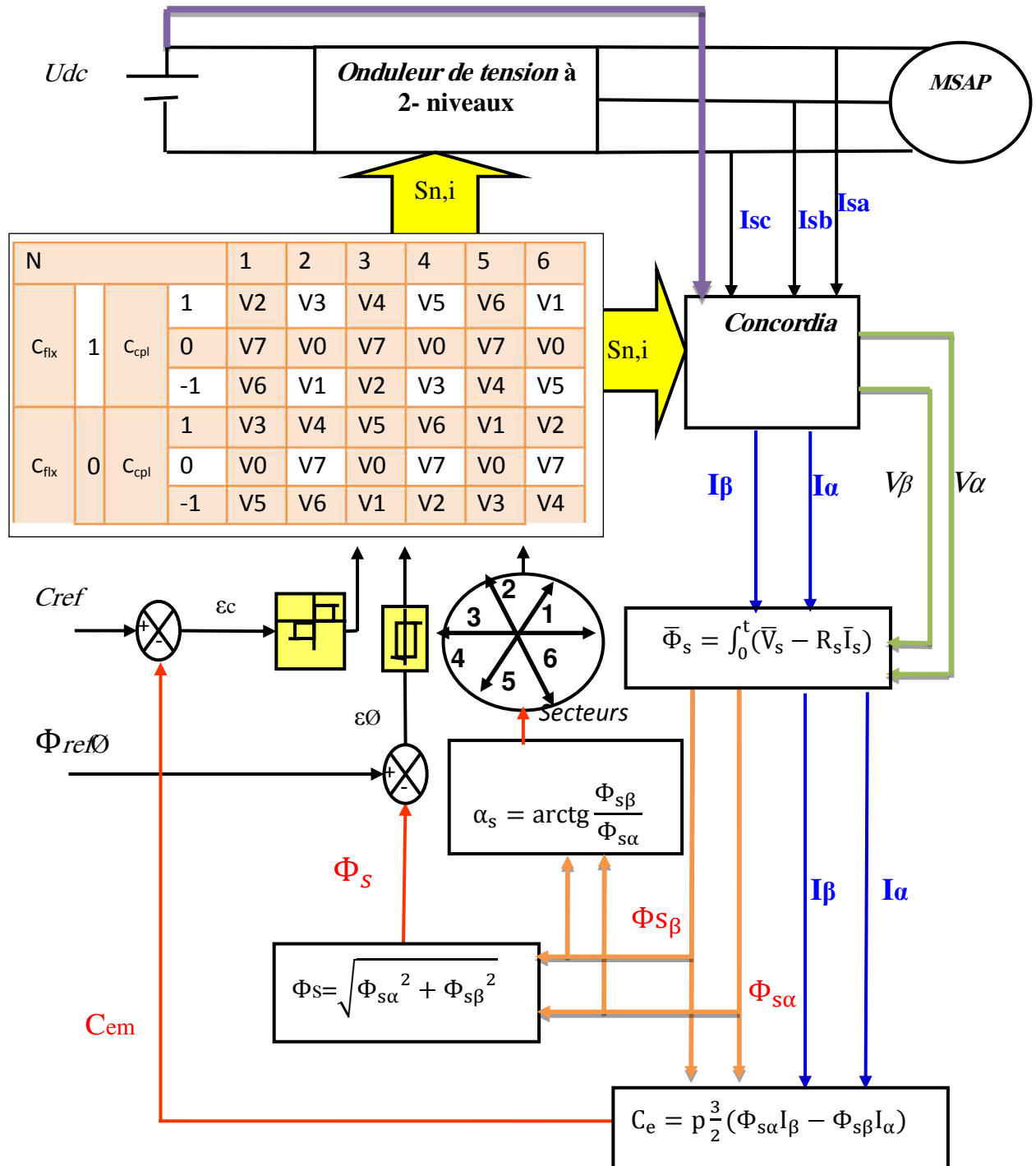
On peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP [16].

N_t		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C\Phi_s = 1$	$C_{Cem} = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$C_{Cem} = 0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	$C_{Cem} = -1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$C\Phi_s = 0$	$C_{Cem} = 1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$C_{Cem} = 0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	$C_{Cem} = -1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau(III.5): Table de commutation avec vecteurs nuls selon Takahashi avec comparateur à trois niveaux du couple.

III.11. Structure générale du contrôle direct du couple

La figure (III.11) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions actives. Il y'a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduits dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande [16].



figure(III. 11): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

III.12. Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel Représenté par la figure (III.12):

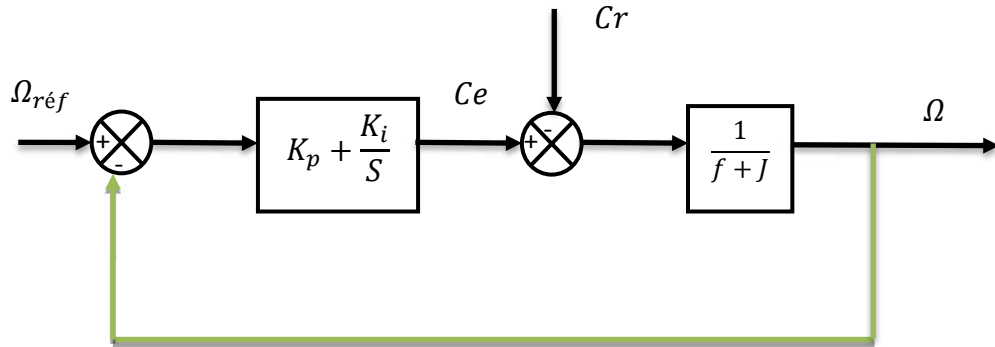


Figure (III.12):Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace:

$$\Omega(s) = \frac{1}{f + J} [Ce(s) - Cr(s)]$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors ($Cr(s)=0$):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + f}{K_i}\right) s + 1} \Omega_{réf}$$

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1}$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} ; \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} ; \frac{K_p}{K_i} = \tau$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

τ : Constant de temps associé au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ($\xi = 1$), on obtient :

On aura:

$$K_p = \frac{4J}{\tau} ; K_i = \frac{4J}{\tau^2} ; K_p = K_i \tau$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$K_p = 1.7 ; K_i = 102.45$$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

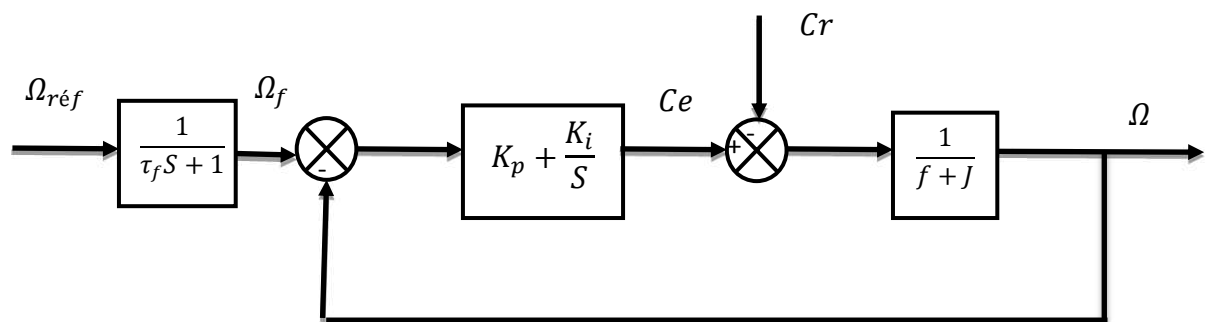


Figure (III.13): Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{réf}} = \frac{1}{\tau_f S + 1}$$

τ_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la Consigne

III.13. Résultats de simulation de la commande par DTC du MSAP

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par le vecteur de commande élaborée par une DTC classique avec boucle de vitesse. La simulation ont été faite avec une consigne de flux $\Phi_s \text{ réf} = 0.3\text{Wb}$, une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.01 [Wb], et une bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.01 [Nm]. Nous avons utilisé la table de sélection (Tableau(III.5)) avec vecteurs nuls. On a effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

- Fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide.
- Fonctionnement en charge avec variation du sens de rotation.
- Variation de la charge avec une consigne de vitesse constante.
- Variation de la vitesse avec un démarrage à vide.

III.13.1 Schéma de simulation

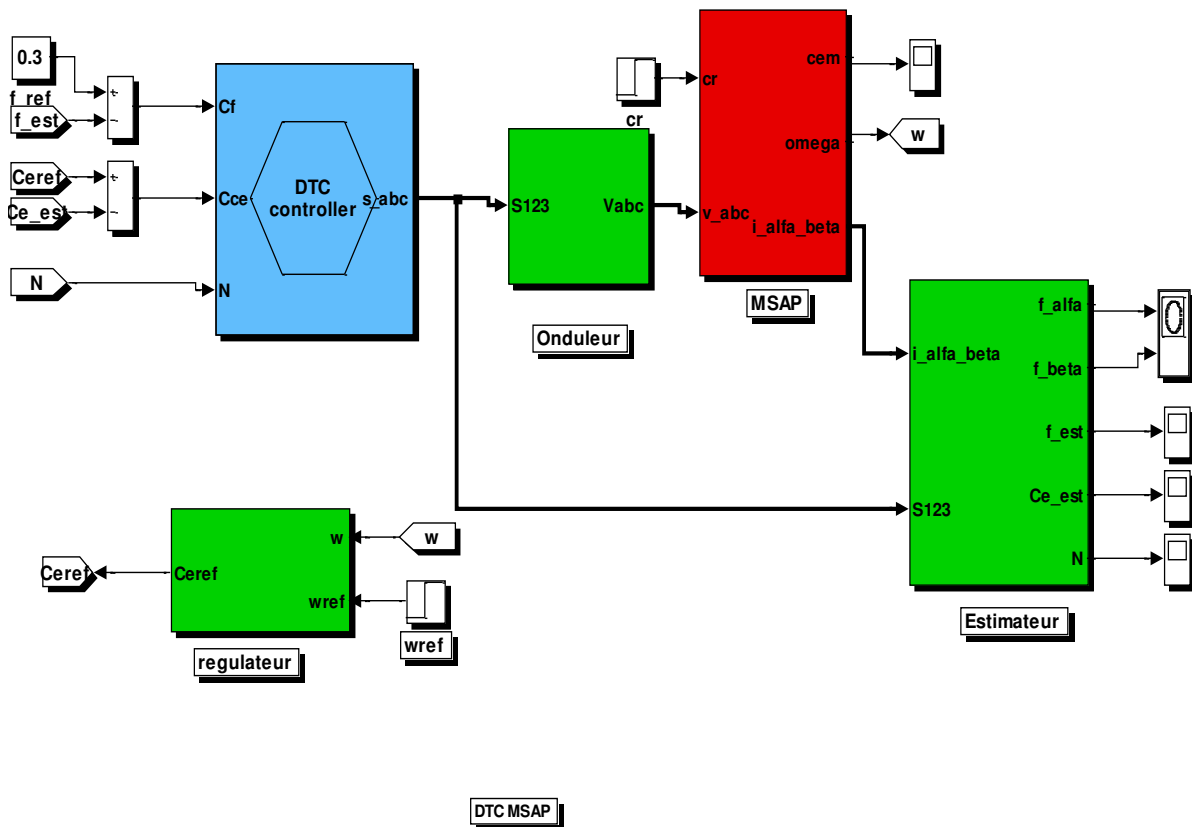
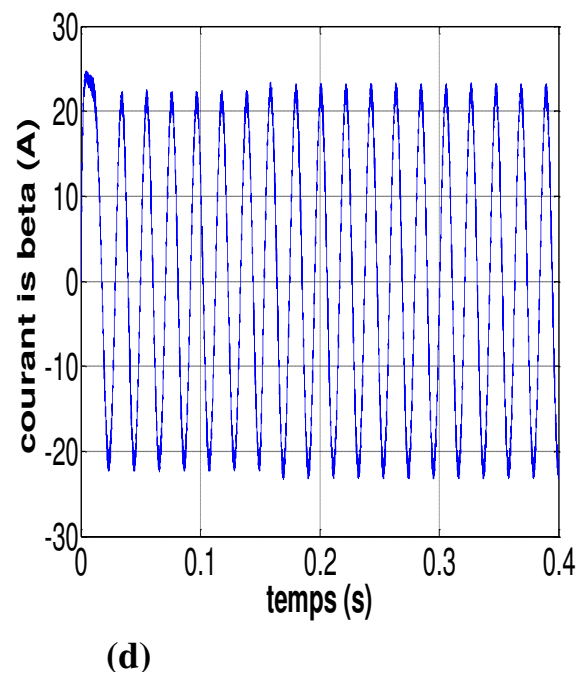
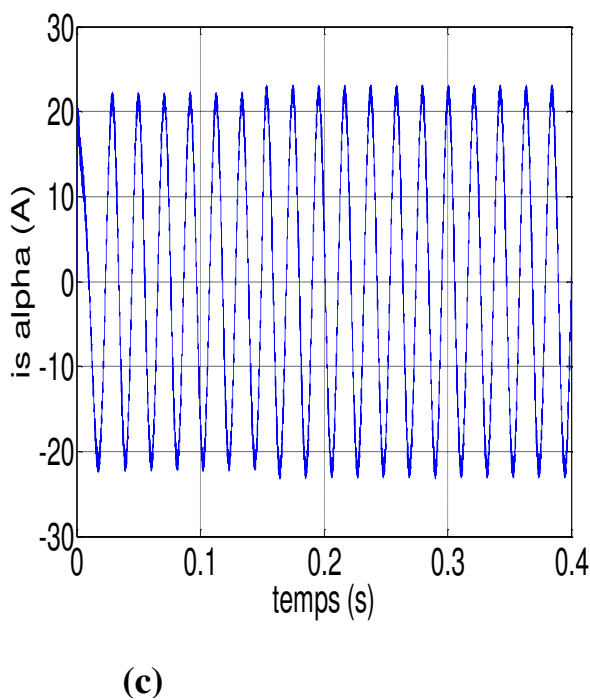
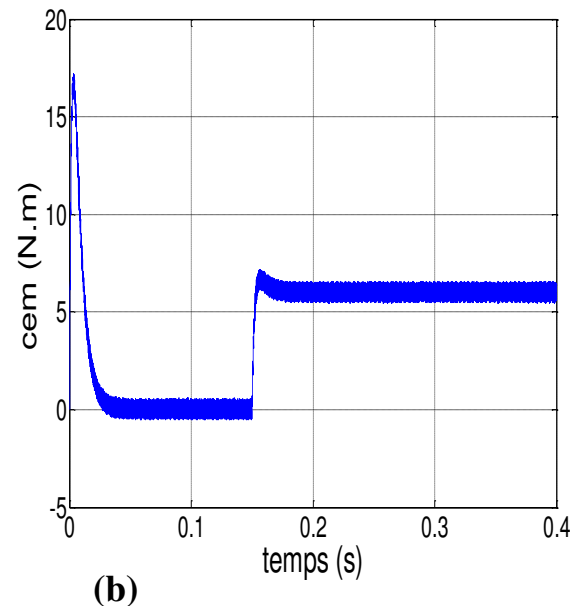
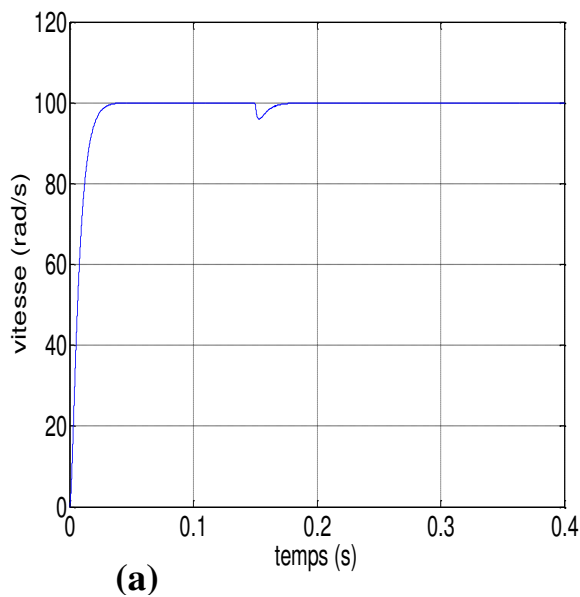


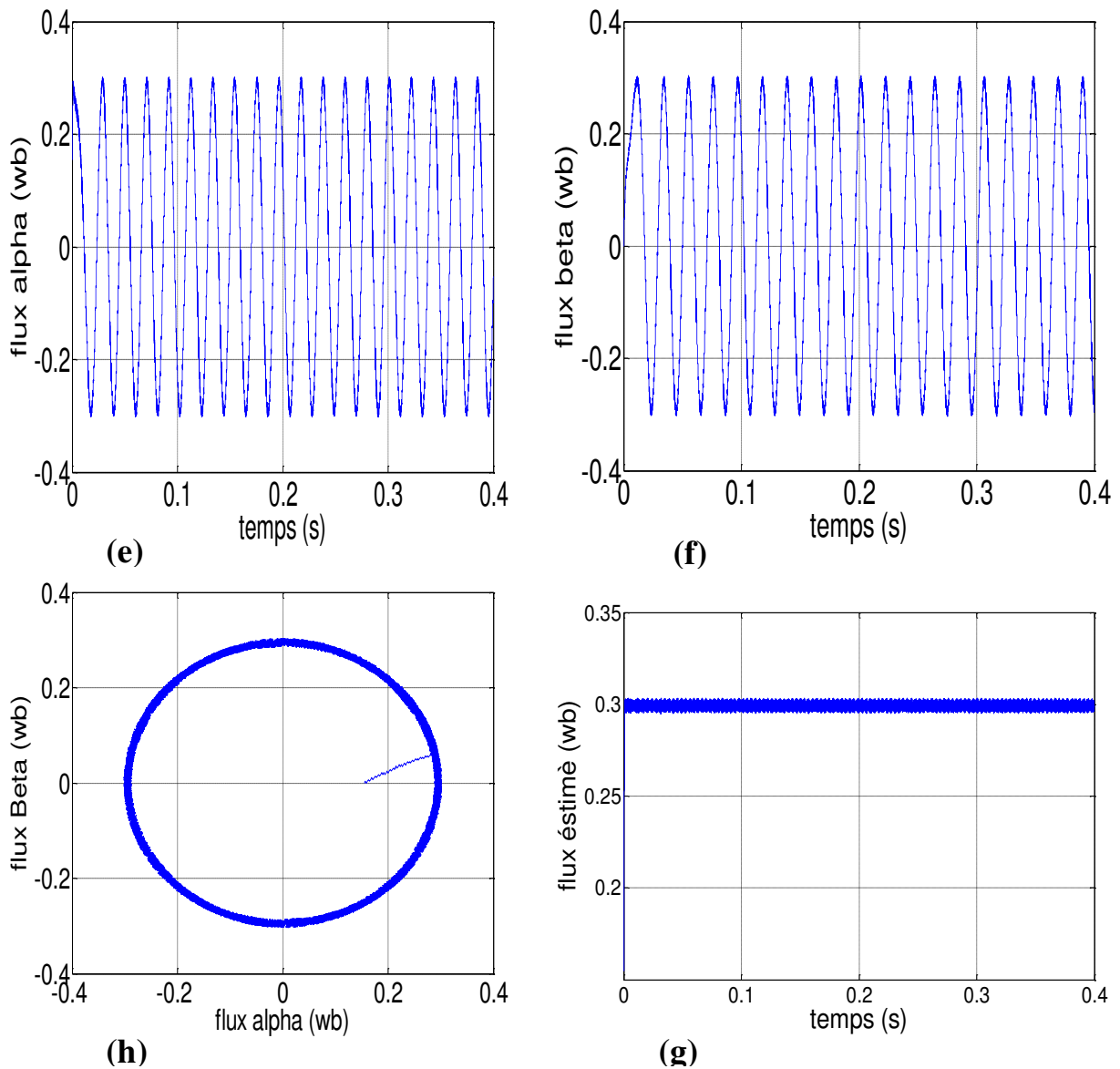
Figure (III.14):Schéma de simulation de la DTC

III.13.2. Simulation en charge après un démarrage à vide

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=6$ Nm) Appliqué à l'instant $t=0.15$ sec.

Nous avons représenté l'évolution des grandeurs: couple (C_e), vitesse(w), le courant statorique ($i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$), le flux statorique ($\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$), le module du flux statorique et la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique, le Flux statorique estimé (w_b).





Figure(III.15) Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 6 N.m à $t = 0.15$ sec

- a) Vitesse de rotation 100 [rd/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Courant directe $i_{s\alpha}$
- d) Courant quadrature $i_{s\beta}$
- e) Flux directe du $\Phi_{s\alpha}$
- f) Flux quadrature du $\Phi_{s\beta}$
- h) Trajectoire du flux statorique
- g) Flux statorique estimé

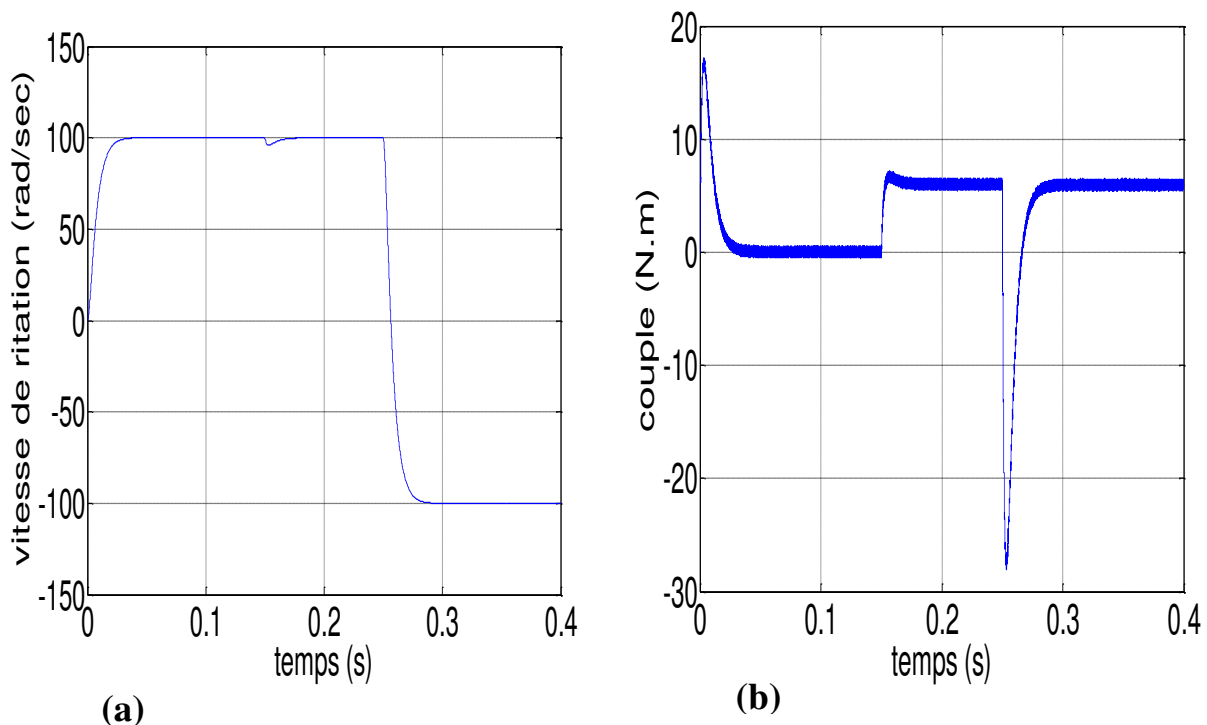
La Figure(III.15) présente le résultat de simulation du couple électromagnétique repent au démarrage à vide avec un pic de 16 N.m de court durée dû à l'initialisation du flux, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule avec faible oscillation et que la vitesse repent au démarrage à vide sans dépassement malgré la dynamique du flux.

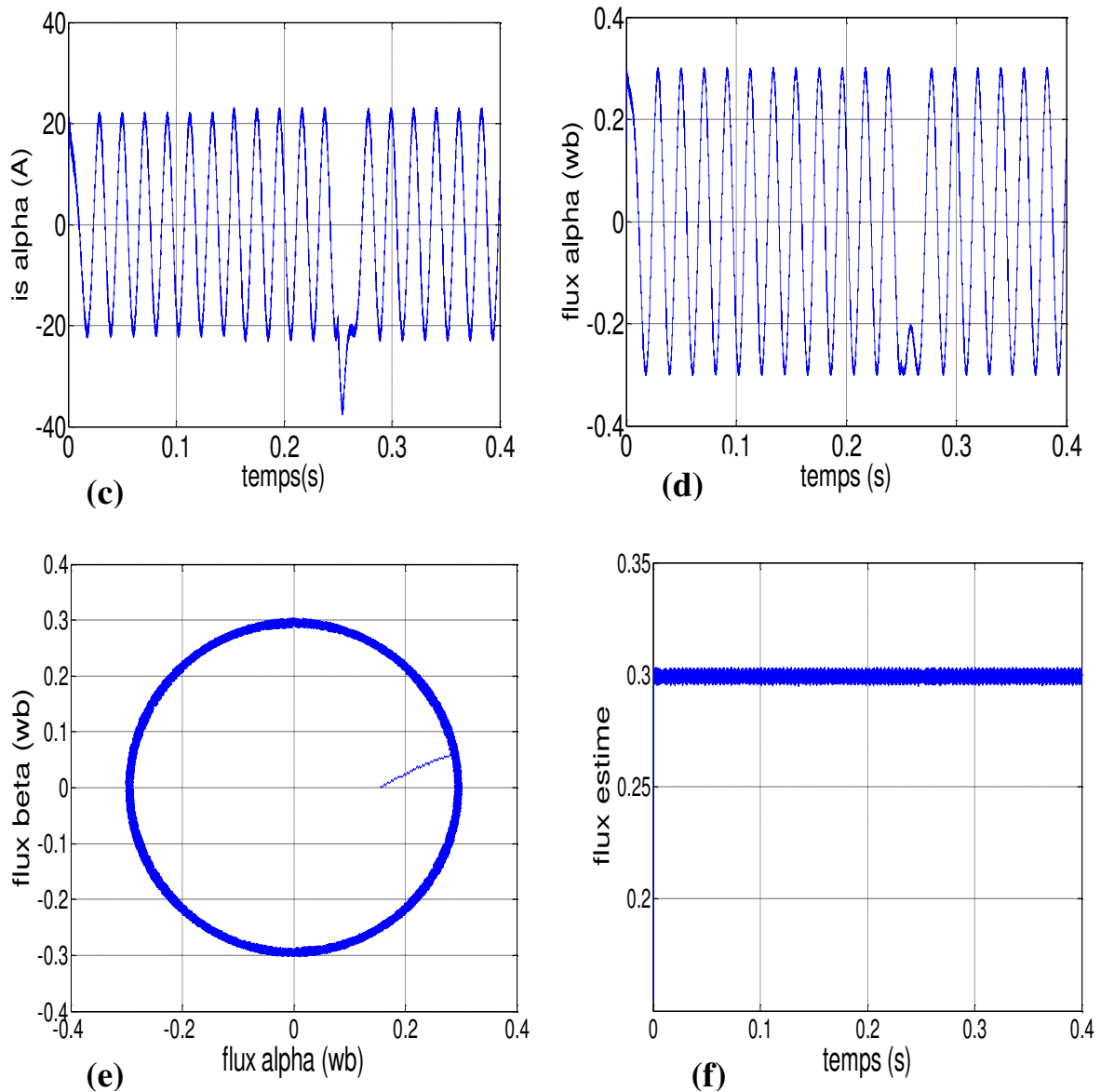
Lors de l'échelon de charge le couple électromagnétique répond avec faible dépassement, faible oscillation et très faible influence sur la vitesse, qui rejoint par la suite sa valeur de référence, ce qui confirme le bon choix des coefficients du réglage du contrôleur de vitesse PI.

La figure (e) et (f) montre que les deux composantes de flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence ($\Phi_s_ref = 0.3\text{Wb}$) et décrit une trajectoire quasi-circulaire comme le montre les figures (h). Le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle.

III.13.3. Test avec inversion de sens de rotation

La Figure (III.16) présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant 0.25s après un démarrage à vide.





Figure(III.16) Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation

- a) Vitesse de rotation ± 100 [rd/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Courant directe $i_{s\alpha}$
- d) Flux directe du $\Phi_{s\alpha}$
- e) Trajectoire du flux statorique
- f) Flux statorique estimé

On remarque que le courant et le flux estime sont affectés aux instants de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent; l'influence de cette variation est plus claire sur la réponse de la trajectoire du module de flux.

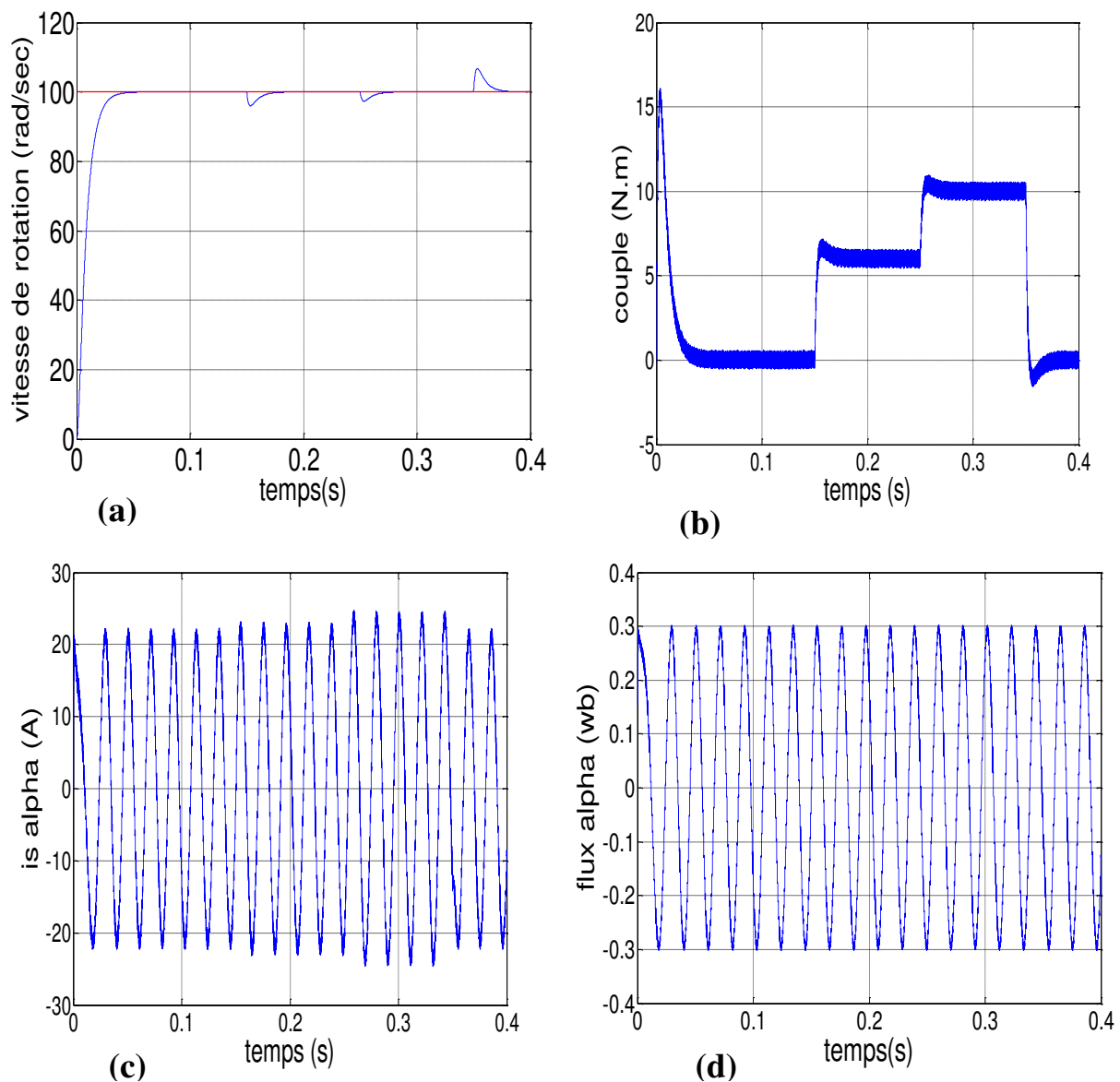
III.13.4. Simulation avec variation de la charge

La Figure (III.17) présente le résultat de simulation lors de l'application de trois échelons de consigne à

($t = 0.15s$, $Cr = 6N.m$, à $t = 0.25 s$ $Cr = 10N.m$ à $t = 3.5s$, $Cr = 0N.m$). Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement les valeurs de consigne et reste dans la bande d'hystérésis définie auparavant. Par ailleurs, l'évolution du flux statorique est pour une référence de (0.3 wb). On remarque que le module de flux statorique n'est pas affecté par la variation de la charge.

D'un autre côté la vitesse n'est affectée par la variation du couple de charge. Ainsi les courants statorique sont influencés par la variation de la charge. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.

On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur la constance du module de flux.



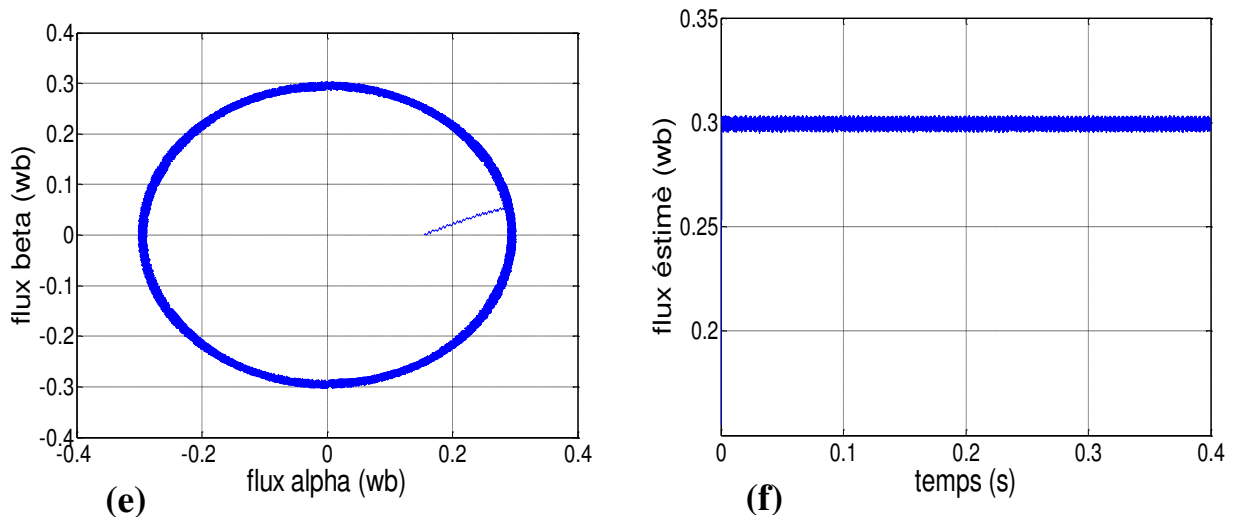


Fig. (III.17): Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec variation de la charge.

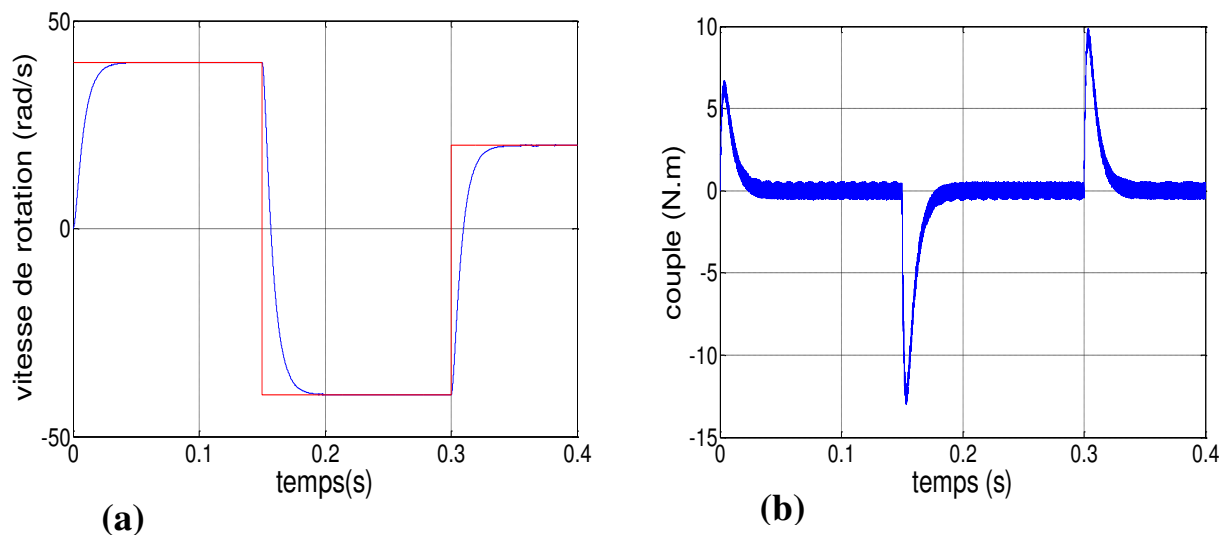
- a) Vitesse de rotation 100 [rd/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Courant directe $i_{s\alpha}$
- d) Flux directe du $\Phi_{s\alpha}$
- e) Trajectoire du flux statorique
- f) Flux statorique estimé

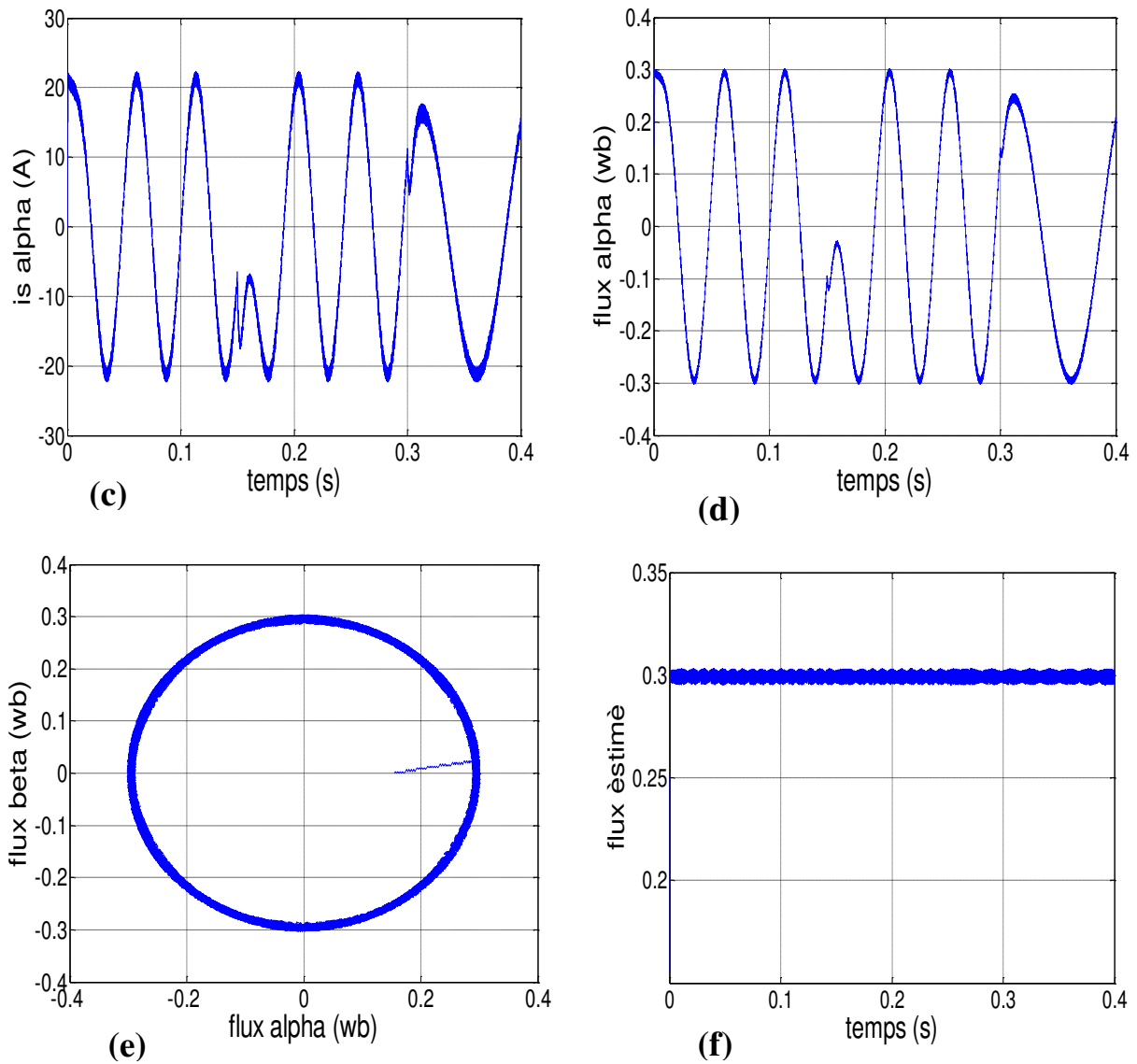
III.13.5. Test pour les faibles vitesses de rotation démarrage à vide

La Figure (III.18) présente les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine lors d'une variation de 40 rad/s à -40 rad/s à l'instant 0.15s et une autre variation de -40 rad/s à 20 rad/s à l'instant 0.3s.

On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement et plus rapide ; Ainsi les courants statorique sont influencés par la variation de vitesse, et clairement influés en fréquences.

On remarque que le module du flux statorique est influencé par la variation de vitesse.





Figure(III.18) Résultats de simulation du test pour les faibles vitesses de rotation

- a) Vitesse de rotation ± 40 [rd/s] et 20[rad/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Courant directe $i_{s\alpha}$
- d) Flux directe du $\Phi_{s\alpha}$
- f) Trajectoire du flux statorique
- g) Flux statorique estimé

III.14. Avantages de la commande directe de couple

- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Absence de circuits de découplage.

- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- La dynamique rapide de couple et du flux [14].

III.15. Inconvénients de la commande directe de couple

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple (le même problème existe pour les entraînements vectoriels)
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)
- Difficulté à contrôler le couple et le flux à très faible vitesse;
- Niveau de bruit élevé à basse vitesse;

Conclusion

Dans ce chapitre, on présente le principe de la commande directe du couple et flux appliqué au moteur synchrone à aimants permanents. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension, en absence et en présence du réglage de vitesse par correcteur PI. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances et dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

On peut conclure que la machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

Le travail, dans ce cadre de mémoire, a permis d'élaborer l'étude détaillée de la commande directe de couple DTC de la machine synchrone à aimants permanents MSAP et l'amélioration par son réglage de vitesse. C'est une commande qui présente de hautes performances par rapport aux autres techniques de commandes classiques.

Les volets principaux de notre travail et les perspectives futures envisageables peuvent être résumés comme suit:

La première partie de ce travail est consacrée à la représentation des généralités sur la machine synchrones ainsi que les caractéristiques des aimants permanents et leurs structures et après on prend quelques définitions sur l'alimentation de la MSAP.

Dans la deuxième partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basons sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. On a pu aussi élaborer un modèle d'état non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension dans le repère de Park liée au rotor. Étudié l'alimentation de la MSAP à partir d'un convertisseur de fréquence. On a utilisé un onduleur de tension à deux niveaux, deux types de commande d'onduleur ont été appliquée : la modulation de largeur d'impulsions (MLI) à hystérésis et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montré les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont: la minimisation des oscillations de la grandeur contrôlée tel que le couple et le courant.

Dans la troisième partie, on a présenté les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Deux méthodes sont présentées : commande direct du couple DTC classique utilisant les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- Amélioration de la DTC classique du MSAP par l'utilisation de la table de vérité à 12 secteurs.
- L'étude de la DTC du MSAP avec un estimateur ou observateur de vitesse (suppression du capteur de vitesse).
- L'utilisation des onduleurs Multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteur tensions utilisés dans la technique SVM.

Annexe

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont Les suivants [8] :

$P_n = 1500 \text{ W}$	Puissance nominale
$C_n = 14.33 \text{ N.m}$	Couple nominale
$R_s = 1.4 \Omega$	Résistance de phase
$L_d = 0.0066 \text{ H}$	Inductance cyclique sur l'axe directe
$L_q = 0.0058 \text{ H}$	Inductance cyclique sur l'axe transverse
$p = 3$	Nombre de paire de pôles
$\Phi_f = 0.1546 \text{ Wb}$	Amplitude des flux des aimants permanents
$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$F_f = 0.00038818 \text{ N.m / rd/s}$	Coefficient de frottement visqueux

Références bibliographiques

- [1] FADLI Ouahiba, « Modélisation et commande non linéaire de l'association: machine synchrone a aimants permanents-onduleur de tension a trois niveaux », Mémoire de magister, Université de batna, 2006.
- [2] NABTI Khalil, «Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Mémoire de magister, Université mentouri constantine, 2010
- [3] BOUTADARA Abdelkader, « Commande basée sur la passivité associée au formalisme d'euler-lagrange d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, Université djillali liables de sidi bel-abbes, 2010.
- [4] L. Chedot, « Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur », 09 novembre 2004.
- [5] ABDELLAOUI Hassina, « Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone a aimants permanents par variables électriques », Mémoire de magister, Université mouloud mammeri, tizi-ouzou.
- [6] F.Belazoui, «Contrôle direct du couple d'une machine synchrone a aimants permanents » Mémoire d'ingénieur d'état, Université de m'sila ,2006/2007.
- [7] RAMDANE Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrone à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps», Thèse de magister.
- [8] ZEGUEB Boubaker, «Commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur non linéaire», Mémoire de magister, Université de batna 30 /06 /2008.
- [9] JAWAD AHMED FAROOQ, « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs a aiment permanents», Mémoire d'ingénieur, Université de belfort-monatbeliard, 05/12/2008.
- [10] H. Foch, F.Forest et T Meynard «Onduleurs de tension : Structures. Principes. Applications» Technique d'ingénieur, D 3 176.
- [11] ZEDONG Zheng," Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat, l'université de tsinghua, 30 mai 2008
- [12] BENBRAHIM Amel," Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire magister, Université de batna, 18 / 06 /2009.
- [13] AMEUR Aissa," Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse doctorat, Université de batna, 23 /05/20125/
- [14] TOUFOUTI Riad, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de constantina, 02/06/2008.
- [15] Dr A.Meroufel," Contrôle de la machine asynchrone ", Université djillali liabès –sidi bel-abbès, 2008/2009

- [16] AMEUR Aissa « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle », Mémoire de magister, Université de batna ,23/05/2012
- [17] BOUTADARA Abdelkader," Commande basée sur la passivité associée au formalisme d'euler-lagrange d'un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire de magister, Université djillali liables de sidi bel-abbes ,2010
- [18] BENBRAHIM Amel," Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire magister, Université de batna, 18 / 06 /2009
- [19] ZEKKOUR Abdelhamid , " Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif", Mémoire de magister, Université de batna, 11 /07/ 2010
- [20] BEDDIAF Yassine, " Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone", Mémoire de magister, Université de batna, 2005/2006
- [21] AMEUR Aissa," Commande sans capteur de vitesse par dtc d'un machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Mémoire de magister, Université de batna, 25 / 10 /2005
- [22] BOUSSEKRA Faiza," La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP", Magistère, université de batna ,23/11/2011
- [23] MERINE Kaddour, HAMAOUY Youcef, «Commande Scalaire D'un Moteur Asynchrone», mémoire d'Ingénieur d'Etat, UNIVERSITE DJILALI LIABES SIDI BEL_ABBES, 2008 – 2009.
- [24] BELKACEM Sebti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction », Thèse de doctorat, Université de batna, 2005.
- [25] BOUDJLEL Ilyes, HADJEB Sofiane, TELLI ABDELWahabm," la commande "DTC" de la machine asynchrone par "rna" en utilisant la co-simulation sur "FPGA"", Mémoire d'ingénieur d'état, Université de m'sila, 2009/2010
- [26] NASSIR Mansouri, LABIB Bensaadia," étude de différents estimateurs du flux statorique lors du contrôle direct du couple d'une machine à induction", Mémoire, Université de m'sila, 2007 / 2008.
- [27] DISSA Abdennour," Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire", Mémoire de magister, Université de batna
- [28] BELKACEM Sebti, "Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction", Thèse de doctorat, Université de batna ,2005
- [29] BENAMAR Messaoud, «Commande de la machine à induction sans capteur vitesse. Utilisation du filtre de kalman pour l'estimation de la vitesse», Mémoire de magister, Université de batna, 20 /06 /2012

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES

Proposé et dirigé par : Mr. BAHIDDINE Miloud

Présenté par : HAMRIT Merouane

Thème :

Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension

Résumé :

Un système électrotechnique, et plus particulièrement l'association d'un convertisseur statique et d'une charge, constitue un système dynamique hybride. En effet, un tel système peut être vu comme un procédé continu commandé par un modulateur d'énergie ayant un nombre fini de configurations. Pour ces applications, afin d'obtenir un contrôle performant de la position ou de la vitesse, il est nécessaire de maîtriser le couple avec une dynamique très rapide. Dans ce document, nous nous intéresserons uniquement à la commande du couple. Nous représentons la loi de commande qui déterminent directement les configurations du modulateur d'énergie à utiliser afin de poursuivre le plus rapidement possible les références des variables d'état continues du système.

Le travail présenté dans cette thèse a pour l'objectif d'étude la stratégie de la commande directe du couple appliquée aux machines synchrones à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension. Cette commande qui fonctionne avec l'estimateur du couple et du flux, les régulateurs à hystérésis et la table de commutation, présente de bonnes performances et dynamiques et statiques de couple et de flux.

Mots-clés : machine synchrone à aimants permanents, commande direct du couple, régulateurs à hystérésis, estimateur, onduleur de tension, table de commutation