



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

MEKERSI Saber
&
RIHANI Abdenour

THEME

Commande prédictive de la Machine Asynchrone.

Soutenu le : 10 juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :

<i>BEDDIAF Yassine</i>	<i>MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela</i>	<i>Président</i>
<i>LABDANI Rafik</i>	<i>MAA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela</i>	<i>Encadreur</i>
<i>BENHADDA Nabil</i>	<i>MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela</i>	<i>Co-encadreur</i>
<i>SAIDI Abdelkader</i>	<i>MAA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela</i>	<i>Examineur</i>

Promotion 2020/2021



★ ★ ★ ★ ★ ★ ★ ★ ★ ★
REMERCIEMENTS

Nous disons merci

*Au Dieu le tout puissant le très Miséricordieux, qui nous a donné la force de
faire ce Modeste travail.*

Merci pour nos aimables familles.

*Merci pour nos professeurs, Surtout pour notre cher Dr. Labdani Rafik
pour son encadrement, sa patience et son aide jusqu'à l'achèvement de ce
travail.*

*Je voudrais aussi témoigner ma profonde reconnaissance à Dr. Nabil Ben
Hadda pour son Co-encadrement.*

*Merci pour le jury Dr. Beddiaf Yassine Et Dr. Saidi
Abdelkader*

*Merci pour tous ce qui nous a tendus la main d'aide. Un Remerciement
spécial aux étudiants de la 2ème année Master de la Spécialité de génie
électrique spécifiquement Commande électriques*

*Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué
de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.*



DÉDICACE
DEDICACE

*Avant tout, Nous tient à remercies le bon dieu, et
L'unique qui m'offre le courage,
Et la volonté nécessaire pour affronter les différentes
Quoi de la vie,
Je dédie ce modeste travail
A ma mère, A mon père, A mes frères et mes sœurs
A mes amis et mes collègues de la promotion 2021
« 2 éme Master Commande électrique ».
A mes chercher synoume.*

Abdenour-Sabir

a) Symboles :

- S_A, S_B, S_C : Les trois phases statorique.
- R_a, R_b, R_c : Les trois phases rotorique.
- θ : L'angle entre la phase statorique et la phase rotorique.
- i'_r : Le courant rotorique ramené au primaire.
- i_m : Le courant magnétisant.
- \vec{i}_s : le vecteur de courant statorique.
- \vec{V}_s : Le vecteur de tension statorique.
- \vec{V}_r : Le vecteur de tension rotorique.
- \vec{i}_r : le vecteur de courant rotorique.
- $\vec{\Phi}_s$: Le vecteur de flux statorique.
- Φ_r : Le vecteur de flux rotorique.
- l_s : Inductance propre du stator
- l_r : L'inductance propre du rotor
- m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statorique.
- m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
- M : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
- $[L_r]$: La matrice d'inductance rotorique.
- $[L_s]$: La matrice d'inductance statorique.
- $[M_{sr}]$: La matrice de inductances mutuelles stator – rotor.
- R_r : La matrice de résistance rotorique.
- R_s : La matrice de résistance statorique.
- Ω : La vitesse angulaire du rotor.
- J : L'inertie totale du système.
- C_r : Le couple résistant.
- f : le coefficient de frottement.
- C_{em} : le couple électromagnétique.
- d_q : Référentiel de champ tournant.
- $\alpha_ \beta$: Référentiel fixe au stator
- V_{ds}, V_{qs} : La tension statorique dans le référentiel tournant.

Symbols et Abbreviations

- i_{ds}, i_{qs} : Le courant statorique dans le référentiel tournant.
- Φ_{ds}, Φ_{qs} : Le flux statorique dans le référentiel tournant.
- V_{dr}, V_{qr} : La tension rotorique dans le référentiel tournant.
- i_{dr}, i_{qr} : Le courant rotorique dans le référentiel tournant.
- Φ_{dr}, Φ_{qr} : Le flux rotorique dans le référentiel tournant.
- $V_{\alpha s}, V_{\beta s}$: La tension statorique dans le référentiel fixe.
- $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: Le courant statorique dans le référentiel fixe.
- $\Phi_{\alpha s}, \Phi_{\beta s}$: Le flux statorique dans le référentiel fixe.
- $V_{\alpha r}, V_{\beta r}$: La tension rotorique dans le référentiel fixe.
- $i_{\alpha r}, i_{\beta r}$: Le courant rotorique dans le référentiel fixe.
- $\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$: Le flux rotorique dans le référentiel fixe.
- p : Le nombre de pair des pôles.
- C_c : La constante de couple
- w_a : La vitesse angulaire de système axe(d, q)
- ω_s : La vitesse angulaire de synchronisme
- ω_r : La vitesse angulaire rotorique.
- ω_{sl} : La vitesse angulaire de glissement.
- U_{red} : La tension à la sortie de redresseur.
- U_{dc} : La tension d'entrer de l'onduleur.
- U_a, U_b, U_c : Les tensions simple de réseau triphasé.
- f_p : La fréquence de porteuse.
- f_r : La fréquence de la référence.
- f_s : La fréquence statorique.
- S_a, S_b, S_c : États de commutation de l'onduleur.
- T_e : Le temps d'échantillonnage.
- C_{cpl} : Comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique.
- C_{flx} : comparateur suivant l'évolution du flux.
- σ : Le coefficient de dispersion.

b) Abréviations

- DTC : Direct Torque Control.
- MAS : Moteur Asynchrone
- PI : Proportionnel Intégral.
- MPC : Model prédictive contrôle

Sommair

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation en vue de la simulation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone
--

I.1 Introduction.....	3
I.2 Le Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	3
I.3 Modélisation de la machine asynchrone	3
I.3.1 Hypothèse simplificatrice.....	3
I.3.2 Modelés de la machine asynchrone triphasée	4
I.3.2.1 Modèle dynamique	4
I.3.2.2 Modèle électrique :.....	4
I.3.3 : Equation de la machine asynchrone triphasé	5
I.3.3.1 : La partie électrique.....	5
I.3.3.2 : La partie magnétique	6
I.3.3.3 : La partie mécanique	7
I.4 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée	7
I.4.1 Passage des grandeurs réelles aux grandeurs du repère de Park :	8
I.4.2 Passage des grandeurs du repère de Park aux des grandeurs réelles :	8
I.4.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park :	8
I.4.3.1 Équation des tensions :	8
I.4.3.2 Équation des flux.....	9
I.4.3.3 Équation mécanique	9
I.4.4 Choix des différent référentiels	10
I.4.4.1 Basculement entre référentiels	10
I.4.4.2 Modèle de la MAS dans le référentiel (α, β)	11
I.4.4.3 Modèle de la MAS dans le référentiel (d, q).....	15
I.4.4.4 Modèle de la MAS dans le référentiel (x, y).....	15
I.5 Modélisation des convertisseurs statiques :	16
I.5.1 Modélisation du redresseur triphasé	16
I.5.2 Modélisation de l'onduleur de tension :.....	17
I.5.3 Onduleur de tension à modélisation de largeur d'une pulsion MLI	19

Sommaire

A) Modulation de Largeur d'impulsions Sinus-Triangle :	19
B) Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M»	20
I.6 Résultats de simulation.....	24
I.7 Interprétation de résultats:	25
I.8 Conclusion	26

Chapitre II: Commande Directe du Couple –DTC de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction	27
II.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE	27
II.2.1 Modèle Vectoriel de la machine tout flux.	28
II.3 Contrôle de couple et de flux :.....	28
II.3.1 Principe de contrôle du flux	28
II.3.2 Règle du contrôle du couple.....	30
II.4 Description de la structure du DTC :	30
II.5 Structure de la commande DTC d'une MAS	31
II.5.1 Structure.....	31
II.5.2 Régulateur à Hystérésis	32
II.5.2.1 Régulateur de flux.....	32
II.5.2.2 Régulateur de couple électromagnétique	33
II.5.3 Estimation du flux et du couple	34
II.6. Table de vérité de la DTC	35
II.7. La commande DTC avec table à 12 secteurs	35
II.8. Résultats de simulation :	38
II.9 Interprétation des résultats	40
II.10 Conclusion.....	41

Chapitre III: Commande prédictive de la machine asynchrone

III.1 Introduction	42
III.2 Philosophie de la commande prédictive à états finis (FS-MPC).....	42
III.3 Principe de base du contrôle PTC	43
III.4 Model de la MAS en vue de la commande	45
III.5 Contrôle prédictive du couple et du flux	46
III.6 Fonction coût.....	47

Sommaire

III.7 Structure de l'algorithme de commande.....	47
III.8 Résultats de simulation	49
III.9 Interprétation des résultats	49
III.10 Conclusion.....	51
Conclusion général.....	53
ANNEXE A	54
ANNEXE B.....	66
ANNEXE C.....	67
BIBLIOGRAPHIE	69

Listes des Figures

Figure I. 1 Représentation schématique d'une MAS triphasé 4

Figure I.2 Figure I. 2: Schéma équivalent de la MAS 5

Figure I. 3: Représentation de la MAS triphasée et sa machine biphasée équivalente 8

Figure I. 4: Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS avec résistance de pertes ... 12

Figure I. 5 : Représentation du redresseur triphasé 16

Figure I. 6: Représentation de la tension de sortie de redresseur 17

Figure I. 7 : Schéma de l'onduleur triphasé 17

Figure I. 8: Schéma de l'onduleur triphasé (matlab) 19

Figure I. 9 : Les signaux MLI sinus-triangle 20

Figure I. 10: Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension 21

Figure I. 11 : Diagramme des 6 secteurs de la SVM 22

Figure I. 12: Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents 23

Figure I. 13 : Reconstitution des signaux de commande de la SVM. 23

Figure I. 14: Résultats de simulation du de machine asynchrone de plans (d, q), (x, y) et (alpha, beta) 25

Figure II. 1: Evolution de flux stator dans le plan (α, β) 29

Figure II. 2 : Sélection de vecteur tension 31

Figure II. 3 : Sélection de vecteur tension 32

Figure II. 4 : Contrôle du flux par hystérésis 33

Figure II. 5: Comparateur à hystérésis à trois niveaux 33

Figure II. 6 : DTC avec 12 secteurs. 36

Figure II. 7: Comparateur à hystérésis 37

Figure II. 8: Résultats de simulation du command DTC (6 secteurs et 12 secteurs) 40

Figure III. 1: schéma général de la commande prédictive à état finie FS-MPC 43

Figure III. 2 : Schéma général FS-MPC pour le contrôle prédictif du couple et du flux 45

Figure III. 3: Algorithme de la commande PTC 48

Figure III. 4: Résultats de simulation du command Prédictive 49

Les tableaux

Tableau I. 1: Constante de couple et constante de Park.	10
Tableau I. 2: Passage Stator –Rotor	11
Tableau I. 3: Passage Stator –Champ tournant	11
Tableau I. 4: Passage Rotor –Champ tournant.....	11
Tableau I. 5 : Tensions v_{sa} et $v_{s\beta}$ imposées par l'onduleur en fonction de (i).	21
Tableau II. 1: La table de commutation de la commande directe de couple	35
Tableau II. 2 : Les impulsions de commande en fonction des vecteurs tensions	35
Tableau II. 3: Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12.	36
Tableau II. 4: Table de vérité pour la DTC à 12 secteurs.....	37

Introduction générale

La machine asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.[1]

La commande directe de couple a été introduite par Taka Hachi et Noguchi (1986) et Depenbrock (1988) spécialement pour la machine asynchrone. Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [2].

L'amélioration des performances de commande des machines électriques est un souci constant menant de plus en plus à des philosophies et des structures de commande évoluées. La commande prédictive à ensemble fini (Finité States Model Prédictive Control FS-MPC), récemment apparue, fut une alternative intéressante pour cela.

La commande prédictive à états finis, parfois à ensemble fini (FS-MPC), peut être considérée comme une alternative attrayante et offre une approche complètement différente et puissante pour la commande des associations convertisseurs-machines à cause de la réponse dynamique rapide, très flexible avec prise en compte des contraintes, aucun besoin pour les boucles de régulation internes, aucun besoin de modulateur (PWM ou SVM), une approche complètement différente comparée à la PWM, et qui peut être mise en application avec les microprocesseurs commerciaux standards.[3]

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre nous décrivons la modélisation de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park sans et avec pertes fer. Le modèle de la MAS sera défini dans les trois référentiels où on présentera les relations de basculement d'un repère à l'autre.

Ce chapitre terminera sur la modélisation de l'association-redresseur-onduleur-et les techniques de commande des onduleurs

Le deuxième chapitre consacré au principe du contrôle direct du couple DTC classique; et montre comment la DTC influe et contrôlées l'amplitude du flux statorique et du couple

Quant au dernier chapitre et afin d'éliminer le besoin d'une table de commutations et de régulateurs à hystérésis, la commande prédictive à états finis sera détaillée et validée par simulation pour montrer ses avantages

Enfin ce travail s'achèvera sur une conclusion générale.

I.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Le modèle classique de la machine asynchrone correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature biphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature [4].

Dans ce chapitre on va présenter la modélisation de machine asynchrone.

I.2 Le Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

On alimente le stator par une source de tension alternative triphasée donc on aura un courant traversant les bobines de stator. Ce courant crée un flux magnétique variable dans le temps transmis au rotor en passant par l'entrefer donc d'après la loi de Faraday on aura une force magnétomotrice induite au rotor est comme il y a une cage d'aluminium court-circuitée par deux anneaux en cuivre on aura un courant rotorique. Finalement ce courant rotorique va nous créer un couple de rotation.

I.3 Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1 Hypothèse simplificatrice

La machine asynchrone avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter un ensemble des hypothèses pour aboutir à la modélisation de la MAS. [5][6]

- ✓ La machine est équilibrée, les résistances et les inductances sont égales sur chacun des phases.
- ✓ L'épaisseur de l'entre-fer est constante (l'effet d'encoches est négligeable).
- ✓ La résistance des enroulements ne varie pas avec la température, en négligeant l'effet de peau et perte fer.

- ✓ Le circuit magnétique linéaire et non saturé est parfaitement feuillète, et a une perméabilité constante, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- ✓ Les fmm au stator comme au rotor ont été supposés sinusoïdaux.
- ✓ Chacune des phases est alimentée par un courant parfaitement sinusoïdal (les harmoniques dues aux tensions sont négligées).

I.3.2 Modèles de la machine asynchrone triphasée

I.3.2.1 Modèle dynamique

La MAS se compose :

- Un circuit statorique fixe à trois phases identiques décalées entre elles de 120° .
- Un circuit rotorique mobile à trois phases identiques en court-circuit décalées entre elles de 120° .

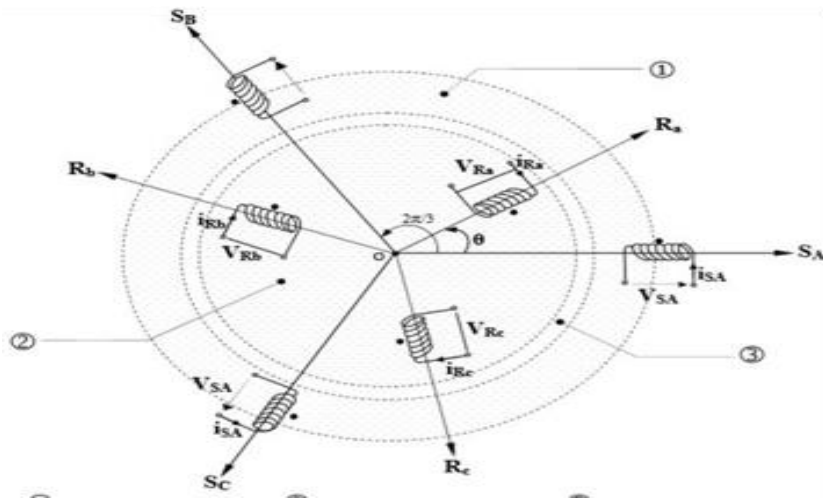


Figure I.1: Représentation schématique d'une MAS triphasée

- ✓ 1 : Stator.
- ✓ 2 : Rotor.
- ✓ 3 : Entrefer.
- ✓ S_A, S_B, S_C : correspondent aux trois phases du stator.
- ✓ R_a, R_b, R_c : correspondent aux trois phases du rotor.
- ✓ $\theta = (R_a, S_A)$: correspondent à l'angle entre la phase statorique et la phase rotorique.

I.3.2.2 Modèle électrique :

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit permet d'extraire les différents paramètres physiques de moteur.

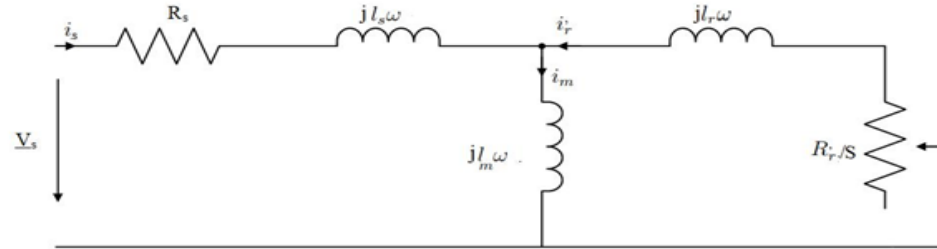


Figure I.2: Schéma équivalent de la MAS

- ✓ $l_s \omega$: la réactance cyclique d'une phase primaire (stator).
- ✓ $l_r \omega$: la réactance cyclique d'une phase secondaire (rotor).
- ✓ $l_m \omega$: la réactance cyclique magnétisante.
- ✓ $R_r' : s$: la résistance rotorique ramené au primaire.
- ✓ i_r' : le courant rotorique ramené au primaire
- ✓ i_m : le courant magnétisant.

I.3.3 Equation de la machine asynchrone triphasé

Une MAS nécessite de modéliser d'une part la partie électrique et d'autre part la partie mécanique.

I.3.3.1 La partie électrique

Les six enroulements (S_A, S_B, S_C et R_a, R_b, R_c) représenté par la figure (I.1), obéissent aux équations matricielles suivantes [3] :

$$\text{Stator} \quad \vec{V}_s = [R_s] \cdot \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\phi}_s \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Rotor} \quad \vec{V}_r = [R_r] \cdot \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\phi}_r = \vec{0} \quad (\text{I.2})$$

Où \vec{V}_s (\vec{V}_r) est le vecteur de tension statorique (rotorique), \vec{i}_s (\vec{i}_r) est le vecteur de courant statorique (rotorique), $\vec{\phi}_s$ ($\vec{\phi}_r$) est le vecteur de flux statorique (rotorique) et $[R_s]$ ($[R_r]$) la matrice de résistance statorique (rotorique).

Telle que :

$$\vec{V}_s = \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix}; \vec{V}_r = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad (I.3)$$

$$\vec{i}_r = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}; \vec{i}_s = \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix}; \vec{\phi}_s = \begin{pmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{pmatrix}; \vec{\phi}_r = \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix} \quad (I.4)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

I.3.3.2 : La partie magnétique

Dans la MAS il y a une relation linéaire entre les flux et les courants, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit [7] :

Stator

$$\vec{\phi}_s = [L_s]\vec{i}_s + [M_{sr}] \cdot \vec{i}_r \quad (I.6)$$

Rotor

$$\phi_r = [L_r] \cdot \vec{i}_r + [M_{rs}] \cdot \vec{i}_s \quad (I.7)$$

Où $[L_r]$ et $[L_s]$ sont les matrices d'inductance rotorique et statorique respectivement, et $[M_{sr}]$ correspond à la matrice de inductances mutuelles stator-rotor.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}; \quad (I.8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Avec :

- ✓ l_s : Inductance propre du stator.
- ✓ l_r : Inductance propre du rotor.
- ✓ m_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
- ✓ m_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- ✓ θ : La position ente stator et rotor.
- ✓ M : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Si on remplace les équations (I.6) et (I.7) de la partie magnétique dans les équations (I.1) et (I.2) de la partie électrique on trouve que :

$$\text{Stator} \quad \vec{V}_s = [R_s] \cdot \vec{i}_s + [L_s] \frac{d}{dt} \vec{i}_s + [M_{sr}] \frac{d}{dt} \vec{i}_r \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Rotor} \quad \vec{V}_r = [R_r] \cdot \vec{i}_r + [L_r] \frac{d}{dt} \vec{i}_r + [M_{rs}] \frac{d}{dt} \vec{i}_s \quad (\text{I.11})$$

I.3.3.3 La partie mécanique

Elle est définie par la relation suivante [8] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.12})$$

Avec :

Ω : la vitesse angulaire du rotor.

J : L'inertie totale du système.

f : le coefficient de frottement.

C_{em} : le couple électromagnétique.

Pour réduire la complexité de ces équations (I.10) et (I.11) on fait la transformation de PARK.

I.4 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

La dynamique de la MAS est complexe à cause du couplage entre le stator et le rotor, surtout lorsque les coefficients de couplage varient avec la position du rotor. La transformation de MAS triphasée à une MAS biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasée (A, B, C) par deux enroulements l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q). La transformation qui traduit ce passage est dite la transformation de Park. La position du repère peut être fixée par rapport aux trois référentiels :

- référentiel lié au Champ tournant.
- référentiel lié au Stator.
- référentiel lié au Rotor.

La transformation de Park est obtenue à partir d'une matrice unique donnée par [9] :

$$[T(\theta)] = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Où k est une constante qui peut prendre la valeur $\frac{2}{3}$ pour une transformation avec non conservation de puissance ou la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une transformation avec conservation de

puissance. On néglige le composant homopolaire car on considère que notre système est équilibré.

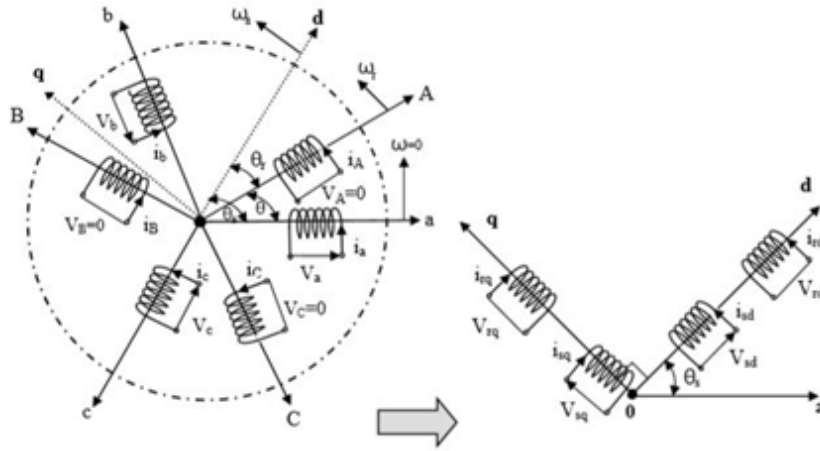


Figure I. 3: Représentation de la MAS triphasée et sa machine biphasée équivalente

I.4.1 Passage des grandeurs réelles aux grandeurs du repère de Park :

Le changement de variable de 3 vers 2 correspond aux courant, tension et flux sont définis par la transformation tel que :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}_y = [T(\theta)]_y \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}_y \quad (\text{I.14})$$

Telle que : $y = s$ ou $y = r$, s pour le stator et r pour le rotor

I.4.2 : Passage des grandeurs du repère de Park aux des grandeurs réelles :

La transformation inverse se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}_y = [T(\theta)]_y^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}_y \quad (\text{I.15})$$

Avec:

$$[T(\theta)]_y^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_y) & -\sin(\theta_y) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_y - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_y - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_y + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_y + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.4.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park :

Si on transforme le système triphasé au système biphasé on obtient les équations de tension dans le nouveau repère.

I.4.3.1 Équation des tensions :

On écrit les nouvelles équations de tension dans le repère de Park sous la forme suivante [7] :

$$\text{Stator} \quad \begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_a \phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_a \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$$\text{Rotor} \quad \begin{cases} V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

I.4.3.2 Équation des flux

De plus les composantes des flux statorique et rotorique sont exprimées par [3]:

$$\text{Stator} \quad \begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Rotor} \quad \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Telle que :

- ✓ $L_s = l_s - m_s$
- ✓ $L_r = l_r - m_r$
- ✓ $M' = \frac{3}{2} M$

I.4.3.3 Équation mécanique

Le couple électromagnétique délivré est donnée par :

$$C_{em} = C_c p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{I.21})$$

Telle que:

- ✓ p : le nombre de pair des pôles.
- ✓ C_c : la constante de couple.

C_c , Elle peut prendre deux valeurs selon la constante utilisée dans la transformation de Park, d'après le tableau (I.1), [7]:

	Sans conversation de puissance	Avec conversation de puissance
Constante de couple	$\frac{3}{2}$	1
Constante de Park 3-2	$\frac{2}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$
Constante de Park 2-3	1	$\sqrt{\frac{3}{2}}$

Tableau I.1: Constante de couple et constante de Park.

I.4.4 Choix des différent référentiels

Le référentiel est le système « od », « oq » associé à sa vitesse de rotation. Trois types de référentiel sont possibles dans la pratique : liés au stator, lié au rotor et lié au champ tournant. Le choix du référentiel est lié au problème étudié et aux buts attribués à la stratégie de commande appliquée. Le changement de repère consiste à passer d'un repère à un autre tout en faisant une rotation.

I.4.4.1 Basculement entre référentiels

Le basculement entre les trois références (S), (R) et (C) se fait de la manière suivante :

	Formule de passage
Grandeur exprimée au stator et ramené au rotor	$\bar{X}(R) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_r}$
	$\frac{d\bar{X}(R)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j\omega_r \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_r}$
Grandeur exprimée au rotor et ramené au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(R) \cdot e^{j\theta_t}$
	$\frac{d\bar{X}(S)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(R)}{dt} + j\omega_r \cdot \bar{X}(R) \right) \cdot e^{j\theta_t}$

Tableau I. 2: Passage Stator –Rotor

	Formule de passage
Grandeur exprimée au stator et ramené au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_r}$
	$\frac{d\bar{X}(C)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j\omega_r \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_r}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramené au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(C) \cdot e^{j\theta_r}$
	$\frac{d\bar{X}(S)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(C)}{dt} + j\omega_r \cdot \bar{X}(C) \right) \cdot e^{j\theta_r}$

Tableau I.3: Passage Stator –Champ tournant

	Formule de passage
Grandeur exprimée au rotor et ramené au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_{sl}}$
	$\frac{d\bar{X}(C)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j(\omega_s - \omega_r) \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_{sl}}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramené au rotor	$\bar{X}(R) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_{sl}}$
	$\frac{d\bar{X}(R)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j(\omega_s - \omega_r) \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_{sl}}$

Tableau I.4: Passage Rotor –Champ tournant**I.4.4.2 Modèle de la MAS dans le référentiel (α, β)**

Lié au stator (C), ce référentiel est adapté à l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation, associée ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation. Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0; \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega_r$$

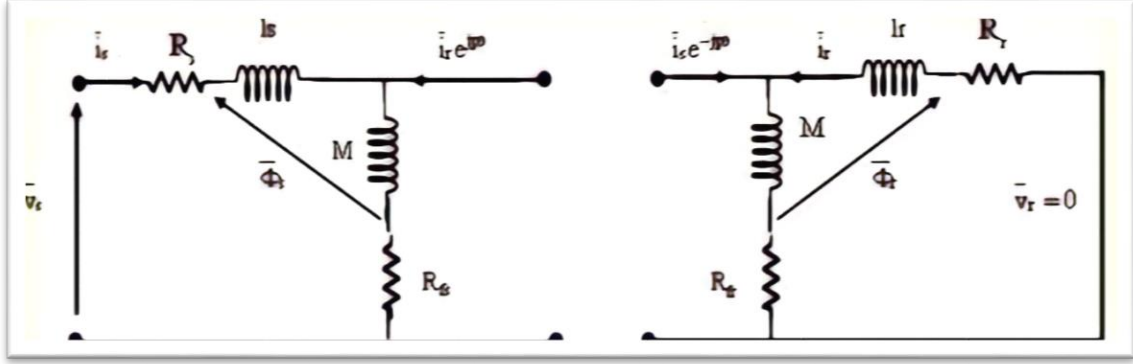


Figure I.4: Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS avec résistance de pertes

- L'application de la loi des mailles au circuit de la figure (I.4) donne les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = R_s \cdot \bar{i}_s(S) + \frac{d\bar{\Phi}_s(S)}{dt} + R_{fs}(\bar{i}_s(S) + \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r}) \\ \bar{V}_r(R) = 0 = R_r \cdot \bar{i}_r(R) + \frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} + R_{fr}(\bar{i}_r(R) + \bar{i}_s(S) \cdot e^{-j\theta_r}) \end{cases} \quad (I.22)$$

θ_r : Position du rotor par rapport au stator,

p : Nombre de paires de pôles,

A. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s(S) = L_s \cdot \bar{i}_s(S) + M \cdot \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r} \\ \bar{\Phi}_r(R) = L_r \cdot \bar{i}_r(R) + M \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta_r} \end{cases} \quad (I.23)$$

Du système (23), les courants rotoriques s'écrivent:

$$\bar{i}_r(R) = \frac{1}{L_r} \left(\bar{\Phi}_r(R) - M \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta_r} \right) \quad (I.24)$$

En dérivant, on aura:

$$\frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} = \frac{1}{L_r} \left(\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} - M \cdot \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \cdot e^{jp\theta_r} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot M \cdot \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \right) \quad (I.25)$$

D'après la tension rotorique de l'équation (22) :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} = -(R_r + R_{fr}) \cdot \bar{i}_r(R) - R_{fr} \cdot \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \quad (I.26)$$

Par substitution de (I.24) dans (I.26), l'équation (I.26) peut être exprimée comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} = -\frac{(R_r + R_{fr})}{L} \cdot \bar{\Phi}_r(R) + \frac{1}{L} (M \cdot R_r - L_r \cdot R_{fr}) \cdot \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \quad (I.27)$$

En remplaçant la relation (I.27) dans (I.25), il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} = & -\frac{(R_r+R_{fr})}{L_r^2} \bar{\Phi}_r(R) - \frac{M}{L_r} \left(\frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} e^{-jp\theta_r} \right. \\ & \left. + \frac{1}{L_r} \left(M R_r - \frac{1}{L_r} R_{fr} + jpM \frac{d\theta_r}{dt} \right) \cdot \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \right) \end{aligned} \quad (I.28)$$

En dérivant l'expression du flux statorique de l'équation (I.23), on obtient:

$$\frac{d\bar{\Phi}_s(S)}{dt} = L_s \cdot \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + M \cdot \frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} \cdot e^{jp\theta_r} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot M \cdot \bar{i}_r(R) e^{jp\theta_r} \quad (I.29)$$

Par substitution de (I.29) dans (I.22), le vecteur de tension statorique s'écrira ainsi:

$$\begin{aligned} \bar{V}_s(S) = & (R_s + R_s) \cdot \bar{i}_s(S) + L_s \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + M \frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} e^{jp\theta_r} \\ & + \left(jp \frac{d\theta_r}{dt} M + R_{fs} \right) \cdot \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r} \end{aligned} \quad (I.30)$$

En injectant, les relations (24) et (28) dans (30), il vient :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s(S) = & \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_t - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(S) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \\ & + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp \frac{d\theta_r}{dt} M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(S) \end{aligned} \quad (I.31)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \sigma_s = \frac{l_s}{M}; \sigma_r = \frac{l_r}{M}; 1 + \sigma_r = \frac{L_r}{M}; 1 + \sigma_s = \frac{L_s}{M}; \\ \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} = \frac{l_r}{L_r}; \frac{\sigma_s}{1+\sigma_s} = \frac{l_s}{L_s}; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; \\ \Omega = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{Vitesse angulaire mécanique} \end{aligned}$$

Pour l'équation du flux rotorique:

$$\bar{\Phi}_r(S) = \bar{\Phi}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r} \quad (I.32)$$

Après dérivation, on aura:

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} e^{jp\theta_r} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot e^{jp\theta_r} \cdot \bar{\Phi}_r(R) \quad (I.33)$$

En remplaçant (26) dans (33), il vient alors :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \left(jp \frac{d\theta_r}{dt} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(S) + \frac{1}{L_r} (M \cdot R_r - l_r R_{fr}) \bar{i}_s(S) \quad (I.34)$$

Finalement, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(S) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \\ + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(S) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \cdot \bar{i}_s(S) + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(S) \end{cases} \quad (I.35)$$

La projection sur les axes α et β donne:

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = V_{sa} + jV_{s\beta} \\ \bar{\Phi}_r(S) = \Phi_{r\alpha} + j\Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

Il convient alors d'écrire :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sa} + \sigma L_s \frac{di_{sa}}{dt} \\ &\quad + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{ra} - \frac{p\Omega}{1+\sigma_r} \cdot \Phi_{r\beta} \\ V_{s\beta} &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ &\quad + \frac{p\Omega}{1+\sigma_r} \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{r\beta} \end{aligned} \quad (\text{I.37})$$

Et :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{ra}}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \cdot i_{sa} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{ra} - p\Omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) i_{s\beta} + p\Omega \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{r\beta} \end{aligned} \quad (\text{I.38})$$

En choisissant comme variables d'état les courants ($i_{\alpha\beta}, i_{sa}$) et les flux rotoriques ($\Phi_{ra}, \Phi_{r\beta}$), l'expression du couple électromagnétique développé peut être donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{ra} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{sa}) \quad (\text{I.39})$$

B : Equation Mécanique :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{cm} - C_r - F_r \cdot \Omega \\ \frac{d\Omega}{dt} &= p \frac{M}{J \cdot L_r} (\Phi_{ra} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{sa}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{F_r \cdot \Omega}{J} \end{aligned} \quad (\text{I.40})$$

F : Etant le coefficient de frottement visqueux.

C_r : Le couple résistant à appliquer sur l'arbre du moteur par la machine d'utilisation (charge)

J : L'inertie du moteur

Pour la forme d'état, en choisissant comme variables de commandes les tensions statoriques et comme variables d'état les flux rotoriques, les courants statoriques et la vitesse, l'équation d'état s'écrit comme suit :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (\text{I.41})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sa}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ 0 & -A_1 & -\frac{\omega_t}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & -\omega_r & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_t & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{J L_r} \Phi_r & \frac{pM}{J} \Phi_r & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

Avec:

$$\begin{aligned}
X &= [i_{sa} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta} \quad \Omega]^T \text{ et } U = [V_{sa} \quad V_{s\beta}]^T \\
A_1 &= \frac{\left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right]}{\sigma L_s}, \quad A_2 = \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \\
A_3 &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) A_4 = \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r}
\end{aligned} \tag{I.43}$$

I.4.4.3 Modèle de la MAS dans le référentiel (d, q)

C'est un référentiel lié au champ tournant (C). Son avantage est d'avoir des grandeurs constantes (continues) en régime permanent. Il est par conséquent plus aisé d'en faire la Régulation.

Le modèle de la machine asynchrone dans ce référentiel est obtenu en appliquant les Relations du tableau. I.3.

Soit le système d'équations du modèle de la MAS dans un repère lié au stator

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \tag{I.44}$$

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq} \quad \Omega]^T, U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad C_r]^T$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & -A_2 & \frac{\omega_s}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ 0 & -A_1 & -\frac{\omega_t}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & -\omega_s & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_t & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \Phi_r & \frac{pM}{J} \Phi_r & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ C_r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{I.45}$$

I.4.4.4 Modèle de la MAS dans le référentiel (x, y)

Ce repère lié au rotor (R) est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques notamment la constante de temps rotorique par exemple.

Le modèle de la MAS dans un système d'axes lié au rotor (R) se déduit facilement du modèle précédent (I.45), dans ce cas θ_{sl} , est constante et $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = 0$ ce qui donnera:

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \tag{I.46}$$

$$X = [i_{sx} \quad i_{sy} \quad \Phi_{rx} \quad \Phi_{ry} \quad \Omega]^T \text{ et } U = [V_{sx} \quad V_{sy} \quad C_r]^T$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{sx}}{dt} \\ \frac{di_{sy}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & -A_2 & \frac{\omega_s}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ 0 & -A_1 & -\frac{\omega_t}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & -\omega_s & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_t & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \Phi_r & \frac{pM}{J} \Phi_r & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ C_r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{I.47}$$

I.5 Modélisation des convertisseurs statiques :

Le réglage de la vitesse du moteur asynchrone, obtenu dans des conditions satisfaisantes de rendement et de niveau de courant statorique, passe nécessairement par l'ajustage de la fréquence des tensions d'alimentation statorique [10]. Les variateurs de vitesse, pouvant délivrer des tensions à fréquence variable, les plus répandus sont constitués d'un pont redresseur qui en association avec un filtre réalise une source de tension ou de courant continu, et d'un onduleur (commutateur) autonome qui délivre un système de tensions ou de courants alternatifs triphasés réglables en fréquence et en valeur efficace grâce à des lois de commande appropriées.

I.5.1 Modélisation du redresseur triphasé

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative. Il est composé de trois bras, dont chacun comporte deux cellules de commutation constituées d'une diode. il est représenté par la figure (I.5).

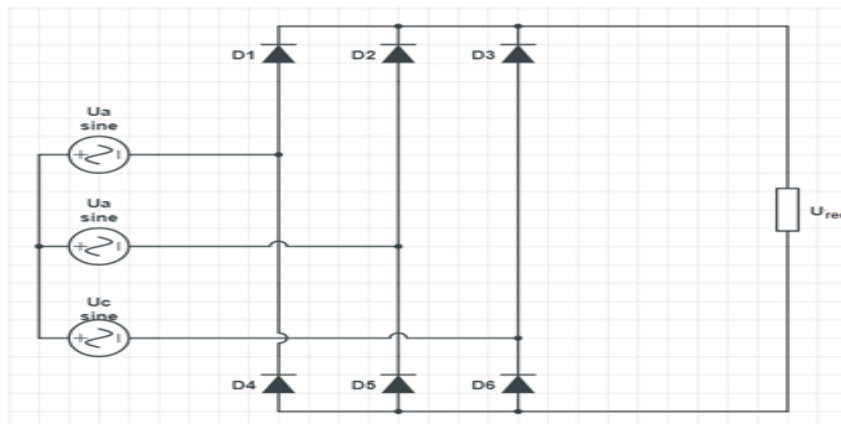


Figure I. 5 : Représentation du redresseur triphasé

le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suite :

$$U_{\text{red}}(t) = \text{Max}[U_a(t) \cdot U_b(t) \cdot U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t) \cdot U_b(t) \cdot U_c(t)] \quad (\text{I.49})$$

Cette tension est représentée par la figure (I.6) :

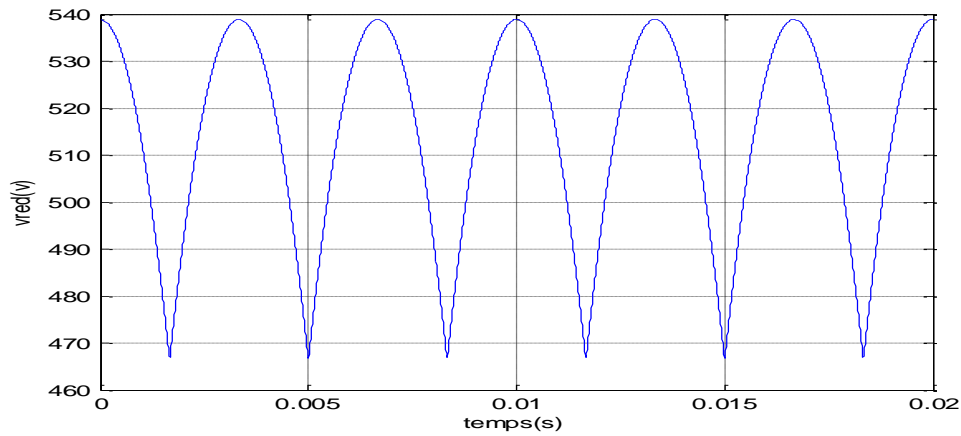


Figure I. 6: Représentation de la tension de sortie de redresseur

I.5.2 Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, (Figure I.7), On considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée par deux générateurs de f.é.m. égale à $\frac{U_{dc}}{2}$ connectés entre eux par point noté n_0 .

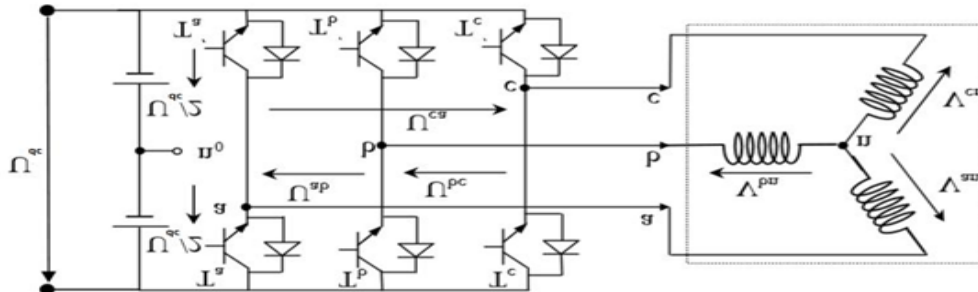


Figure I.7 : Schéma de l'onduleur triphasé

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i, T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert.
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.51})$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}[V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (\text{I.52})$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, si ($i = a, b, c$) on a :

$$V_{in_0} = \left(S_i - \frac{1}{2}\right) U_{dc} \quad (\text{I.53})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = \left(S_a - \frac{1}{2}\right) U_{dc} \\ V_{bn_0} = \left(S_b - \frac{1}{2}\right) U_{dc} \\ V_{cn_0} = \left(S_c - \frac{1}{2}\right) U_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.54})$$

En remplaçant (I.51) dans (I.52), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{I.55})$$

En remplaçant (I.53) dans (I.54), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.56})$$

Dance le Schéma d'onduleur :

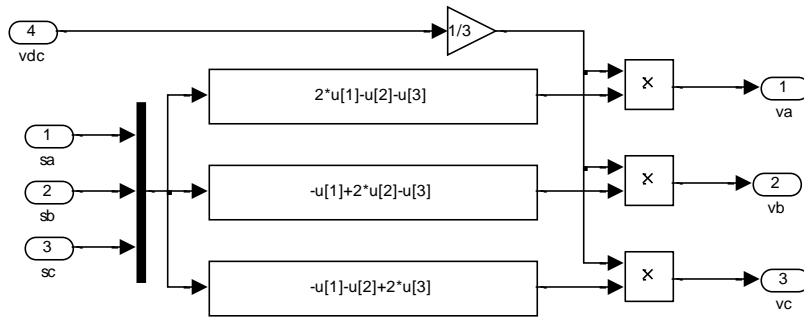


Figure I.8: Schéma de l'onduleur triphasé (matlab)

I .5.3 Onduleur de tension à modélisation de largeur d'une pulsion MLI

La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux pseudo analogiques. De plus elle est utilisée pour le pilotage des convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie. [10]

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer [11] :

A. Modulation de Largeur d'impulsions Sinus-Triangle :

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but :

- Repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ d'une fréquence f_r et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f_p . L'indice de modulation m , égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante) :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (I.57)$$

Avec : $m > 1$ Le coefficient de réglage en tension r :

$$r = \frac{A_r}{A_p} \quad (I.58)$$

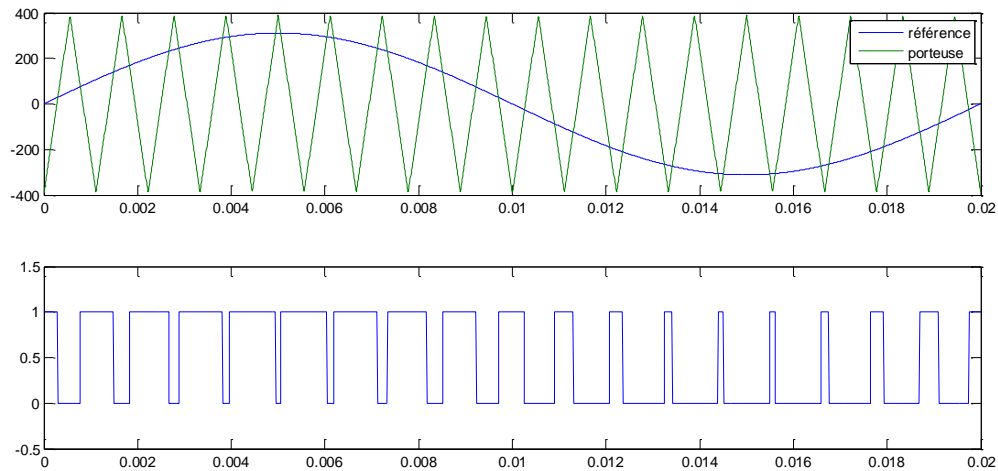


Figure I.9 : Les signaux MLI sinus-triangle

B) Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M»

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles ($2^3 = 8$). Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α , β) par huit vecteurs de tension notés de V_0 à V_7 ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant régulièrement répartis tous les 60° (figure (I.11)).

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur (figure I-12)). Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons T_i et T_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} .

Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux, ce qui confère trois degrés de liberté à cet onduleur, ayant chacun deux états ; Fermé (1) ou Ouvert (0). De là, nous dressons le tableau des différents états du convertisseur pour chaque secteur (Tableau I.5).

		v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7
Tensions triphasées simples	v_{as}	0	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
	v_{bs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
	v_{cs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
Tensions transformées	$v_{s\alpha}$	0	$+\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
	$v_{s\beta}$	0	0	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
Vecteur \vec{v}_i	\vec{v}_i	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E.e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E.e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E.e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E.e^{j\frac{5\pi}{3}}$	0

Tableau I.5 : Tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ imposées par l'onduleur en fonction de (i).

La figure (I.10) fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur :

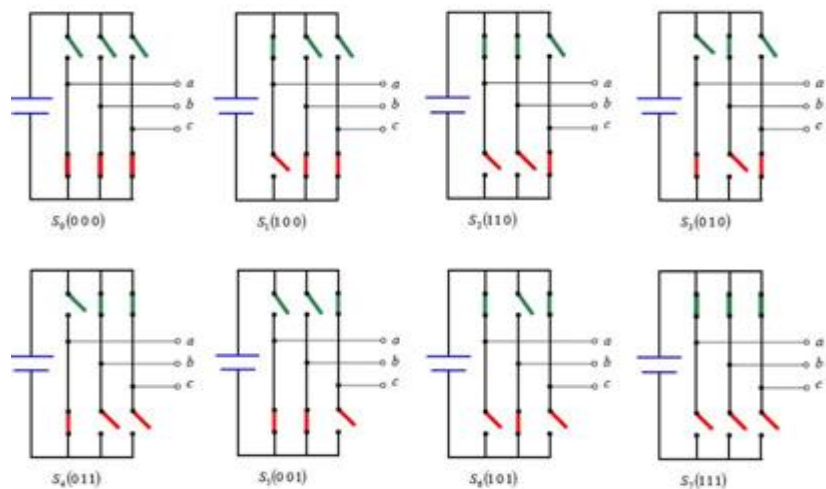


Figure I.10: Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma de la figure (I.11)

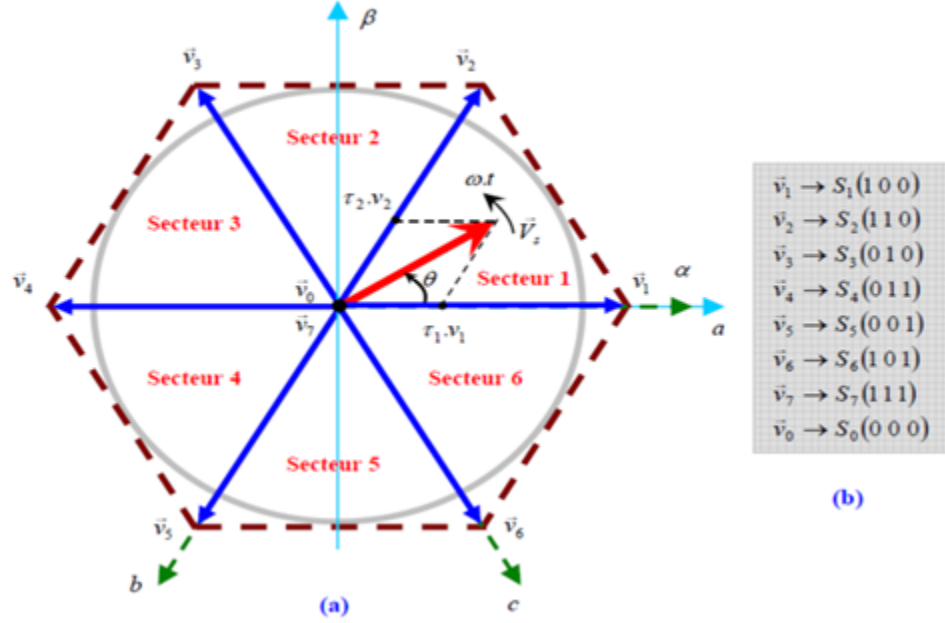


Figure I.11 : Diagramme des 6 secteurs de la SVM.

Le vecteur \vec{V}_s se situe dans le secteur 1 entre le vecteur \vec{v}_1 et \vec{v}_2 , ce qui permet d'écrire :

$$\vec{V}_s = \frac{T_1}{T_{com}} \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_{com}} \vec{v}_2 \quad (\text{I-59})$$

Où T_{com} représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs v_1 et v_2 , elles sont exprimées par :

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin(\theta) \\ T_0 = T_{com} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (\text{I-60})$$

➤ T_0 : la durée d'application de la séquence de roue - libre.

La figure (I.11), représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1.

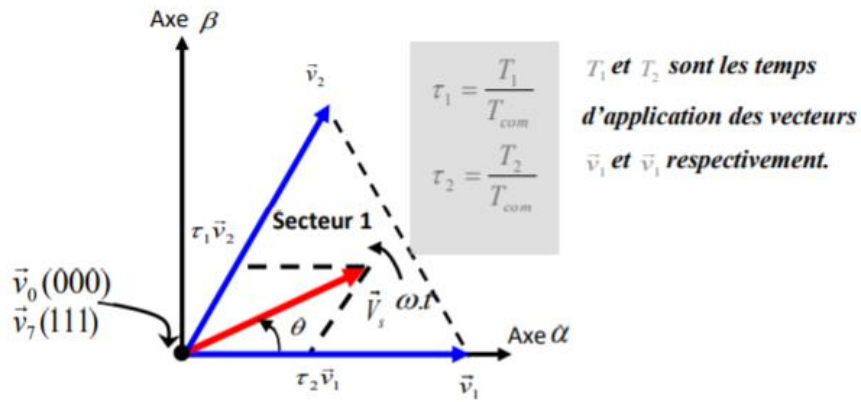


Figure I.12: Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.

La somme des deux vecteurs v_1 et v_2 , appliqués respectivement pendant les durées τ_1 et τ_2 , donne le vecteur V_s initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls (v_0 et v_7) et en codant par un « 1 » un interrupteur fermé et un zéro un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur \vec{V}_s souhaité.

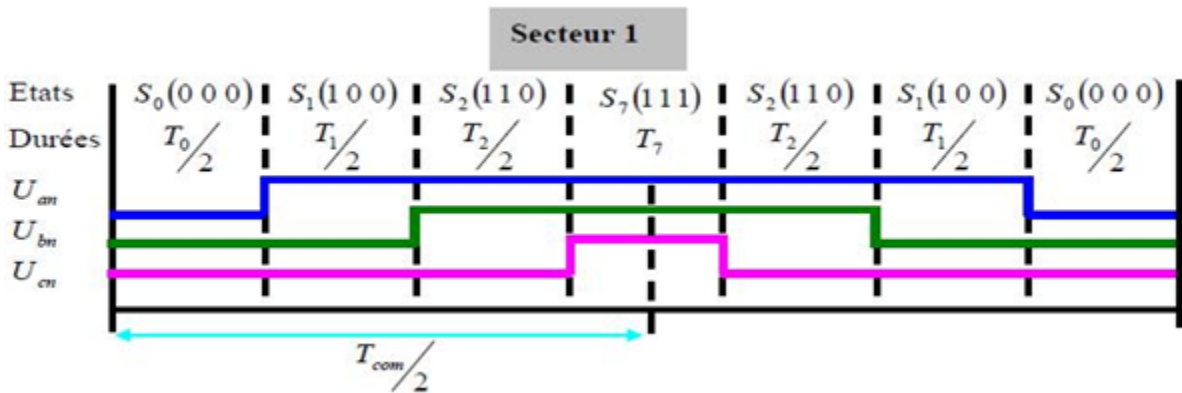
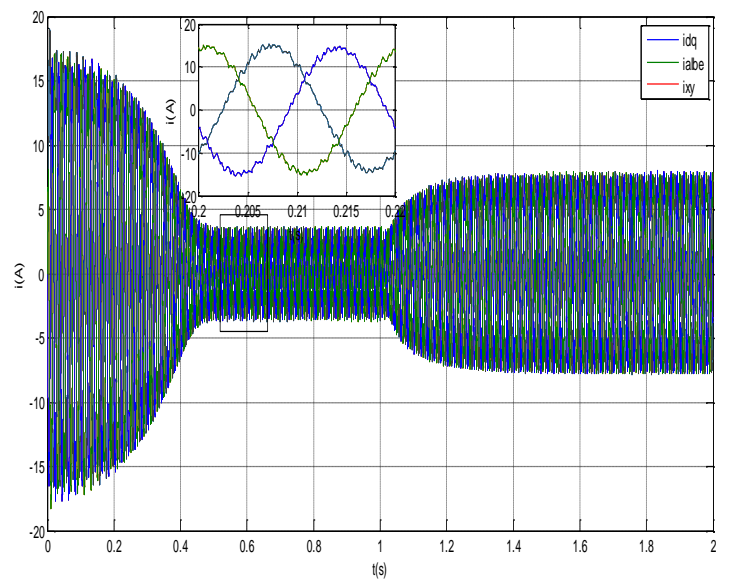
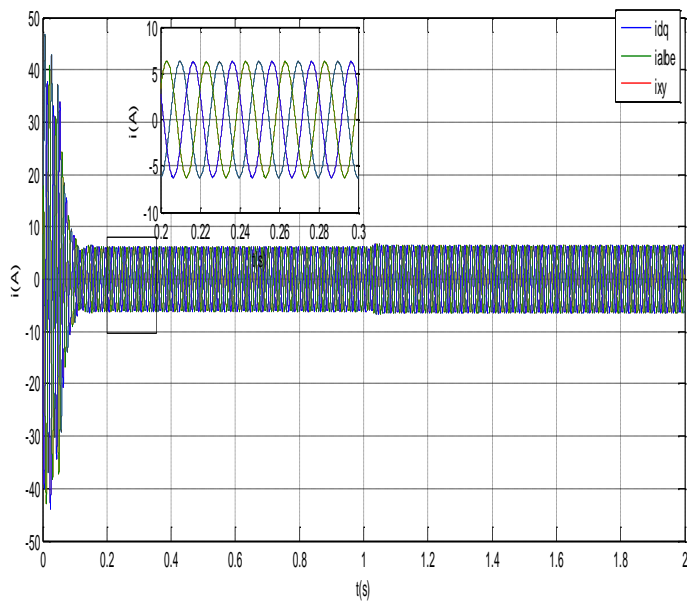
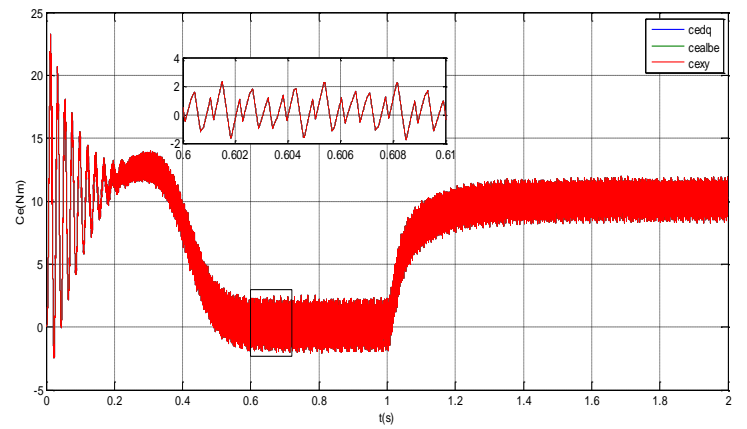
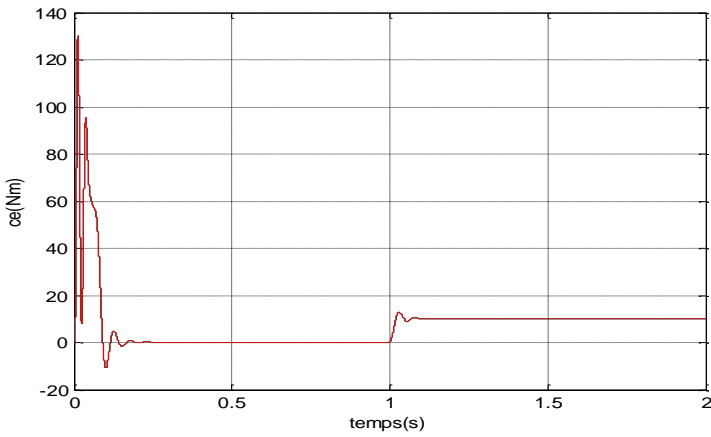
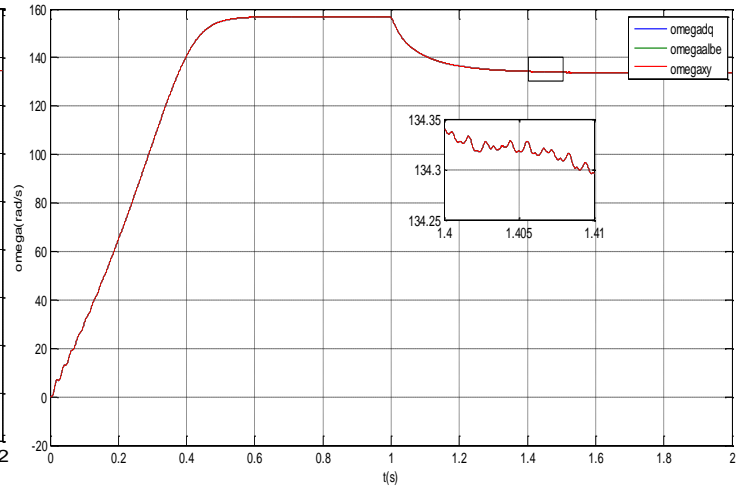
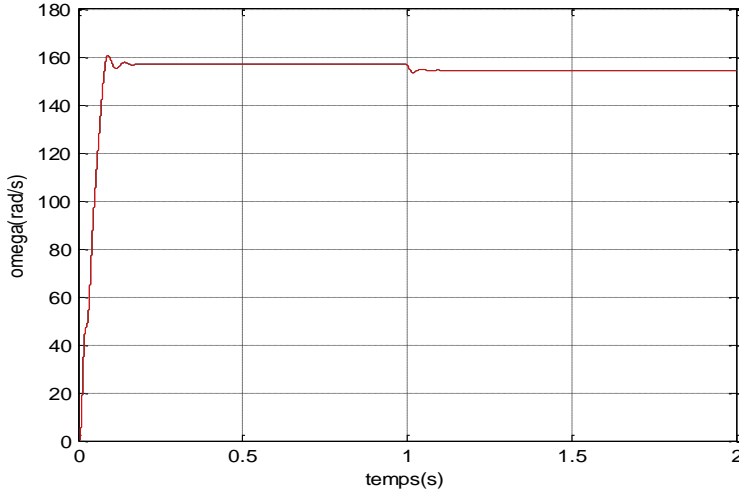


Figure I.13 : Reconstitution des signaux de commande de la SVM.

I.6 Résultats de simulation

Avec onduleur

Sans onduleur



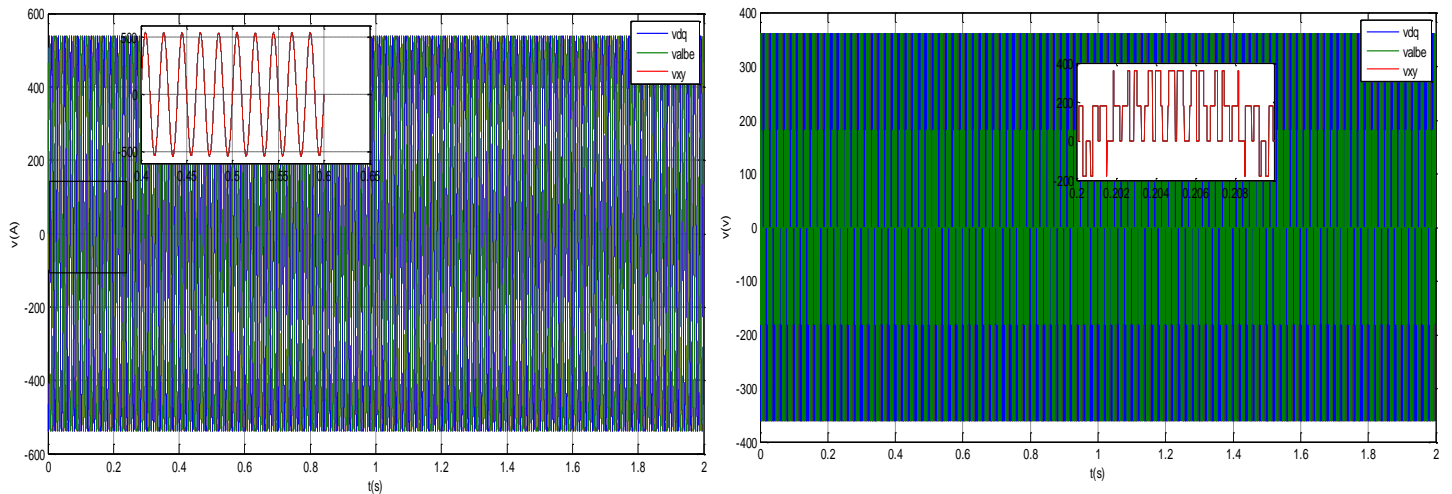


Figure I.14: Résultats de simulation du de machine asynchrone de plans (d, q), (x, y) et (alpha, beta).

I.7. Interprétation de résultats:

Les résultats de simulation (figure I.14) sont les graphes obtenus ci-dessus, à savoir, l'évolution des courant, du couple, tension, et de la vitesse, en fonction du temps(t), à vide et en charge, dans le plans (d, q), (x, y) et (alpha, beta).

- la réponse de vitesse pour la MAS alimentée directement par un onduleur de tension, se stabilise à 157 rad/s dans un temps d'établissement de 0.1s après un régime transitoire à vide où la vitesse augmente linéairement, (le moteur possède 2 paires de pôles).
- Le couple présente un pic au démarrage pour ramener la machine à son régime puis s'annule jusqu'à l'application de la charge où il augmente pour compenser le couple résistant. La présence de l'onduleur est manifestée par des oscillations visibles surtout en régime permanent.
- les réponses de courant, nous constatons qu'il y'a un fort appel de courant dans le régime transitoire et qui atteint 5 fois environ le courant nominal puis suit le courant de référence en régime permanent. Dans le fonctionnement à vide du moteur il y'a un courant correspondant au comportement inductif de moteur. La diminution de la bande d'hystérésis permet d'améliorer la forme de courant et minimise les pulsations du couple mais provoque une augmentation très importante de la fréquence de commutation.

I.8. Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à la détermination du modèle mathématique de la MAS à cage d'écuréuil associée à son alimentation. Pour ce faire et au début, le passage entre les repères (lié au stator, au rotor ou au champ tournant) a été traité d'une manière détaillée où des transformations sont introduites afin de réduire l'ordre du système et éviter la complexité des équations différentielles.

Ensuite nous avons étudié la modélisation de l'onduleur alimenté par un redresseur et commandé par la technique MLI a été développée.

Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermée, nous allons adopter la commande directe de couple (DTC) qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

II.1 Introduction

Le contrôle direct de couple DTC " Directe Torque Control " , basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par depenbrock sous la terminologie DSC "Direct Self Control ".Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation de flux statorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine . Utilisation de capteurs mécaniques. [12]

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à Modulation de la largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [13]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de Simulation obtenus.

II.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on à plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [14].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statorique, le modèle donne à chaque instant :

- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qu'il développe.

➤ La position du secteur.

II.2.1 Modèle Vectoriel de la machine tout flux.

Pour la DTC, le modèle de la MAS est considéré dans le référentiel du stator (α - β), s'écrit :

$$\bar{V}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\Phi}_S}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\Phi}_R}{dt} - jp\Omega \bar{\Phi}_R \quad (\text{II.2})$$

$$\bar{\Phi}_S = L_S \bar{i}_S + M \bar{i}_R \quad (\text{II.3})$$

$$\bar{\Phi}_R = L_R \bar{i}_R + M \bar{i}_S \quad (\text{II.4})$$

$$Ce = pM \Im m(i_s \tau_R) \quad (\text{II.5})$$

Le modèle tout flux de la machine idéale concernera les équations tension du rotor et du stator, le couple. Le flux statorique sera considéré comme entrée. Il vient donc ce qui suit:

A partir de (II.3) et (II.4), les courants sont données en fonction des flux tels que: [2]

$$\bar{i}_S = \alpha_{SS} \bar{\Phi}_S + \alpha_{SR} \bar{\Phi}_R \quad (\text{II.6})$$

$$\bar{i}_R = \alpha_{RS} \bar{\Phi}_S + \alpha_{RR} \bar{\Phi}_R \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec, } \alpha_{SS} = \frac{1}{\sigma L_S}; \alpha_{RR} = \frac{1}{\sigma L_R}; \alpha_{SR} = \alpha_{RS} = \frac{\sigma - 1}{\sigma M}$$

(II.7) dans(II.2) donne

$$\bar{\tau} \frac{d\bar{\Phi}_R}{dt} + \bar{\Phi}_R = \bar{\Phi}_S \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Avec, } \bar{\tau} = \left(\frac{R_R}{\sigma L_R} - jp\Omega \right); \bar{\beta} = \bar{\tau} \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{R_R}{M}$$

(II.6) dans (II.5) donne

$$Ce = p \frac{M}{\sigma L_S L_R} \Im m \left(\bar{\Phi}_S \bar{\Phi}_R^* \right) = p \frac{M}{\sigma L_S L_R} \left(\bar{\Phi}_S \otimes \bar{\Phi}_R^* \right) \quad (\text{II.9})$$

II.3 Contrôle de couple et de flux :

II.3.1 Principe de contrôle du flux

Dans la DTC, il s'agit de contrôler le flux statorique pour ces deux raisons:

- ✓ plus rapide que le flux rotorique ; en effet, en tenant compte de l'équation (II.8), le flux rotorique s'exprime par :

$$\bar{\Phi}_R = \frac{1}{1+\tau_s} \bar{\Phi}_S \quad (\text{II.10})$$

- ✓ Son estimation semble simple par l'usage de l'équation (II.1) à partir des grandeurs électriques mesurables du stator qui sont la tension et le courant. Cependant l'intégration en boucle ouverte du flux et l'estimation temps réel de la résistance du stator posent des problèmes qui affectent la robustesse de l'estimation du flux.

L'intégration du flux entre l'instant tk et l'instant $t_{k+1} = t_k + T_E$ telle que T_E représente la période d'application d'un vecteur $\vec{v}_s = \vec{V}_{Si}$. Dans une première approximation on peut supposer S_R est négligeable.

D'où integration de (II.1)

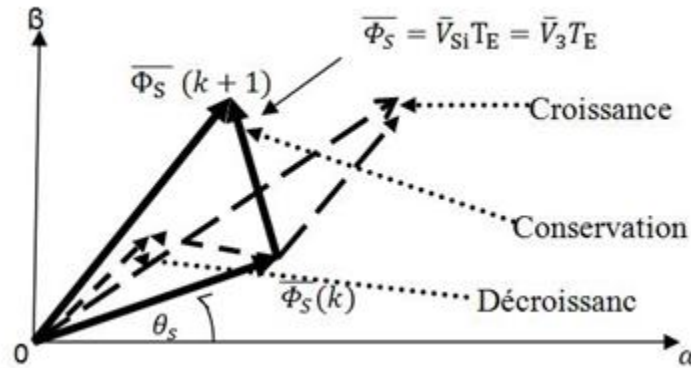


Figure II. 1: Evolution de flux stator dans le plan (α , β)

D'après la figure ci- dessous on voit aisément que l'on peut augmenter le flux en appliquant la séquence V1, ou le garder constant en appliquant la séquence V3, ou encore le faire diminuer en appliquant la séquence V4.

Le module de la vitesse de déplacement du flux est donnée par la norme de sa dérivée telle que :

$$\left\| \frac{\Phi_S}{T_E} \right\| \approx \left\| \frac{d\Phi_S}{dt} \right\| \approx \sqrt{\frac{2}{3}} U_C = Cste \quad (\text{II.11})$$

La direction du déplacement est donnée par la direction du vecteur séquence appliquée.

Garder le flux constant signifie que : $\forall k \left\| \bar{\Phi}_S(k) \right\| \approx \left\| \bar{\Phi}_S(k+1) \right\| \cong \Phi_{Som} = Cste$.

Cela implique que le vecteur de la vitesse de déplacement doit être perpendiculaire au flux et donc tangent au cercle réalisé par le flux dans le plan $\alpha\beta$. A noter que l'application d'une séquence de tension perpendiculairement au flux fait varier brutalement la phase et elle est considérée comme un déplacement maximal et peut avoir un effet notable. La diminution ou l'augmentation du flux revient à orienter son déplacement selon les séquences de tension comme le montre la figure (II.1). [2]

II.3.2 Règle du contrôle du couple

L'expression du couple(II.10) telle que donnée précédemment peut être réécrite comme:

$$C_e = p \frac{M}{\sigma L_S L_R} \|\vec{\Phi}_S\| \cdot \|\vec{\Phi}_R\| \cdot \sin(\vec{\Phi}_S \vec{\Phi}_R) \quad (\text{II.12})$$

En posant : $K = p \frac{M}{\sigma L_S L_R}$ l'expression du couple devient :

$$C_e = K \|\vec{\Phi}_S\| \cdot \|\vec{\Phi}_R\| \cdot \sin(\delta) \quad (\text{II.13})$$

Le module du flux statorique est maintenu constant, réellement piégé dans une couronne circulaire de largeur de bande assez étroite, le module du flux rotorique le sera également après un temps suffisamment faible caractérisé par la constante de temps $T_{\sigma R}$ telle que :

$$T_{\sigma R} = \frac{\sigma L_R}{R_R} \ll T_R = \frac{L_R}{R_R}$$

II.4 Description de la structure du DTC :

Le vecteur \vec{V}_s (S_a, S_b, S_c) dépend de la variation du module du flux statorique ϕ_s , du sens de rotation de $\vec{\phi}_s$ mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\vec{\phi}_s$ dans le référentiel (α, β) en le décomposant en six zones i , avec $i = [1, 6]$ déterminées à partir des composantes du flux sur les axes α_s et β_s [9]

Lorsque le vecteur flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre Vecteurs tension a adéquats. Il s'agit des vecteurs $\vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}, \vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i-2}$ représentés sur la figure (Figure II) sur toute la zone i , parcourue le le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension \vec{V}_s sélectionné reste le même.

Vecteur flux statorique, le rôle du Vecteur tension \vec{V}_s sélectionné reste le même.

- Si \vec{V}_{i+1} est sélectionné alors $\vec{\phi}_s$ croît et C_{em} croît.
- Si \vec{V}_{i-1} est sélectionné alors $\vec{\phi}_s$ croît et C_{em} décroît.
- Si \vec{V}_{i+2} est sélectionné alors $\vec{\phi}_s$ décroît et C_{em} croît.
- Si \vec{V}_{i-2} est sélectionné alors $\vec{\phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les deux vecteur \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ne sont jamais utilisé. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux sur une zone $N=i$, une barre de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interruptions du convertisseur [15].

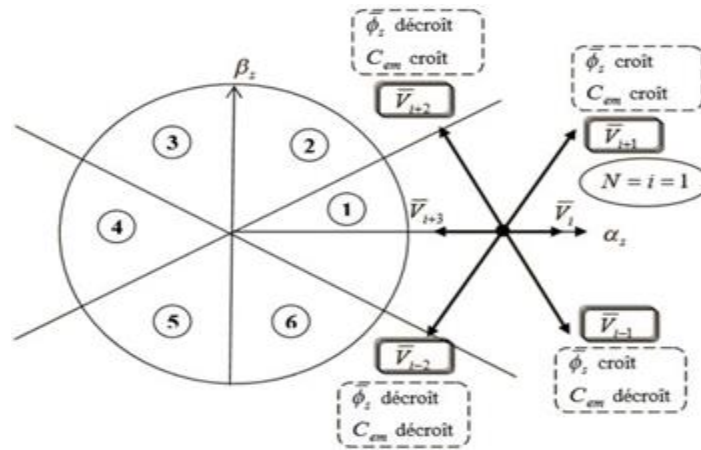


Figure II.2 : Sélection de vecteur tension

II.5. Structure de la commande DTC d'une MAS

II.5.1 Structure

La figure (II.3) présente le schéma bloc d'implantation de la commande DTC d'une machine asynchrone au sens de Takahashi. [16]

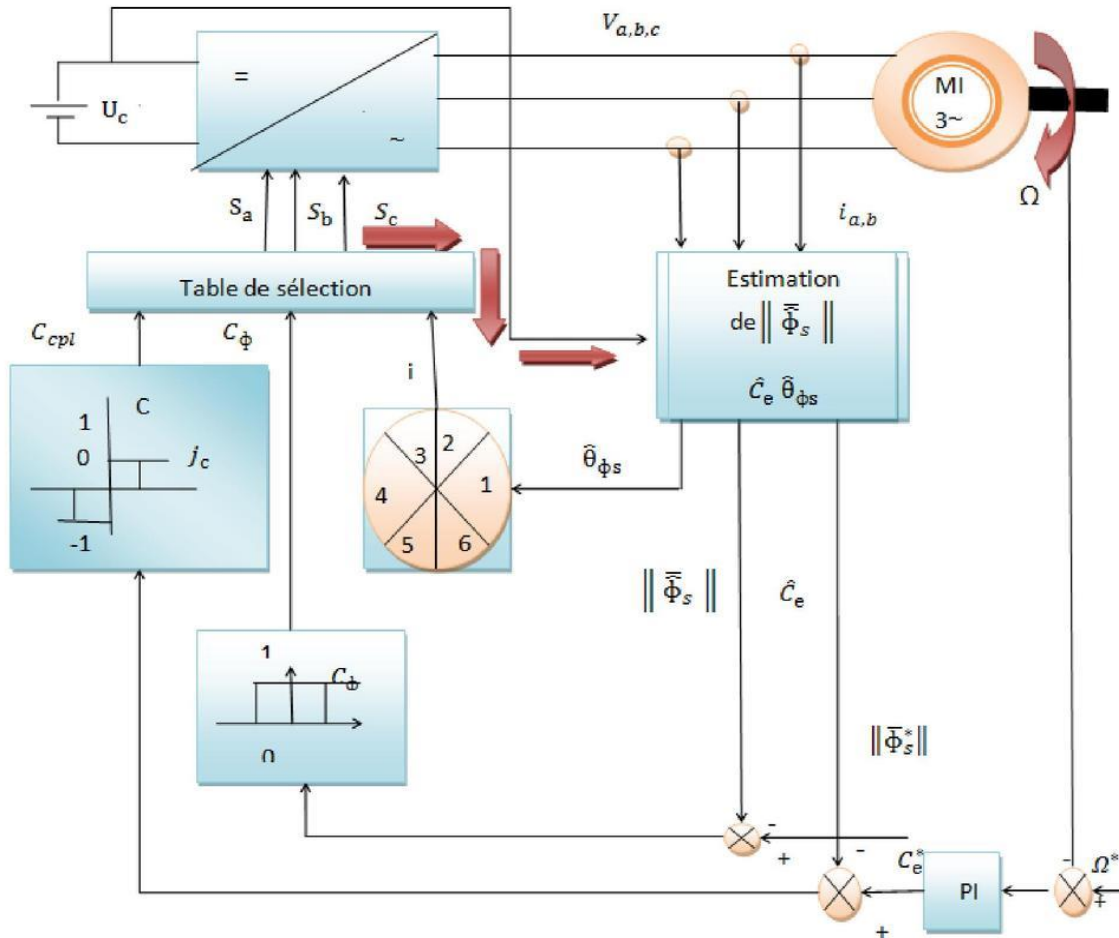


Figure II.3 : Sélection de vecteur tension

II.5.2 Régulateur à Hystérésis

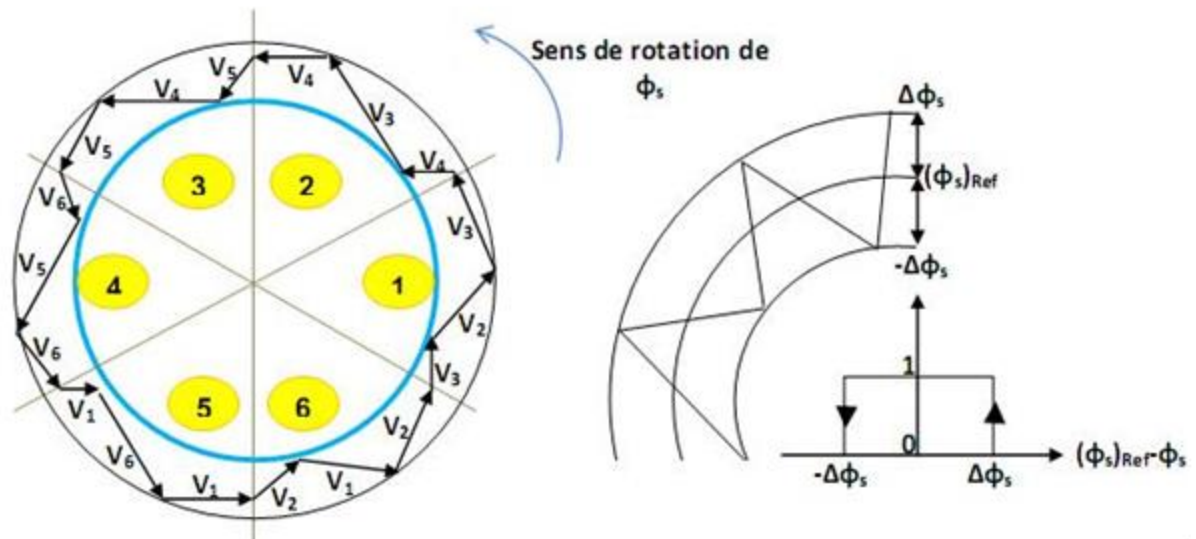
II.5.2.1 Régulateur de flux

Le contrôle du flux est réalisé par un régulateur à hystérésis à deux niveaux pour pouvoir piéger l'extrémité de son vecteur dans une couronne circulaire, Ainsi le module de $\bar{\phi}_s$ sera borné comme :

$$\|\bar{\phi}_s^*\| - \frac{\Delta\phi_s}{2} \leq \|\bar{\phi}_s\| \leq \|\bar{\phi}_s^*\| + \frac{\Delta\phi_s}{2} \tag{II.14}$$

Ou, $\|\bar{\phi}_s^*\|$ est la consigne du flux statorique

$\Delta\phi_s$: Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation.



a) sélection des tensions us, b) contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

Figure II.4 : Contrôle du flux par hystérésis

II.5.2.2 Régulateur de couple électromagnétique

Celui-ci peut être réalisé selon deux types:

- Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation, comme il est indiqué sur la figure (II.5)
- Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux, pour un seul sens de rotation. Pour diminuer le couple, la séquence nulle de tension est appliquée. L'inversion de la rotation de la machine est obtenue par croisement de deux phases.

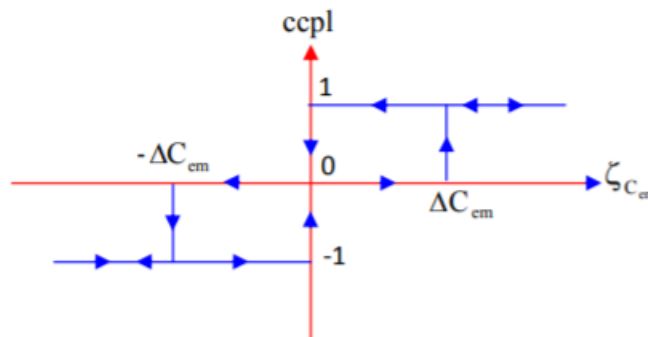


Figure II.5: Comparateur à hystérésis à trois niveaux

Le choix judicieux des largeurs de bande à hystérésis des deux régulateurs de flux et du couple constitue l'essentiel pour la réalisation des performances intéressantes de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à de fortes pulsations sur la

grandeur à contrôler; d'autre part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voire la machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, un changement de séquence ne peut avoir lieu jusqu'à ce que l'ordre se fasse détecter par le correcteur dans la prochaine période d'échantillonnage. [16] [2]

II.5.3 Estimation du flux et du couple

En principe tout se ramène à l'estimation du flux qui reste problématique, Pour simplifier, on se restreint à l'estimateur de flux élémentaire, malgré ses inconvénients déjà signalés, qui donne par l'intégration de la relation de base (II.11), tels que \hat{x} et \tilde{x} définissant, respectivement, l'estimation et la mesure de la grandeur x . On a donc ce qui suit: [15] [16]

Pour le flux,

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \int (\tilde{V}_{s\alpha} - R_S \tilde{I}_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \int (\tilde{V}_{s\beta} - R_S \tilde{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Pour le couple,

$$\hat{C}_e = P(\hat{\Phi}_{s\alpha} \tilde{I}_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} \tilde{I}_{s\alpha}) \quad (\text{II.16})$$

Où le courant et la tension biphasée sont donnés à partir de la relation du phaseur (II.7):

Pour les courants:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \tilde{I}_{sA} \\ \tilde{I}_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\tilde{I}_{sB} - i_{sC}) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Pour les tensions:

$$\begin{cases} \tilde{v}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \tilde{v}_{sA} \\ \tilde{v}_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\tilde{v}_{sB} - \tilde{v}_{sC}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Sinon, par application de la relation (II.12) :

$$\begin{cases} \tilde{v}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_C \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b - S_c) \right) \\ \tilde{v}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_C (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

II.6 Table de vérité de la DTC

La table de commutation est élaborée en fonction de l'état des variables booléennes C_{flx} et C_{cpl} à la sortie des deux correcteurs de flux et du couple électromagnétique, ainsi que la zone i donnant l'information sur la position du vecteur de flux $\vec{\phi}_s$. Elle se présente sous la forme suivante :

i		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux	3 niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	2 niveaux	
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	-	
$C_{flx}=0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux	3 niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	2 niveaux	
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	-	

Tableau II. 1: La table de commutation de la commande directe de couple

Vecteur de tension	Vecteur de commande	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
V_0	[000]	0	0	0
V_1	[100]	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$
V_2	[110]	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$
V_3	[010]	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$
V_4	[011]	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$
V_5	[001]	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$
V_6	[101]	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$
V_7	[111]	0	0	0

Tableau II. 2 : Les impulsions de commande en fonction des vecteurs tensions

II.7 La commande DTC avec table à 12 secteurs

Dans le contrôle DTC classique, il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de couple, donc ils ne sont pas utilisés (V_i et V_{i+3}). De même pour le contrôle DTC modifiée, il y a deux vecteurs par secteur qui introduisent une ambiguïté dans le contrôle du flux, donc ils ne sont pas aussi utilisés (V_{i+2} et $V_{(i+5)}$).

Afin d'utiliser les six vecteurs tensions pour le même secteur, il est utilisé une nouvelle table de sélection basée sur l'utilisation de 12 secteurs au lieu de six comme le montre la figure II.6.

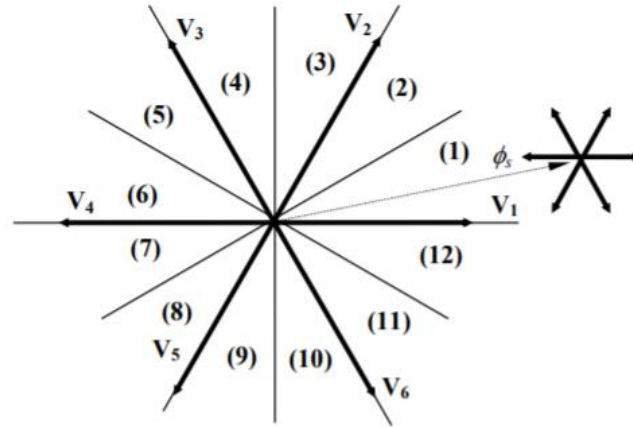


Figure II. 6 : DTC avec 12 secteurs.

Le tableau II.3. Représente les cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tension pour les secteurs S_1 et S_{12} .

S_{12}	Augmente	Diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
Couple	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
s_1	Augmente	Diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
Couple	V_2, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

Tableau II. 3: Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S_1 et S_{12} .

Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs, par exemple, il est évident que V_1 peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12, par contre dans le même secteur, V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux

Dans notre cas on s'intéresse beaucoup plus au couple, donc pour tenir compte des faibles et des grandes variations du couple on a utilisé un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et une hystérésis à deux niveaux pour le flux, figure II.7.

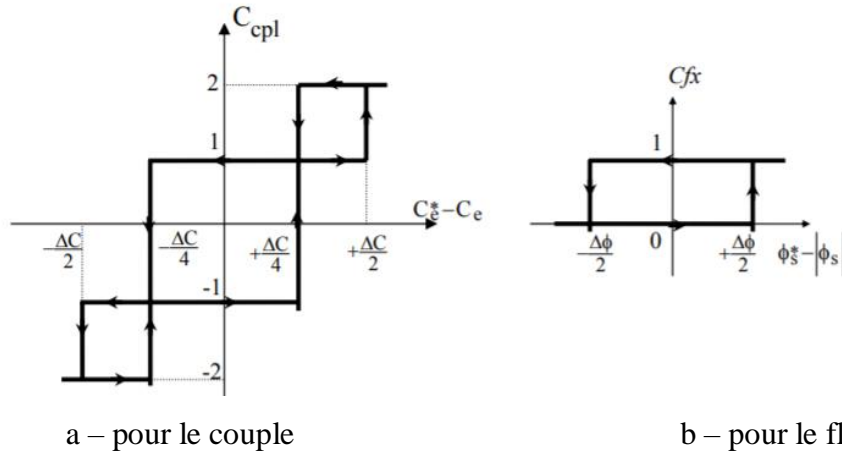


Figure II.7: Comparateur à hystérésis

Finalement, la table de sélection des tensions utilisées pour cette technique est donnée par le tableau II.4

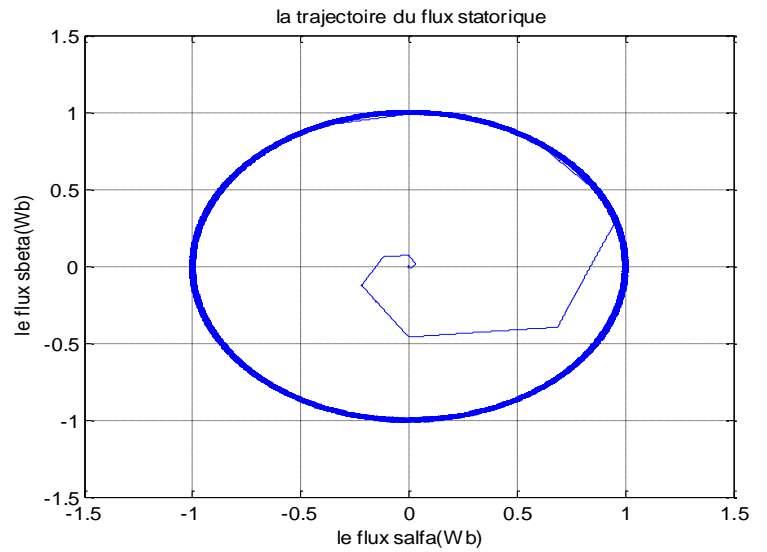
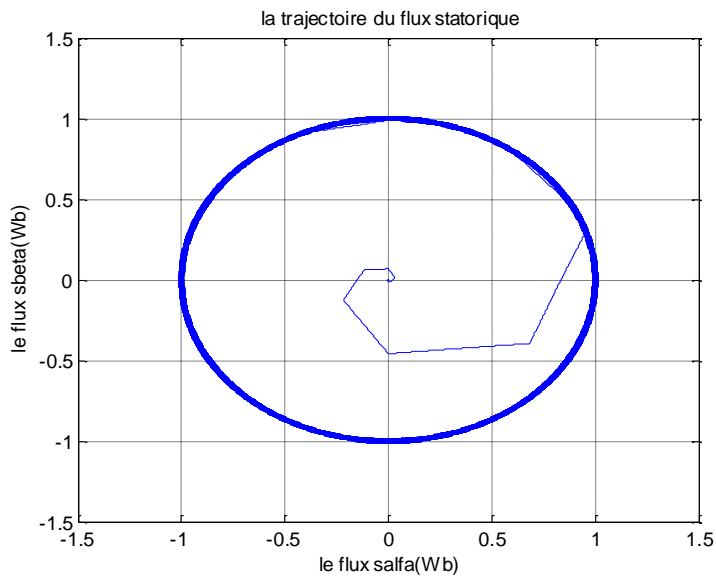
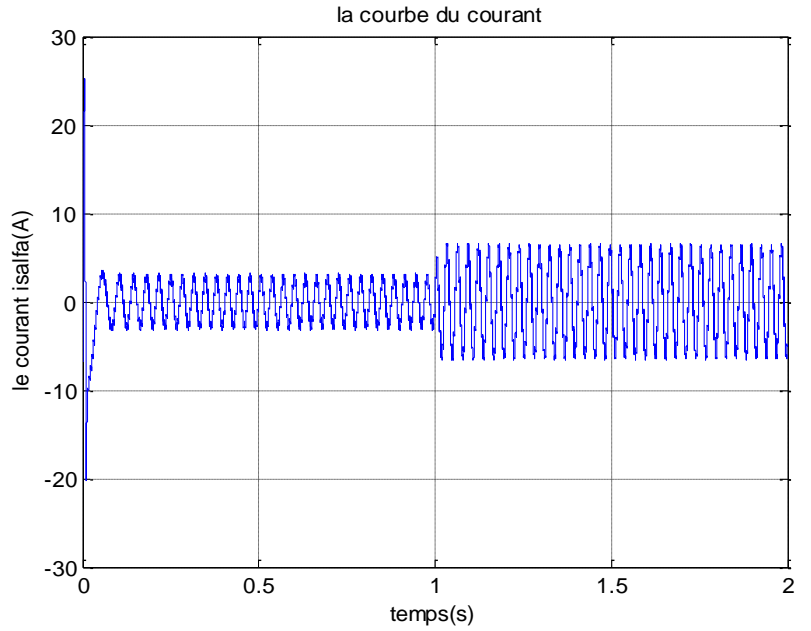
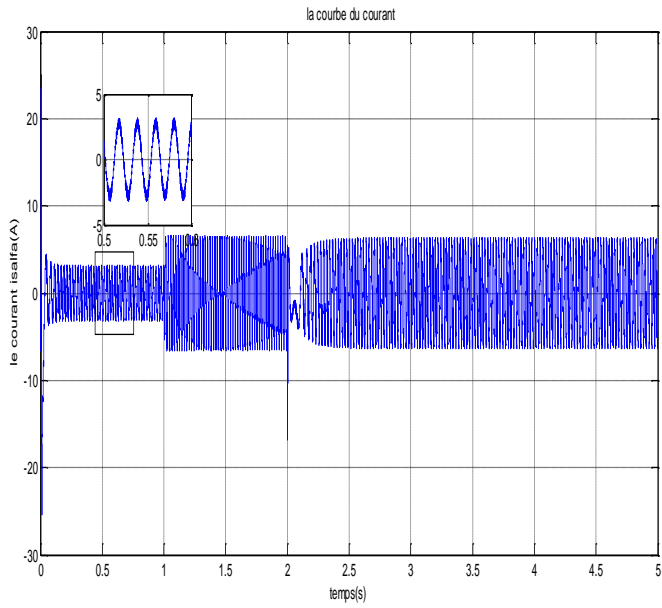
N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{fx}=1$	$C_{cpl} = 2$	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
	$C_{cpl} = 1$	$*V_2$	V_2	$*V_3$	V_3	$*V_4$	V_4	$*V_5$	V_5	$*V_6$	V_6	$*V_1$	V_1
	$C_{cpl} = -1$	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3	$*V_3$	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6	$*V_6$
	$C_{cpl} = -2$	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
$C_{fx}=0$	$C_{cpl} = 2$	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
	$C_{cpl} = 1$	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6	$*V_6$	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3	$*V_3$
	$C_{cpl} = -1$	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4
	$C_{cpl} = -2$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5

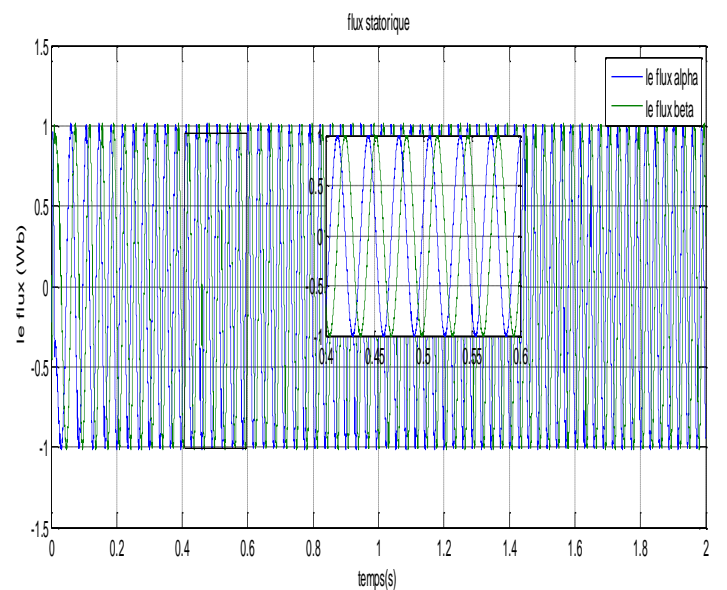
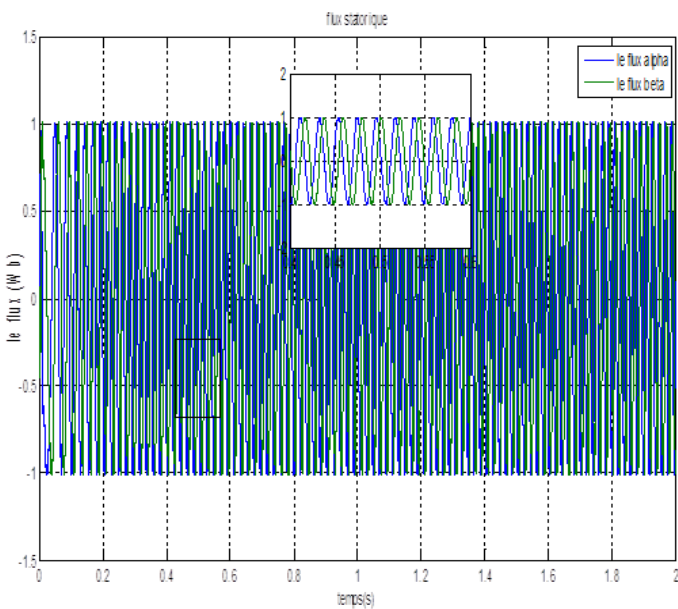
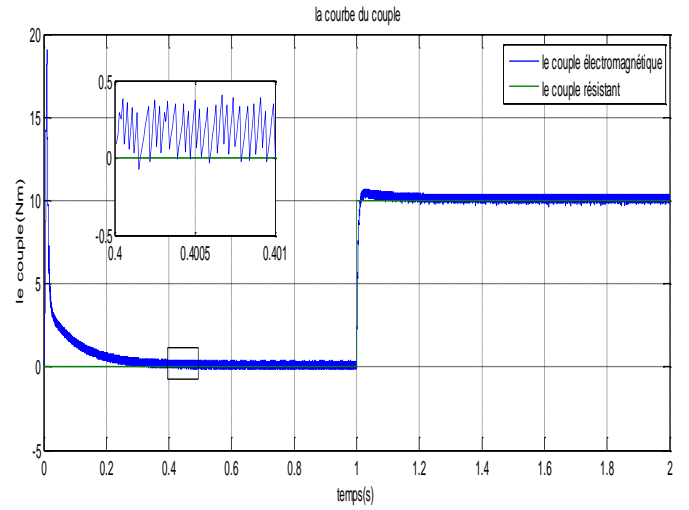
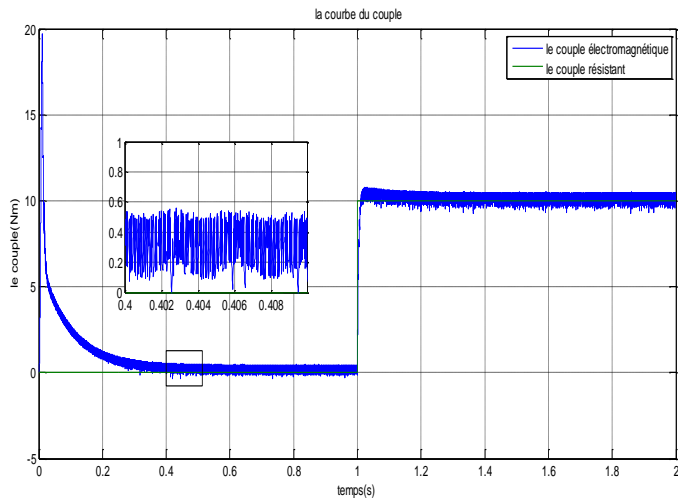
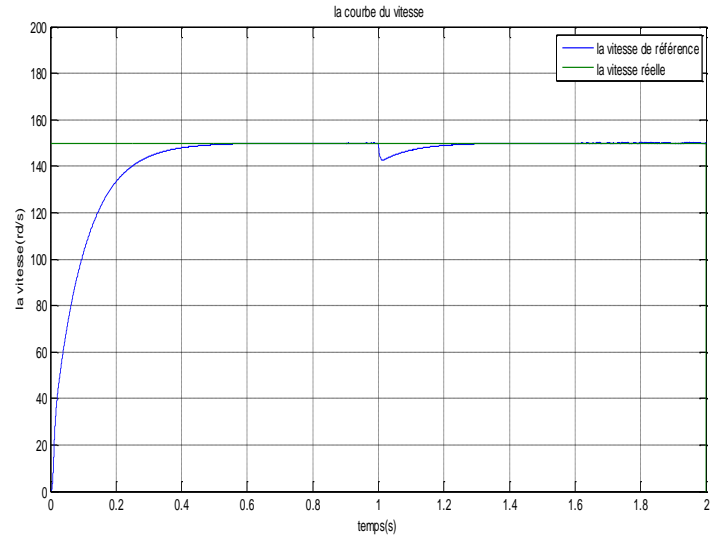
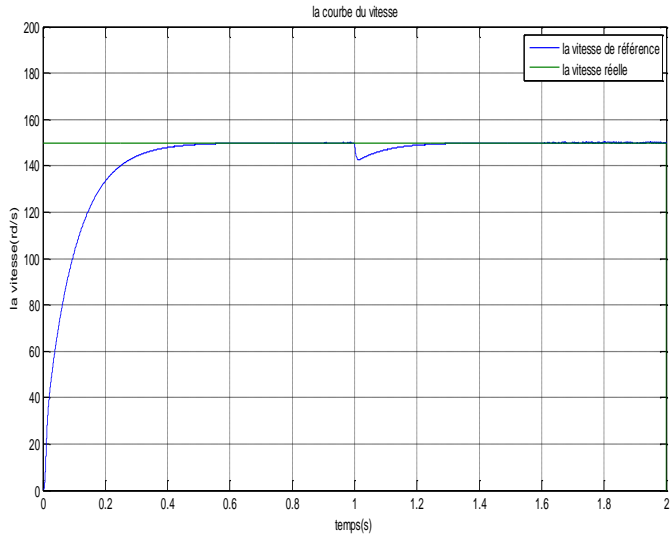
Tableau II. 4: Table de vérité pour la DTC à 12 secteurs

II.8 Résultats de simulation :

(6 secteur)

(12 secteur)





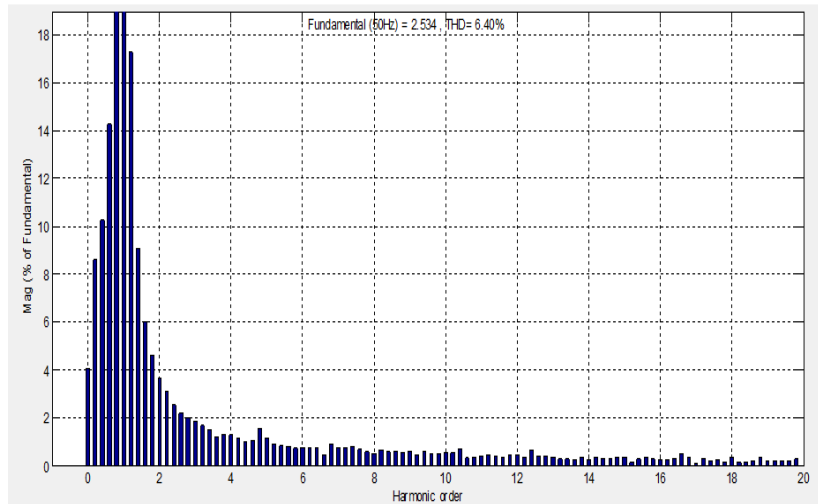
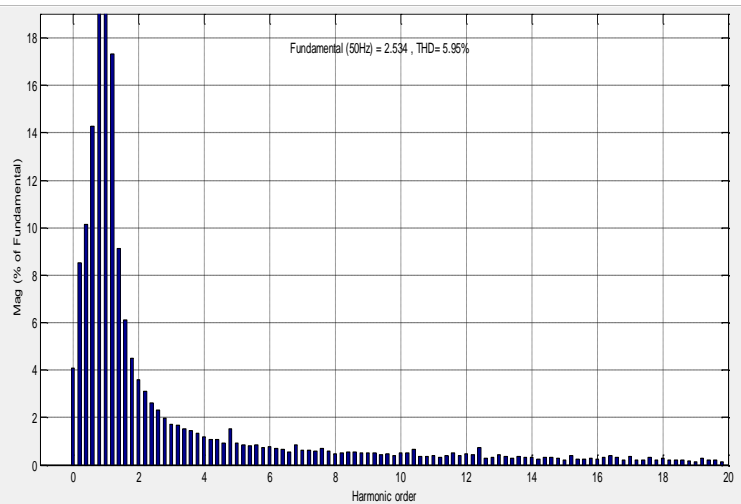
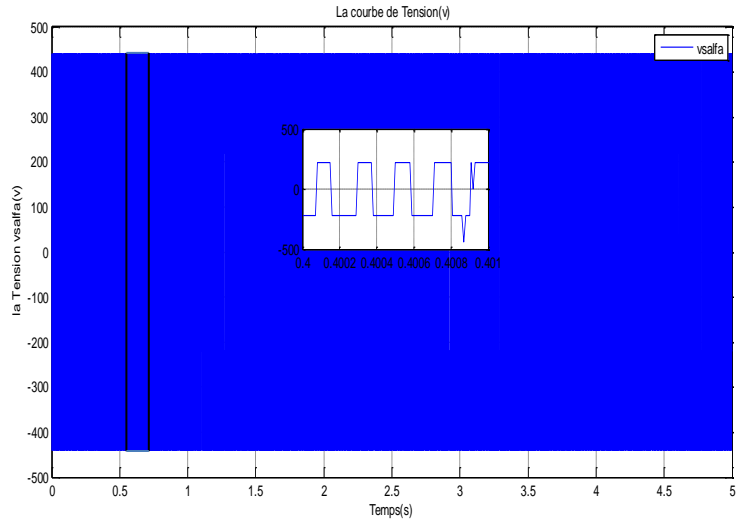
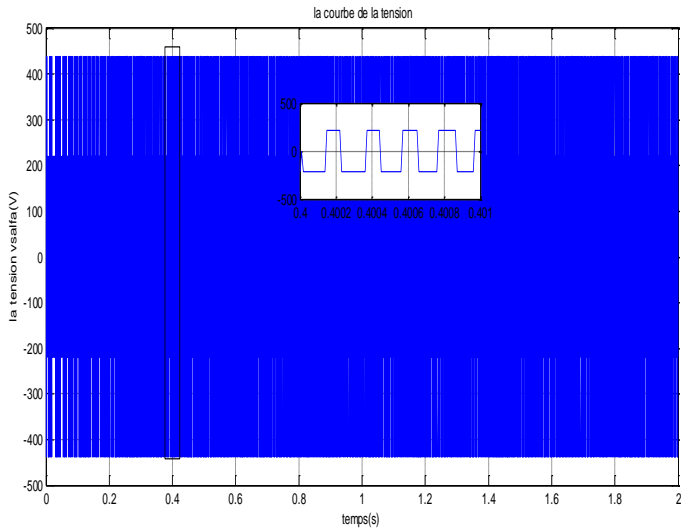


Figure II.8 : Résultats de simulation du command DTC (6 secteurs et 12 secteurs)

II.9 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation (**Figure II.8**) sont les graphes obtenus ci-dessus, à savoir, l'évolution du courant, du couple, La Tension et de la vitesse, en fonction du temps(t),

- le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple, et que le courant conserve une forme très proche de la sinusoïde. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans des grands dépassements

- les deux composantes du flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire
- La vitesse suit sa référence ce qui montre que la DTC présente une bonne performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est robuste, ce qui est confirmé par le rejet rapide de perturbation lors de l'application de la charge.
- Le couple suit parfaitement la valeur de consigne. Il atteint une valeur maximale (courbe de simulation), puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge). Les oscillations de ce couple sont dues par l'effet des régulateurs à hystérésis.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principes du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine.

A partir de ces résultats on peut dire que le contrôle du couple de la MAS basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques (transitoire rapide).

Les oscillations observées au niveau du couple présentent l'inconvénient majeur de cette technique.

Pour remédier à ce problème, le prochain chapitre sera consacré à la commande prédictive à état finie.

III.1 Introduction

Le but principal de la commande des systèmes, est de pouvoir satisfaire les objectifs définis par le cahier des charges, de manière la plus performante possible. Il s'agit, par exemple, de contrôler certains signaux (de sortie) par actions sur d'autres signaux (d'entrée) de sorte qu'il soit possible de pouvoir satisfaire les objectifs en présence d'incertitudes et changements des caractéristiques du processus (modèle) et de restrictions sur les variables opérationnelles. Il s'agit là d'un problème pratique car bien des processus réels présentent ces caractéristiques.

Les actionneurs ont souvent un champ limité d'opération (position totalement ouverte ou fermée). Entrent en compte des raisons de sécurité, d'environnement ou de propres limitations des capteurs, des limites sur les variables des processus, (e.g. des niveaux, des flux, des températures et des pressions). Tout ceci rend nécessaire de considérer des contraintes dans l'étape de conception et d'implantation du contrôleur pour obtenir une meilleure performance du système.[3]

La commande prédictive à base de modèle MPC, est l'une des rares techniques de commande avancée avoir un impact significatif et répandu sur la commande de processus industriels. Elle a été développée et employée dans l'industrie pendant presque vingt ans avant d'attirer l'attention de beaucoup de chercheurs dans le domaine de l'automatique.

Aujourd'hui, vu à l'essor technologique des calculateurs et après l'apparition de méthodes d'optimisation rapides, plusieurs chercheurs se sont focalisés sur l'adaptation de la MPC à la commande des systèmes présentant une dynamique rapide où les fréquences d'échantillonnages sont très élevées tel que la robotique, l'aérospatial, l'automobile, etc.... [17].

III.2 Philosophie de la commande prédictive à états finis (FS-MPC)

Récemment, la commande prédictive à états finis FS-MPC apparaît comme une alternative attrayante et offre une approche complètement différente et puissante pour la commande des convertisseurs de puissance à cause de sa simplicité, sa dynamique rapide, de son indépendance des régulateurs linéaires classiques (pas besoin de contrôleurs linéaires en rejetant la structure cascade), pas de besoin de modulateur (PWM ou SVM), très flexible avec prise en compte des contraintes [13], implantation avec les microprocesseurs commerciaux standards et garantit de très bonnes performances.

La commande prédictive à ensemble fini FS-MPC est née dans le milieu des convertisseurs statiques de puissance et repose sur leur nature discrète à cause de la limitation du nombre de leurs états de commutation (nombre d'états finis). Un tel avantage a pour effet de réduire la tâche de calcul que ce soit pour la prédiction ou pour le traitement. Comme chaque convertisseur possède un nombre limité d'états de commutation (8 états pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, 27 états pour un onduleur trois niveaux, 64 états pour un onduleur quatre niveaux...), la procédure de prédiction se trouve limitée aussi à ces états. Ensuite une procédure d'optimisation sélectionne l'état optimal (vecteur tension optimale par exemple) pour être appliqué ensuite à la charge [18]. Les principaux éléments de cette technique de contrôle sont donc le modèle mathématique du système et la fonction de coût prédéfinie (figure III.1).

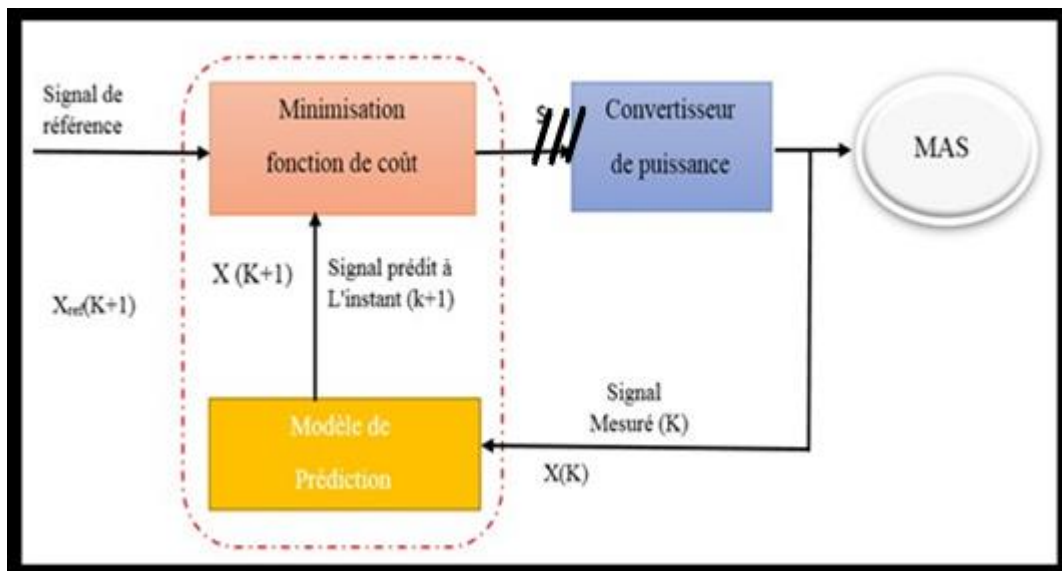


Figure III.1: schéma général de la commande prédictive à état fini FS-MPC

Pour la conception de la commande FS-MPC, trois étapes nécessaires sont à accomplir [14] :

- Obtention du modèle discret nécessaire pour la prédiction du comportement futur des variables contrôlées.
- Modéliser le convertisseur de puissance en identifiant tous les états possibles de commutation ainsi que la relation liant la fonction de commutation aux autres variables comme la tension
- Définition d'une fonction de coût représentant le comportement désiré du système.

III.3 Principe de base du contrôle PTC

Un schéma de contrôle général pour FS-MPC pour le contrôle prédictif du couple PTC appliqué aux convertisseurs de puissance et aux entraînements est présenté à la figure III.1. Le convertisseur de puissance peut être de n'importe quelle topologie et nombre de phases, tandis que la charge générique illustrée dans la figure peut représenter une machine électrique, le réseau ou toute autre charge active ou passive. Dans ce schéma, les variables mesurées $x(k)$ sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions $x(k+1)$ des variables contrôlées pour chacun des n actionnements possibles, c'est-à-dire des états, des tensions ou des courants de commutation. Ces prévisions sont ensuite évaluées à l'aide d'une fonction de coût prenant en compte les valeurs de référence $x^*(k)$ et les restrictions, puis l'actionnement optimal S est sélectionné et appliqué dans le convertisseur. [15]

A partir de la figure (III.2), les courants des deux phases ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) et les tensions ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}$) sont mesurés afin d'estimer le flux du stator et du rotor. Le flux de stator estimé est ensuite utilisé pour calculer le couple électromagnétique. De plus, les valeurs de référence pour le couple machine T^* peuvent être générées à partir du régulateur de vitesse externe PI, tandis que la référence de flux de stator peut être réglée à sa valeur nominale. La fonction de coût contient deux termes pour les erreurs de couple et de flux. La minimisation de cette fonction de coût génère l'état de commutation optimal vers l'onduleur.

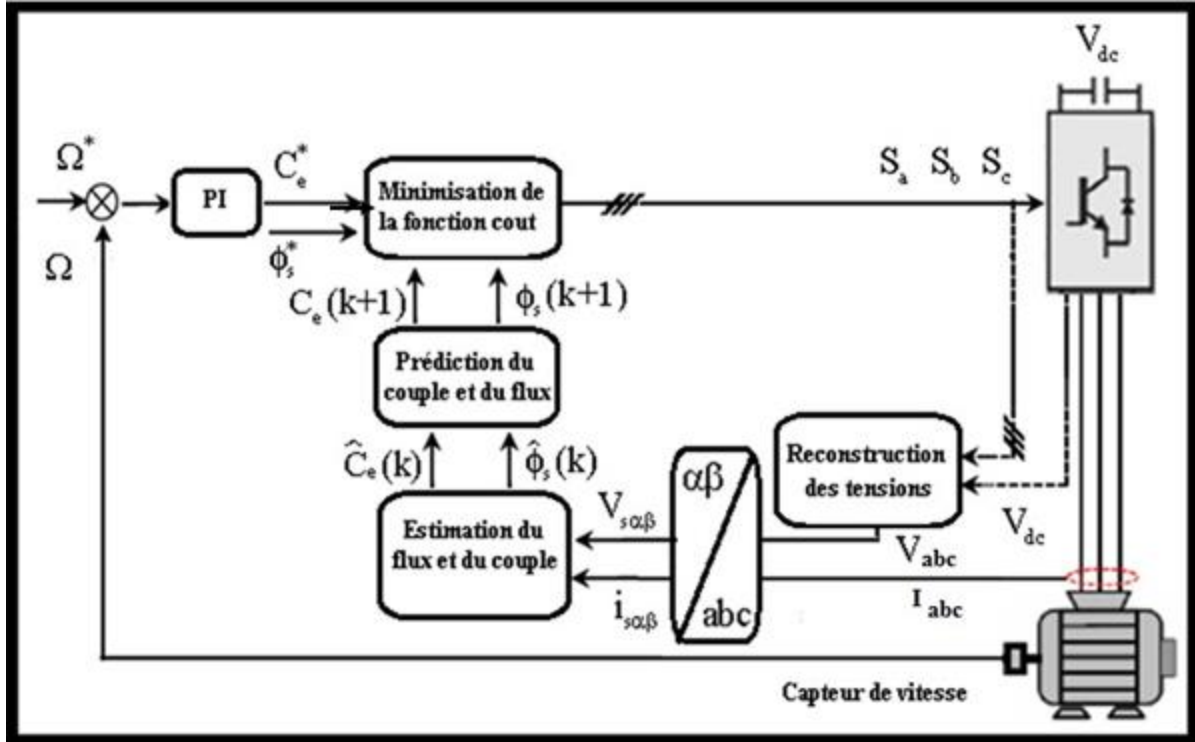


Figure III.2 : Schéma général FS-MPC pour le contrôle prédictif du couple et du flux

III.4 Model de la MAS en vue de la commande

Un modèle de moteur asynchrone à cage d'écuréuil alimenté par un convertisseur à source de tension à deux niveaux VSI-2L est utilisé dans des hypothèses simplifiées dans lesquelles la saturation de fer, l'effet de peau, les variations des résistances du stator et du rotor sont négligées. Le modèle général est exprimé dans le cadre de référence fixe du stator (α - β) où les sorties sont les courants et les flux du stator comme suit :

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

En choisissant comme variables d'états, les courants et les flux statoriques, on aura le modèle d'espace d'état est le suivant :

$$\dot{X} = AX + BU; X = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \varphi_{s\alpha} \varphi_{s\beta} \Omega]^T, U = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$$

$$\begin{bmatrix} I'_{s\alpha} \\ I'_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha}^* \\ \varphi_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\omega_r & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & \frac{-\omega_r}{\sigma L_s} \\ -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Le couple électromagnétique peut être calculé comme suit :

$$C_e = P(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.3})$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{III.4})$$

III.5 Contrôle prédictive du couple et du flux

Sur la base d'un vecteur de tension de composant de stator donné $u_{si}(k)$, le courant mesuré $i_s(k)$ et le flux statorique estimé $\varphi_s(k)$ à l'instant d'échantillonnage du courant, il est possible d'obtenir une prédiction d'un pas en avant du courant stator $i_s(k+1)$ et flux statorique $\varphi_s(k+1)$. De plus, en utilisant (III.3), il est possible de prédire le couple machine $(k+1)$ pour ce vecteur de tension $u_{si}(k)$ où $u_s = [u_0, \dots, u_7]$. Les valeurs prédites du couple et du flux stator sont utilisées pour évaluer une fonction de coût F qui minimise l'erreur quadratique entre les valeurs prédites et leurs références et l'état de commutation qui produit la valeur minimale de cette fonction de coût est sélectionnée pour être appliqué aux terminaux de la machine temps d'échantillonnage suivant en fonction du contrôle de l'horizon en recul. En supposant qu'il soit possible de définir une approximation du premier ordre pour les dérivées en raison de la nature du premier ordre des équations d'état du modèle de moteur à induction, nous pouvons écrire que :

$$\dot{x} = \frac{x^{(k+1)} - x^{(k)}}{T_e} \quad (\text{III.5})$$

➤ T_e : est la période d'échantillonnage

Ainsi, pour les flux et les courants statorique peuvent être prédits comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha}(k+1) = \varphi_{s\alpha}(k) + T_e V_{s\alpha}(k) - R_s T_e i_{s\alpha}(k) \\ \varphi_{s\beta}(k+1) = \varphi_{s\beta}(k) + T_e V_{s\beta}(k) - R_s T_e i_{s\beta}(k) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{aligned} I_{s\alpha}(k+1) &= \left[1 - T_e \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \right] I_{s\alpha}(k) T_e \omega_r(k) I_{s\beta}(k) + T_e \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s\alpha}(k) + \\ & T_e \frac{\omega_r(k)}{\sigma L_s} \varphi_{s\beta}(k) + \frac{T_e}{\sigma L_s} V_{s\alpha}(k) \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

$$I_{s\beta}(k+1) = \left[1 - T_e \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \right] I_{s\beta}(k) T_e \omega_r(k) I_{s\alpha}(k) + T_e \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s\beta}(k) - T_e \frac{\omega_r(k)}{\sigma L_s} \varphi_{s\alpha}(k) + \frac{T_e}{\sigma L_s} V_{s\beta}(k) \quad (\text{III.8})$$

La valeur prédite pour le couple est déduite de :

$$C_e(k+1) = p(\varphi_{s\alpha}(k+1)i_{s\beta}(k+1) - \varphi_{s\beta}(k+1)i_{s\alpha}(k+1)) \quad (\text{III.9})$$

III.6. Fonction coût

L'objectif le contrôle consiste à obtenir de hautes performances en termes de couple dynamique et de flux rapides et précis réponses comme dans le contrôle DTC en utilisant une fonction de coût quadratique qui minimise l'erreur entre le couple de référence et le flux à leurs valeurs calculées.

Les prédictions sur le flux et le couple sont utilisés pour évaluer l'impact de chaque vecteur de tension. Sur le couple moteur et le flux stator. Le couple de référence est généré par le moteur externe boucle de contrôle de vitesse via un simple contrôleur PI tandis que la référence de flux est maintenue constante sa valeur nominale pour le fonctionnement à vitesse normale [16]

La fonction de coût est formulée comme suit :

$$g_i = 1, \dots, 8 = |C_e^* - \hat{C}_p(k+1)_i| + \lambda \cdot |\varphi_s^* - \widehat{\varphi}_s(k+1)_i| \quad (\text{III.10})$$

Où λ est un facteur pondéré qui indique la priorité dans le contrôle. Comme le VSI-2L a huit états de commutation qui produisent sept vecteurs de tension différents, les états de commutation zéro (000) et (111) sont redondants. Par conséquent, pour la fonction de coût optimisation il suffit de calculer la valeur de la fonction de coût pour les sept différents vecteurs de tension.

Le facteur désigne le facteur appelé facteur de pondération, qui augmente ou diminue l'importance du contrôle du couple ou du flux. Si la même importance est attribuée aux deux objectifs de contrôle, ce facteur correspondrait au rapport entre la valeur nominale magnitudes du couple et du flux stator nominal : [16]

$$\lambda = \frac{c_n}{\varphi_{sn}} \quad (\text{III.11})$$

III.7 Structure de l'algorithme de commande

Le principe de la commande prédictive FS-MPC peut être résumé par les étapes suivantes :

- Mesurer la vitesse mécanique, les courants et les tensions statorique à l'instant k .
- Les mesures précédentes seront utilisées pour l'estimation du couple et du flux à l' instant (k) et ensuite pour leur prédiction à l'instant ($k+1$).
- Formulation d'une fonction de cout à minimiser en fonction des grandeurs de commande souhaitées (couple et flux par exemple).
- Pour chaque période d'échantillonnage, la fonction cout est évaluée pour les sept vecteurs des tensions différents de l'onduleur.
- L'état de commutation optimale S_{opt} minimisant la fonction de cout sera choisi pour que le vecteur tension qui lui correspond V_{opt} puisse être appliqué aux trois phases du moteur durant la période d'échantillonnage suivante.

Toutes les étapes citées ci-dessus sont répétées à chaque période d'échantillonnage pour les nouvelles références et mesures.

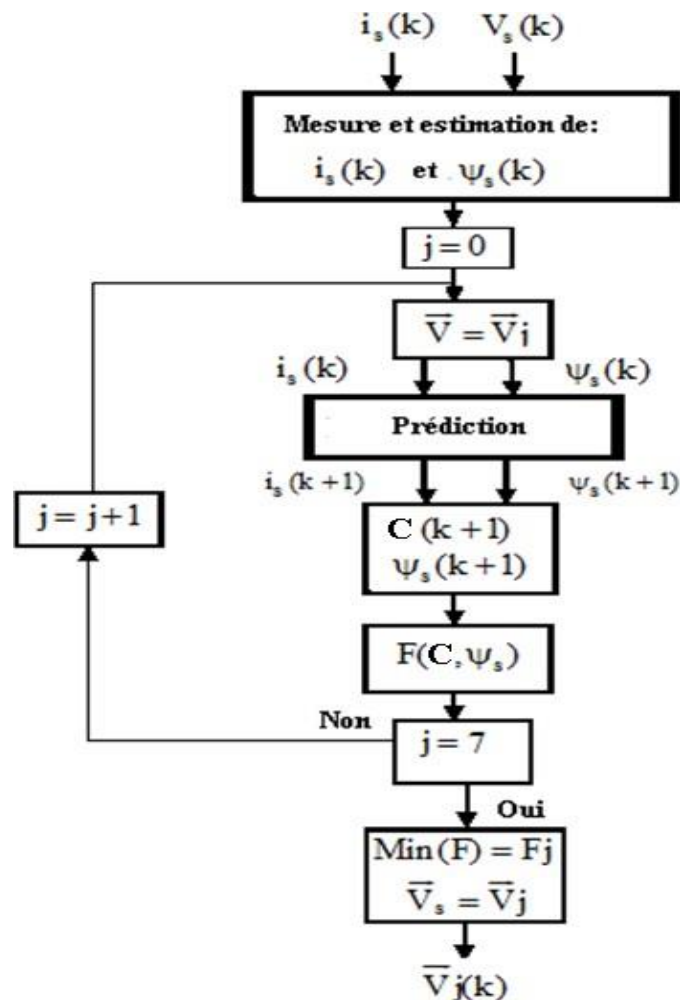
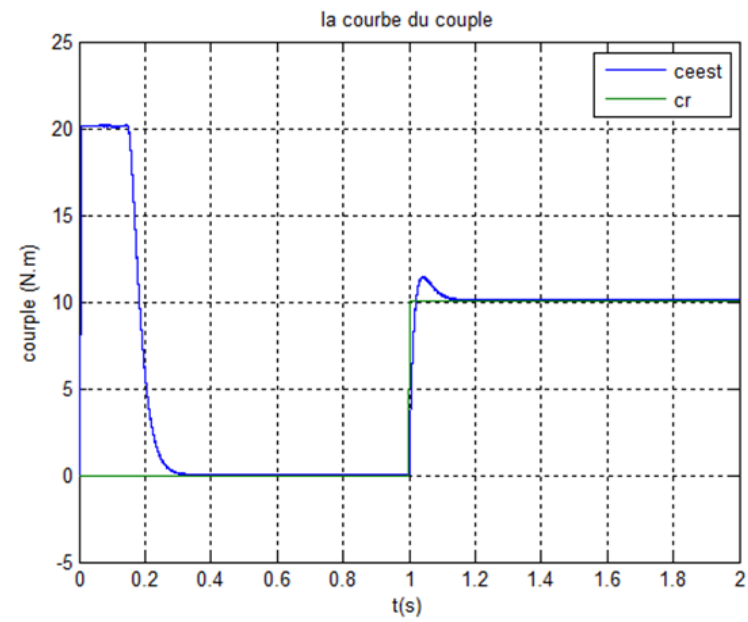
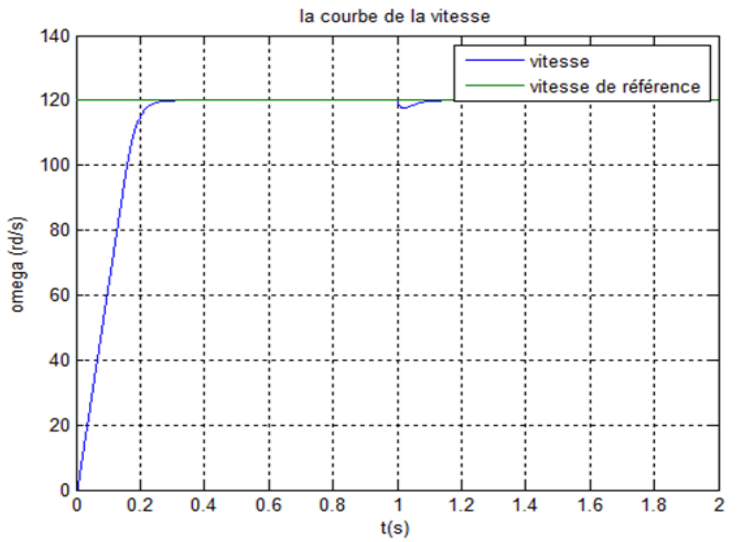


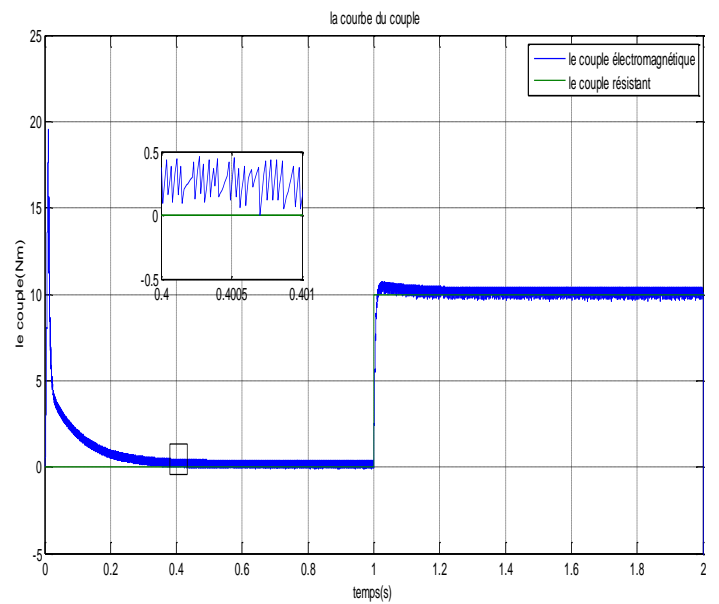
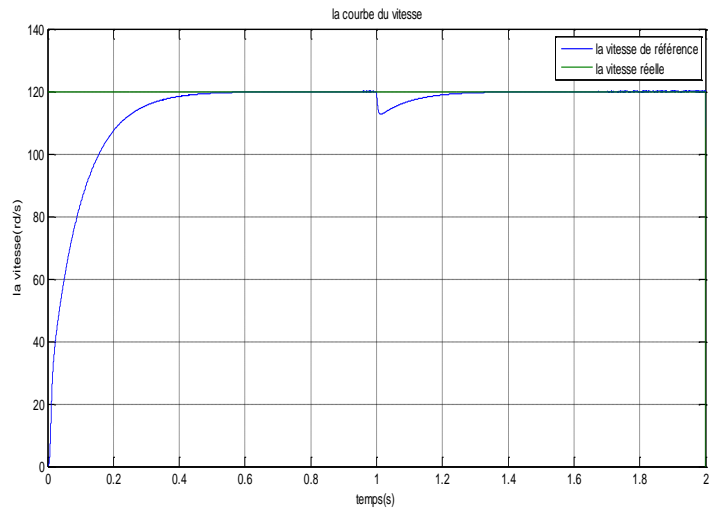
Figure III.3: Algorithme de la commande prédictive

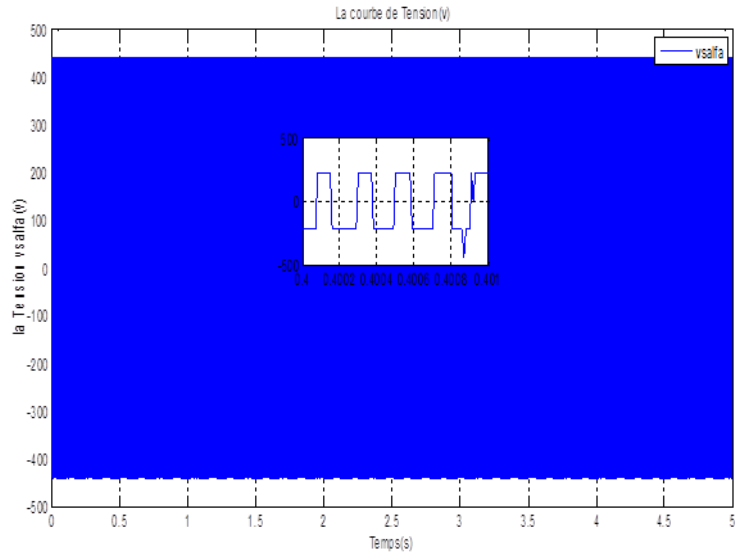
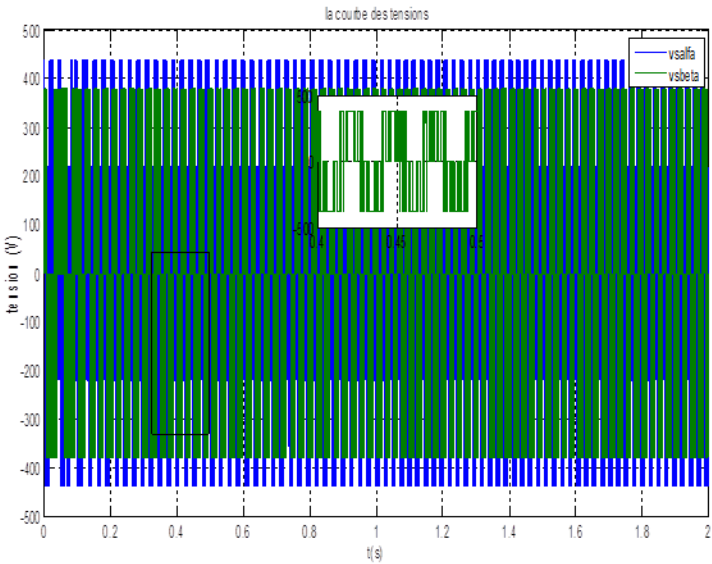
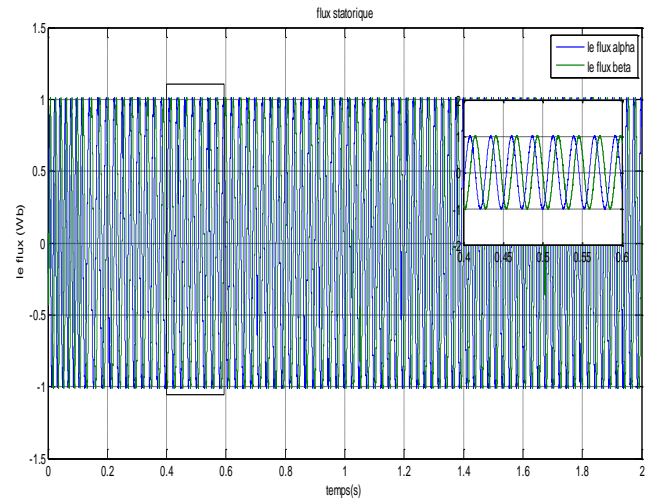
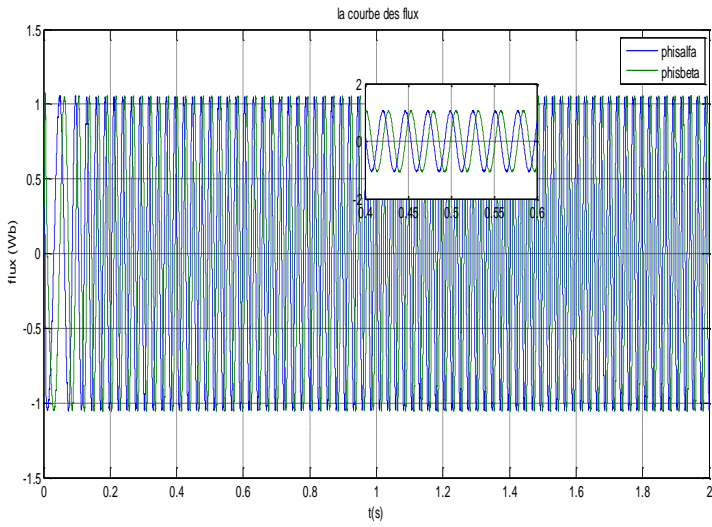
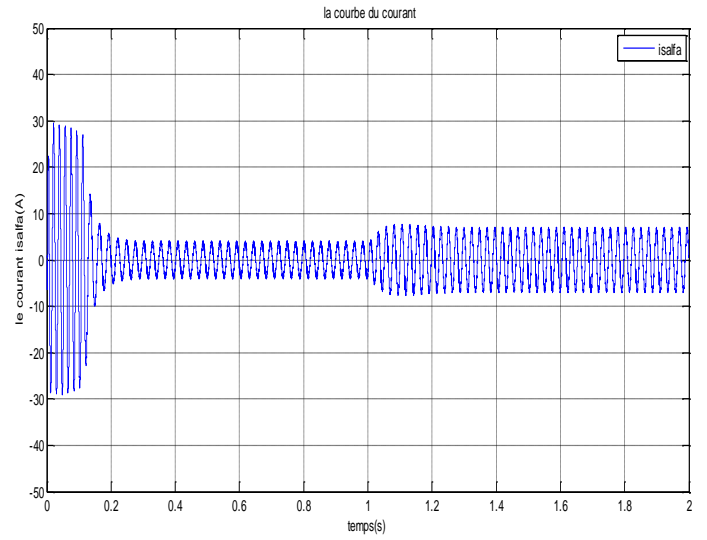
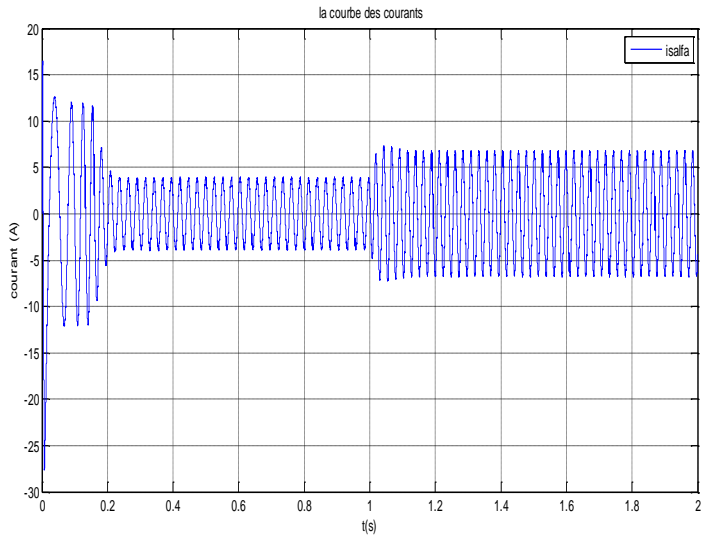
III.8. Résultats de simulation

Commande prédictive



Commande DTC (12 secteur)





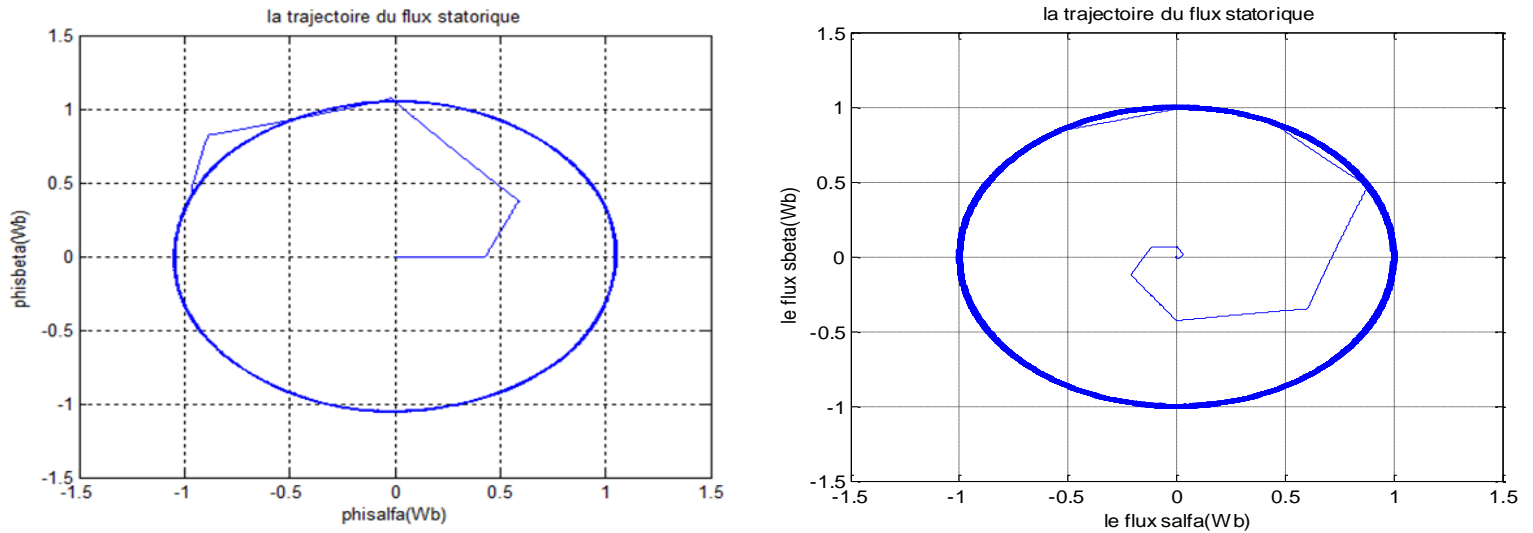


Figure III.4: Résultats de simulation du command Prédictive (avec comparaison commande DTC)

III.9. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation (Figure III.4) sont les graphes obtenus ci-dessus, à savoir, l'évolution du courant, du couple, tension, et de la vitesse, en fonction du temps(t),

- Une réponse dynamique instantanée du couple et du flux comme le cas de la DTC, ainsi, une meilleure poursuite de leurs références dans les deux régimes statiques
- Une faible oscillation sur le couple et le flux par rapport au cas de la DTC.
- Que le courant au moment de démarrage est élevé.
- Que les courants statorique ($I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$) ; possèdent une forme sinusoïdale et décalé de $\frac{\pi}{2}$

III.10. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de découvrir la philosophie et la richesse de la commande prédictive. Cette dernière nécessite un model numérique pour l'implantation.

Une application de la commande prédictive a été portée sur la commande du couple de la machine asynchrone piloté par un onduleur de tension à deux niveaux, noté la commande prédictive. La simplicité de la commande étant est un atout majeur, en effet sa structure rejette toute utilisation de régulateurs linéaires classiques dans la boucle de régulation interne. Il suffit d'ajouter des termes de régulation dans la fonction de cout.

En analysant les résultats obtenus avec les deux commandes, nous pouvons conclure que la stratégie prédictive a démontré une performance appréciable que ce soit sur le plan de la

réduction des ondulations du couple et du flux statorique. Elle a aussi démontré une bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon suivi de trajectoire.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail nous a permis d'étudier et de simuler la commande prédictive du couple et du flux de la machine asynchrone triphasé alimenté via un convertisseur à deux niveaux.

On a présenté dans le premier chapitre la machine asynchrone et sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et le non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses, le modèle du machine asynchrone dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude et la modélisation du convertisseur de fréquence (onduleur de tension). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des techniques MLI les plus utilisées.

En second lieu, les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. On a abordé l'étude de la commande directe du couple (DTC), celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux statorique. Cette dernière assure le découplage entre le flux et le couple, néanmoins elle présente l'inconvénient de la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation, ainsi par le régulateur à bande hystérésis.

La dernière Chapitre a été consacré à l'utilisation de la technique prédictive à états finis, en abrégé FS-MPC. Cette technique apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle du flux statorique orienté des machines asynchrones. Le contrôle du couple obtenu est très performant et la dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle.

ANNEXE A

ANNEXE A: SIMULATION

A) Schéma Simulink de MAS dans les plans (alpha, beta ,x, y et d q)

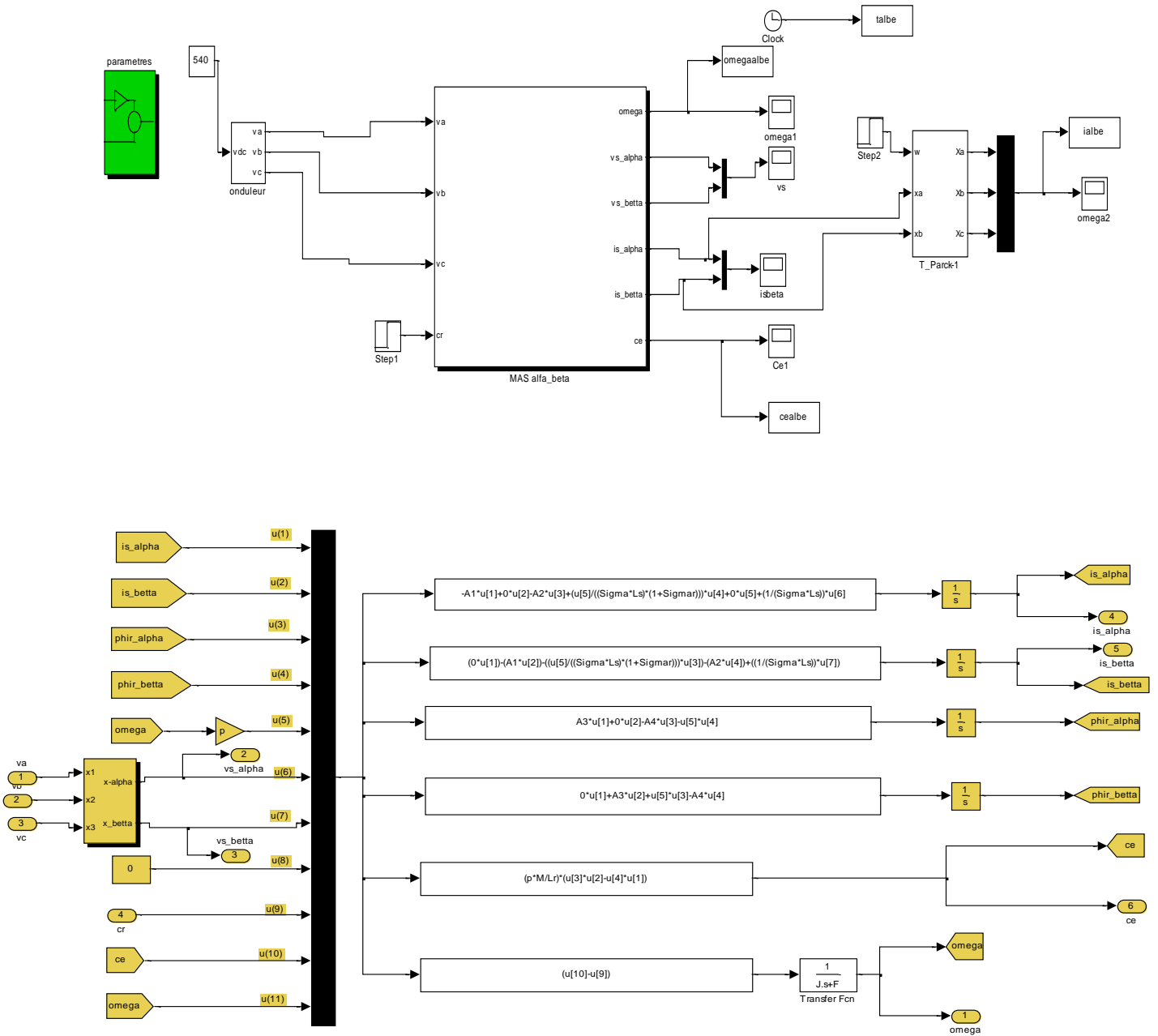


Figure01 : block du MAS dans le plans (alpha, beta)

ANNEXE A

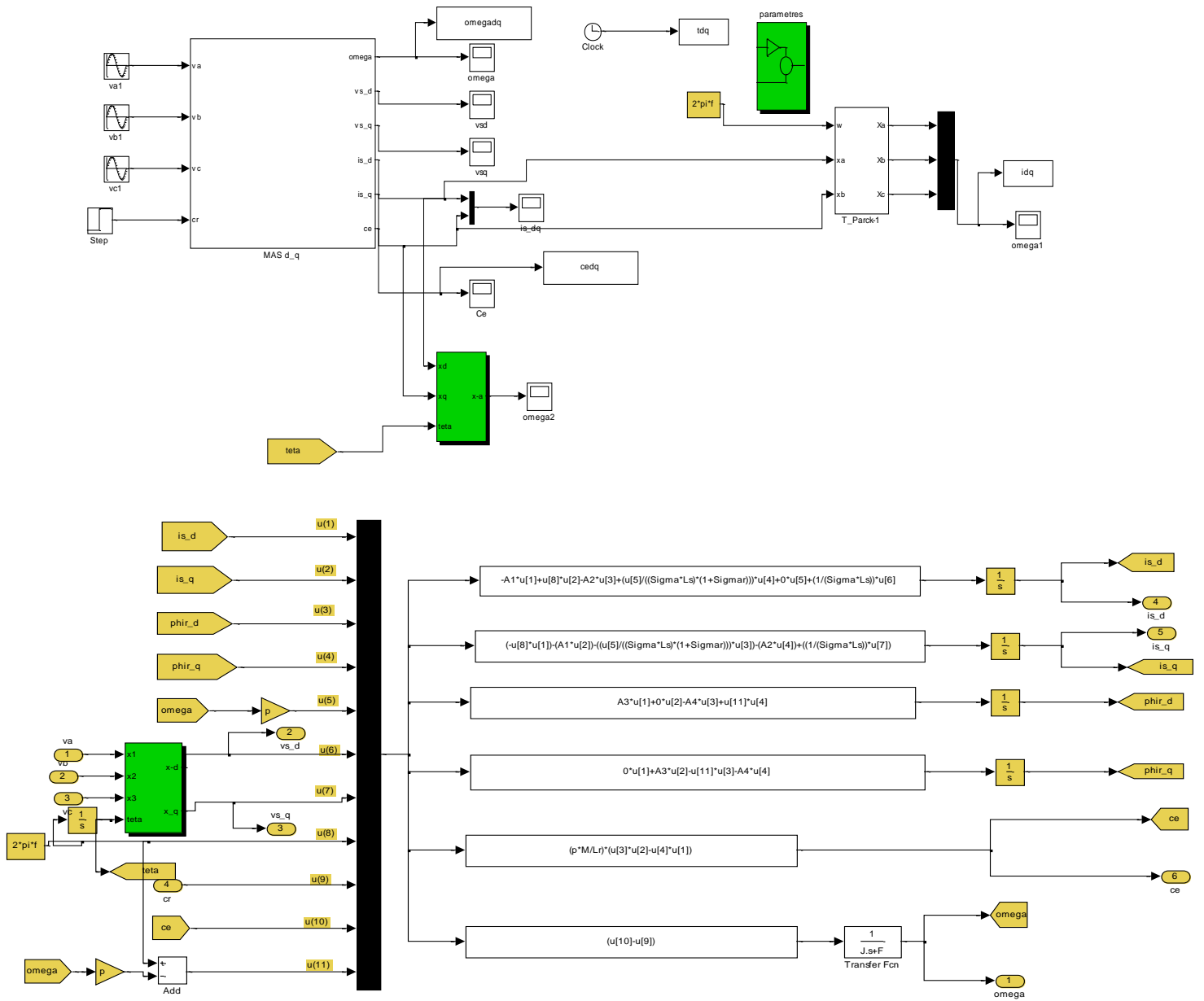


Figure02 : block du MAS dans le plans (d, q)

ANNEXE A

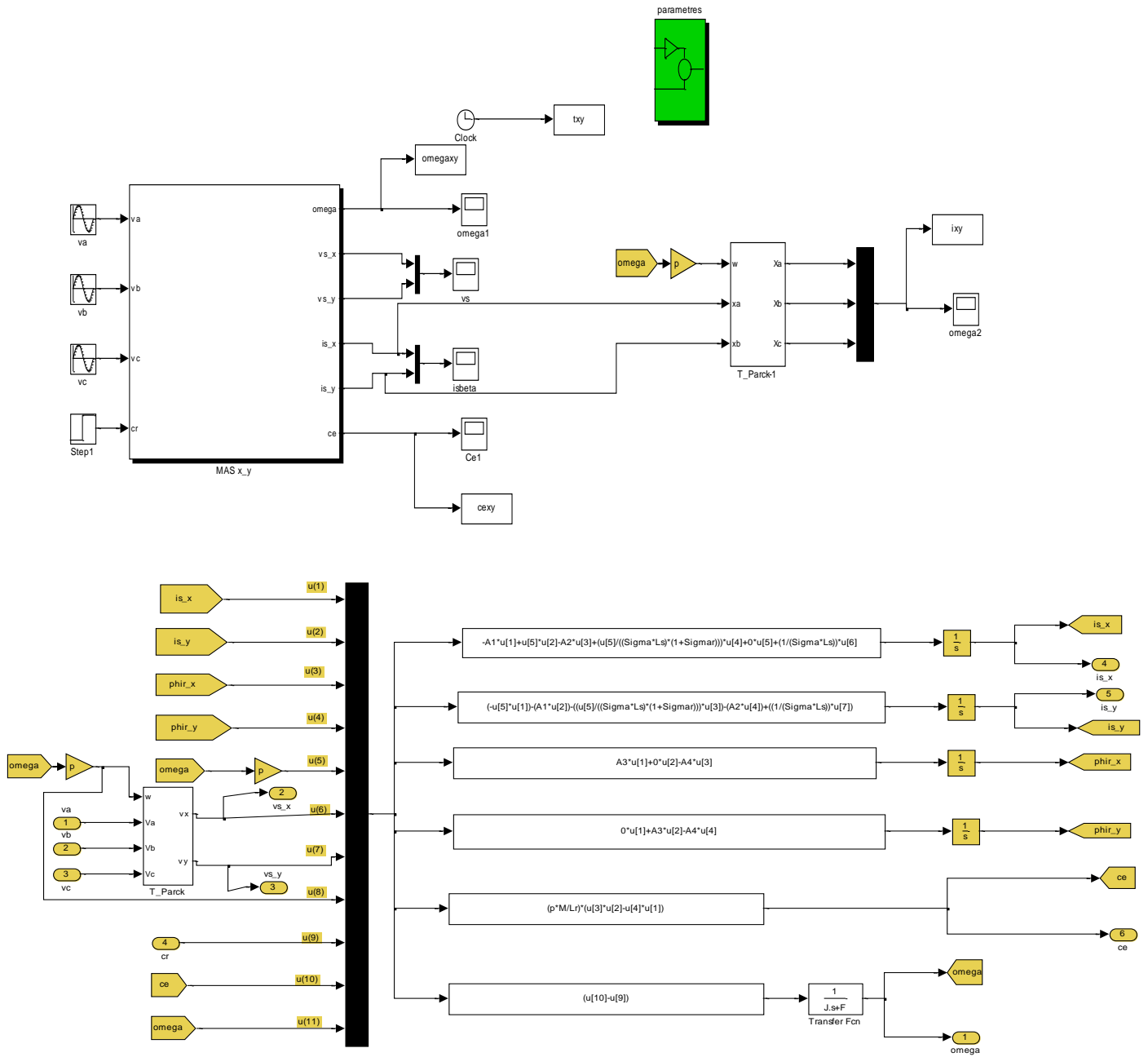


Figure03 : block du MAS dans le plans (x, y)

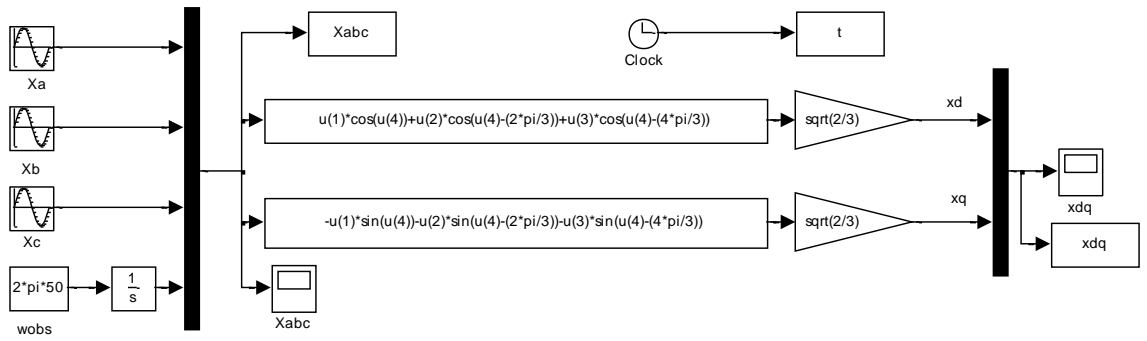


Figure04 : block simulation de la transformation de Park

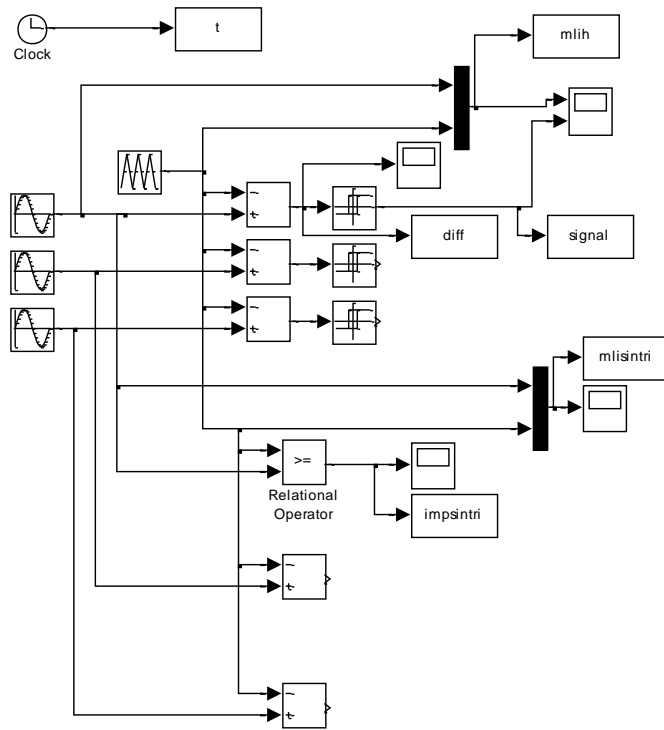


Figure05: block simulation de command mli sing-Triangle

➤ Table6

```

function y=table(x)
%selection des tensions Vs
C_flux=x(1);C_pl=x(2);secteur=x(3);
V0=[0,0,0];V1=[1,0,0];V2=[1,1,0];V3=[0,1,0];
V4=[0,1,1];V5=[0,0,1];V6=[1,0,1];V7=[1,1,1];

%V0=[0;0;0];V1=[1;0;0];V2=[1;1;0];V3=[0;1;0];
%V4=[0;1;1];V5=[0;0;1];V6=[1;0;1];V7=[1;1;1];

if C_flux==1%%%%%%%%%%%%%%
    if C_pl==1
        if secteur==1
            y=V2;
        elseif secteur==2
            y=V3;
        elseif secteur==3
            y=V4;
        elseif secteur==4
            y=V5;
        elseif secteur==5
            y=V6;
        elseif secteur==6
            y=V1;
        end;
    elseif C_pl==0%%%%%%%%%%%%%%
        if secteur==1
            y=V0;
        elseif secteur==2
            y=V7;
        elseif secteur==3
            y=V0;
        elseif secteur==4
            y=V7;
        elseif secteur==5
            y=V0;
        elseif secteur==6
            y=V7;
        end;
    elseif C_pl==-1%%%%%%%%%%%%%%
        if secteur==1
            y=V6;
        elseif secteur==2
            y=V1;
        elseif secteur==3
            y=V2;
        elseif secteur==4
            y=V3;
        elseif secteur==5
            y=V4;
        elseif secteur==6

```

ANNEXE A

```
        y=V5;
    end;
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
else
    if C_pl==1
        if secteur==1
            y=V3;
        elseif secteur==2
            y=V4;
        elseif secteur==3
            y=V5;
        elseif secteur==4
            y=V6;
        elseif secteur==5
            y=V1;
        elseif secteur==6
            y=V2;
        end;
    elseif C_pl==0%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        if secteur==1
            y=V7;
        elseif secteur==2
            y=V0;
        elseif secteur==3
            y=V7;
        elseif secteur==4
            y=V0;
        elseif secteur==5
            y=V7;
        elseif secteur==6
            y=V0;
        end;
    elseif C_pl==-1%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        if secteur==1
            y=V5;
        elseif secteur==2
            y=V6;
        elseif secteur==3
            y=V1;
        elseif secteur==4
            y=V2;
        elseif secteur==5
            y=V3;
        elseif secteur==6
            y=V4;
        end;
    end;
end;
```

b) La Command DTC (12 Secteurs)

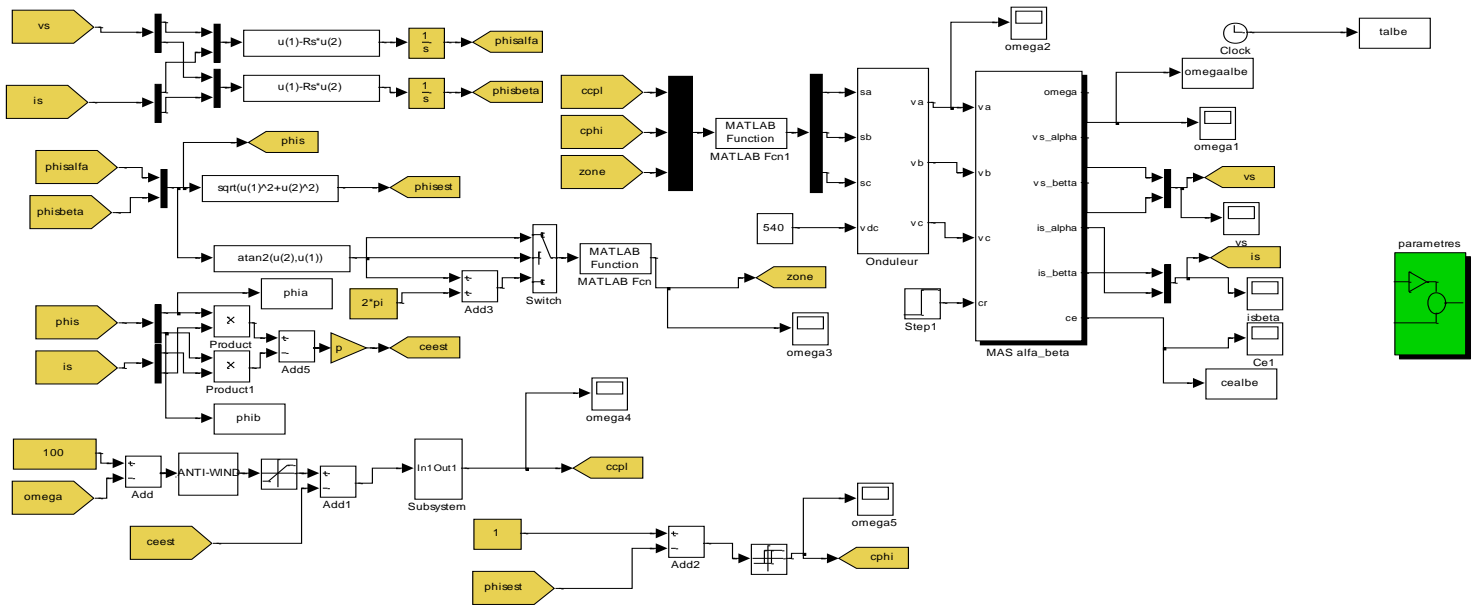


Figure 07 : block simulation de commande DTC (12 secteur)

Les fonctions de commande DTC (6 secteur)

➤ Zone 12

fonctions y=zone12(x)
teta=x;

```

if (teta >= 0*pi/6) && (teta < pi/6)
    y=1;
elseif (teta >= pi/6) && (teta < pi/3)
    y=2;
elseif (teta >= pi/3) && (teta < pi/2)
    y=3;
elseif (teta >= pi/2) && (teta < 4*pi/6)
    y=4;
elseif (teta >= 4*pi/6) && (teta < 5*pi/6)
    y=5;
elseif (teta >= 5*pi/6) && (teta < pi)
    y=6;
elseif (teta >= pi) && (teta < 7*pi/6)
    y=7;
elseif (teta >= 7*pi/6) && (teta < 8*pi/6)
    y=8;
elseif (teta >= 8*pi/6) && (teta < 9*pi/6)
    y=9;
elseif (teta >= 9*pi/6) && (teta < 10*pi/6)
    y=10;
elseif (teta >= 10*pi/6) && (teta < 11*pi/6)
    y=11;

```

```

else      (teta>=11*pi/6)&&(teta<0*pi/6)
    y=12;
end;

```

➤ **Tablé 12**

```

function y=table12(x)
c=x(1);
phi=x(2);
n=x(3);
v0=[0 0 0];
v1=[1 0 0];
v2=[1 1 0];
v3=[0 1 0];
v4=[0 1 1];
v5=[0 0 1];
v6=[1 0 1];
v7=[1 1 1];
if phi==1
    if c==2
        if n==1
            y=v2;
        elseif n==2
            y=v3;
        elseif n==3
            y=v3;
        elseif n==4
            y=v4;
        elseif n==5
            y=v4;
        elseif n==6
            y=v5;
        elseif n==7
            y=v5;
        elseif n==8
            y=v6;
        elseif n==9
            y=v6;
        elseif n==10
            y=v1;
        elseif n==11
            y=v1;
        elseif n==12
            y=v2;
        end
    elseif c==1
        if n==1
            y=v2;
        elseif n==2
            y=v2;
        elseif n==3
            y=v3;
        elseif n==4
            y=v3;
        elseif n==5
            y=v4;

```

```
elseif n==6
    y=v4;
elseif n==7
    y=v5;
elseif n==8
    y=v5;
elseif n==9
    y=v6;
elseif n==10
    y=v6;
elseif n==11
    y=v1;
else%%if n==12
    y=v1;
end
elseif c==-1
    if n==1
        y=v1;
    elseif n==2
        y=v1;
    elseif n==3
        y=v2;
    elseif n==4
        y=v2;
    elseif n==5
        y=v3;
    elseif n==6
        y=v3;
    elseif n==7
        y=v4;
    elseif n==8
        y=v4;
    elseif n==9
        y=v5;
    elseif n==10
        y=v5;
    elseif n==11
        y=v6;
    else%%if n==12
        y=v6;
    end
end
else%%if c==-2
    if n==1
        y=v6;
    elseif n==2
        y=v1;
    elseif n==3
        y=v1;
    elseif n==4
        y=v2;
    elseif n==5
        y=v2;
    elseif n==6
        y=v3;
    elseif n==7
        y=v4;
    elseif n==8
```

```
        y=v4;
    elseif n==9
        y=v5;
    elseif n==10
        y=v5;
    elseif n==11
        y=v5;
    else%%if n==12
        y=v6;
    end
end
else%%if phi==0
    if c==2
        if n==1
            y=v3;
        elseif n==2
            y=v4;
        elseif n==3
            y=v4;
        elseif n==4
            y=v5;
        elseif n==5
            y=v5;
        elseif n==6
            y=v6;
        elseif n==7
            y=v6;
        elseif n==8
            y=v1;
        elseif n==9
            y=v1;
        elseif n==10
            y=v2;
        elseif n==11
            y=v2;
        else%%if n==12
            y=v3;
        end
    elseif c==1
        if n==1
            y=v4;
        elseif n==2
            y=v4;
        elseif n==3
            y=v5;
        elseif n==4
            y=v5;
        elseif n==5
            y=v6;
        elseif n==6
            y=v6;
        elseif n==7
            y=v1;
        elseif n==8
            y=v1;
        elseif n==9
            y=v2;
```

```
elseif n==10
    y=v2;
elseif n==11
    y=v3;
else%%if n==12
    y=v3;
end
elseif c==-1
    if n==1
        y=v7;
    elseif n==2
        y=v5;
    elseif n==3
        y=v0;
    elseif n==4
        y=v6;
    elseif n==5
        y=v7;
    elseif n==6
        y=v1;
    elseif n==7
        y=v0;
    elseif n==8
        y=v2;
    elseif n==9
        y=v7;
    elseif n==10
        y=v3;
    elseif n==11
        y=v0;
    else%%if n==12
        y=v4;
    end
end
else%%if c==-2
    if n==1
        y=v5;
    elseif n==2
        y=v6;
    elseif n==3
        y=v6;
    elseif n==4
        y=v1;
    elseif n==5
        y=v1;
    elseif n==6
        y=v2;
    elseif n==7
        y=v2;
    elseif n==8
        y=v3;
    elseif n==9
        y=v3;
    elseif n==10
        y=v4;
    elseif n==11
        y=v4;
    else%%if n==12
```

```

        y=v5;
    end
end

```

end

C) La commande prédictive :

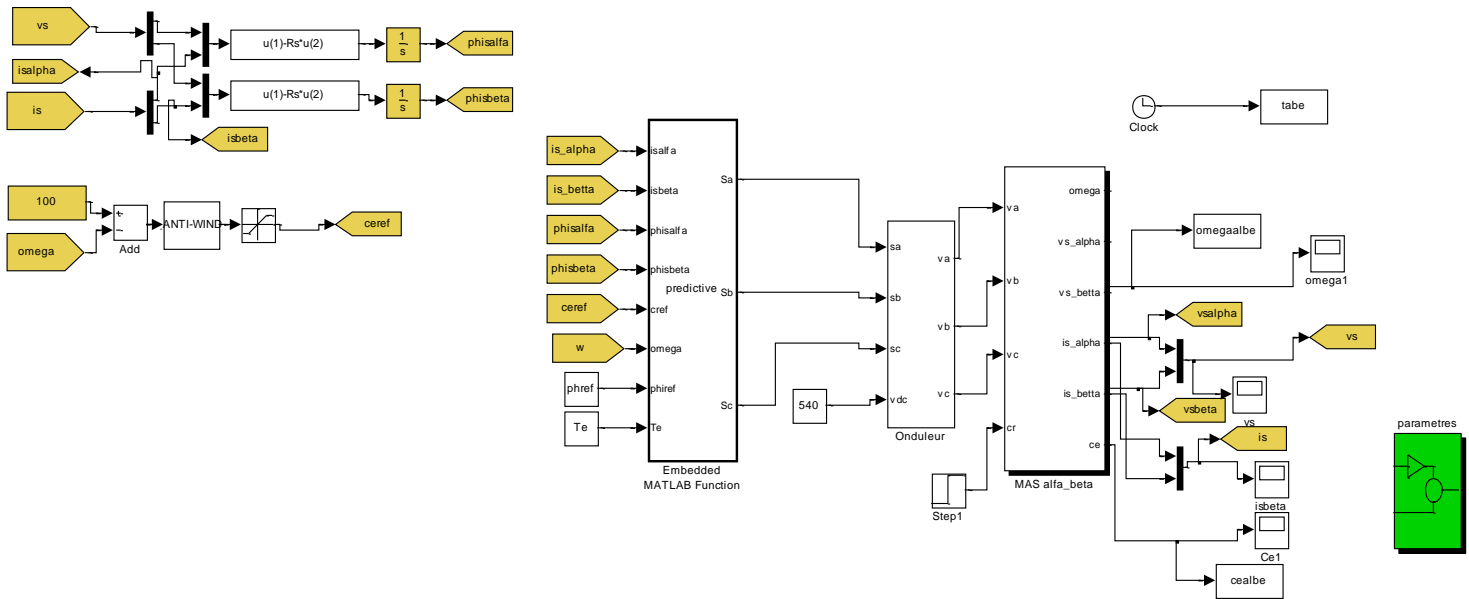


Figure 08 : block simulation de commande Prédictive

➤ La fonction de commande Prédictive

```

function
[Sa,Sb,Sc]=predictive(isalpha, isbeta, phisalpha, phisbeta, cref, omega, phiref
,Te)

```

```

Rs=3.2;
Rr=0.44;
Rfr=0;%%%%%%%%%
Rfs=0;%%%%%%%%%
Lr=0.36;
Ls=0.36;
M=0.344;
P=1500;
p=2;
Omegan=1420;
cn=P/(2*pi*Omegan/60);
lr=Lr-M;
ls=Ls-M;
sigma=1-(M^2/(Ls*Lr));

```

ANNEXE A

```
Sigmar=lr/M;
Sigmas=ls/M;
fnom=100;
Te=1e-5;
landa=cn/fnom;

signal=[0 1 1 0 0 0 1 1;0 0 1 1 1 0 0 1;0 0 0 0 1 1 1 1];
vs=(sqrt(2/3))*[1 -1/2 -1/2;0 sqrt(3)/2 -sqrt(3)/2]*(1/3)*[2 -1 -1; -1
2 -1;-1 -1 2]*signal;
TT=1e100;
for i=1:8
    phisalfap=phisalfa+Te*vs(1,i)-Te*Rs*isalfa;
    phisbetap=phisbeta+Te*vs(2,i)-Te*Rs*isbeta;
    isalfap=[1-
Te*( (Rs/sigma*Ls)+(Rr/(sigma*Lr)) )]*isalfa*Te*omega*isbeta+Te*(Rr/(sigma
a*Lr*Ls))*phisalfa-
Te*(omega/(sigma*Ls))*phisbeta+(Te/sigma*Ls)*vs(1,i);
    isbetap=[1-
Te*( (Rs/sigma*Ls)+(Rr/(sigma*Lr)) )]*isbeta*Te*omega*isalfa+Te*(Rr/(sigma
a*Lr*Ls))*phisbeta-
Te*(omega/(sigma*Ls))*phisalfa+(Te/sigma*Ls)*vs(2,i);
    cep=p*(phisalfap*isbetap-phisbetap*isalfap);
    php=sqrt(phisalfap^2+(phisbeta^2);
    Fcout=abs(cref-cep)+landa*abs(phiref-php);
    if Fcout<TT
        Fcout=TT;
        iter=i;
    end
end
Sa=signal(1,iter);
Sb=signal(2,iter);
Sc=signal(3,iter)
```

Paramètres de la machine asynchrone

- $U = 380v$
- $P = 1500Tr/min$
- $\Omega_{m} = 1420 rad/min$
- $\omega_{ref} = 100 rad/min$
- $f = 50Hz$
- $R_s = 4.85\Omega$
- $R_r = 3.805 \Omega$
- $R_{fr} = 0 \Omega$
- $R_{fs} = 0 \Omega$
- $L_r = 0.274 H$
- $L_s = 0.24 H$
- $M = 0.258 H$
- $T_r = L_r/R_r.$
- $l_r = L_r - M.$
- $l_s = L_s - M.$
- $\Sigma = 1 - (M^2/(L_s * L_r)).$
- $\Sigma_r = l_r/M.$
- $\Sigma_s = l_s/M.$
- $A1 = (R_s + ((\Sigma_r/(1 + \Sigma_r)) * R_{fs}) + ((R_r - \Sigma_r * R_{fr})/(1 + \Sigma_r)^2))/(\Sigma * L_s);$
- $A2 = ((1/L_r) * (R_{fs} - (R_r + R_{fr})/(1 + \Sigma_r)))/(\Sigma * L_s);$
- $A3 = (R_r - \Sigma_r * R_{fr})/(1 + \Sigma_r);$
- $A4 = (R_r + R_{fr})/L_r.$
- $p = 2;$
- $J = 0.031gm^2$
- $F = 0.001136N.m.s$
- $V_{dc} = 537 V$

Calcul des constants K_i et K_p

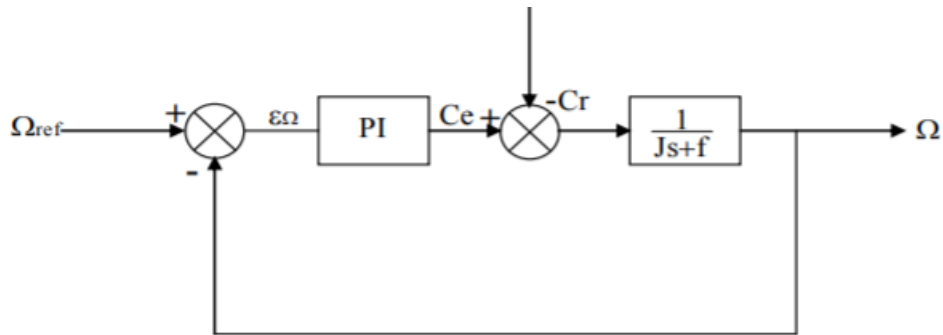


Figure 01 Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse avec un régulateur PI

Dance

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} (C_e - C_r)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f)s + K_i} \Omega_{ref} - \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f)s + K_i} C_r$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique.

$$\frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$$

Nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{j}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \end{cases}$$

La table suivante donne des valeurs du coefficient d'amortissement et les valeurs de la pulsation propre correspondante et le temps de réponse :

ξ	ω_n
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

ANNEXE C

Donc on prend :

- $\xi = 1$
- $\omega_n \tau_r(5\%) = 4.75$
- $\tau_r = 0.3\text{ms}$

Les paramètres du régulateur PI sont :

$$\begin{cases} K_i = J \frac{4.75^2}{\tau_r} \\ K_p = J \frac{9.5}{\tau_r} - f \end{cases}$$

Pour la machine asynchrone :

- $K_i = 12.4000$
- $K_p = 1.2400$

Bibliographies

Bibliographie

- [1] ABDELKRIM Hamza & ELGHARBI Kamel "Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) ", Mémoire de fin d'études, université Mohamed Boudiaf – M'silla 2016
- [2] Malika Benaissa " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC »" D'une machine asynchrone, université de Batna 2012.
- [3] MEDKOUR Hichem & BOUCHEFRA Aziz, Commande Prédictive de la Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur Triphasé à Deux NiveauxVSI-2L , Mémoire de fin d'études , Université Larbi Ben M'hidi,Oum El-Bouaghi 2018
- [4] R. Toufouti , « Contrôle Directe Du Couple De La Machine Asynchrone», Mémoire de Magister en electrotechnique, Université de Constantine, 2003.
- [5] G Lefebvre. Commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse : application à la traction ferroviaire. Thèse de Doctorat de l'Université de LYON, France, 2016.
- [6] J P Caron et J P Hautier. Modélisation et commande de la machine asynchrone. Edition Technip, 1995.
- [7] M Benamor. Commande par dtc de la machine à induction sans capteur de vitesse. Utilisation du filtre de kalman pout l'estimation de la vitesse. Magister en Electrotechnique Université de BATNA, Algérie, 2012.
- [8] A Benzaioua. Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée. Thèse DU DOCTORAT Université de QUÉBEC à CHICOUTIMI, Canada, 2014.
- [9] D Sahraoui. Estimation par filtre de kalman étendu des états et paramètres de la machine asynchrone en vue de détection des défauts. Mémoire de Master, Université de M'SILA, Algérie, 2013.
- [10] M TAHRI O Amir ouche. Commande scalaire d'un moteur asynchrone. Mémoire de Master, Université MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU, Algérie, 2018.
- [11] B LAKHDAR et I AYMAN. Etude d'une chaine de traction d'un véhicule électrique. Mémoire de Master, Université AMAR TELIDJI, LAGHOUAT, Algérie, 2018.
- [12] SEBTI Belkacem " Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction " thèse de doctorat de l'université de Batna 2011.

Bibliographies

- [13] SEBTI Belkacem " Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction " thèse de doctorat de l'université de Batna 2011.
- [14] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [15] Kerrache Abdelaziz et Korichi Ahmed " Commande DTC-SVM Prédicative d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique" mémoire master 2014.
- [16] Lazhar Sahraoui " modélisation, identification et commande d'une machine d'induction à double cage" mémoire de magistère université d'Oum el bouaghi janvier2008.
- [13] MERABTI Halim" commande prédictive par la théorie des intervalles flous et métaheuristiques", thèse de doctorat université des frères mentouri Constantine 2015.
- [14] Derdega Abdel Monaim, Hamaida Mohamed Lotfi, " Commande Prédicative d'une machine à induction alimentée par un convertisseur matriciel double étage", Mémoire de Fin d'Étude Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued 2019
- [15] Jose Rodriguez and Patricio Cortes, "Predictive control of power converters and electrical drives". Université Tecnica Federico Santa Maria, Valparaiso, Chile. Edition 2012
- [16] TOUATI boubaker& HAMOUGA Omar, " Commande prédictive appliquée à une machine synchrone alimentée par un onduleur triphasé", Mémoire de Fin d'Étude L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued 2017
- [17] Soufien GDAIM" Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes", thèse de doctorat Université de Monastir 2013.
- [18] Derdega Abdel Monaim, Hamaida Mohamed Lotfi, " Commande Prédicative d'une machine à induction alimentée par un convertisseur matriciel double étage", Mémoire de Fin d'Étude Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued 2019

Bibliographies
