

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

Faculté de TECHNOLOGIE
Département D'ELECTRONIQUE



Mémoire de Master 02– **ELECTRONIQUE**

Option : **Instrumentation**

Intitulé

**« La commande DTC- SVM basée sur le contrôle du
l'angle de charge de la machine à induction »**

Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Présenté par :

Briki Oussama

Djaidja Mohammed

Encadré par :

Dr: Djaghdali Lakhdar

Jury :

Président :

Pr. Noubel GUERMAT

Université de M'SILA

Rapporteur :

Dr. Lakhdar DJAGHDALI

Université de M'SILA

Examineur :

Dr. Hatem MEZAACHE

Université de M'SILA

Année Universitaire : 2021 - 2022

Dédicace

*Je dédier ce travail A mes parents
A mes sœurs et leurs époux et enfants
A mes frères et leurs épouses et enfants
A toutes ma famille*

Remerciements

Tâche ô combien délicate que celle qui consiste à rédiger ces premières pages ! Ici plus que nulle part ailleurs dans un mémoire, le choix des mots et l'ordonnancement des idées revêtent une importance démesurée, et les règles et phrases toutes faites de nos prédécesseurs, loin de simplifier les choses, où il doit faire preuve d'originalité sans toutefois avoir le droit à l'erreur.

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens tous d'abord à remercier Monsieur Lakhdar Djaghдали, pour avoir accepté la direction de ce mémoire et pour m'avoir témoigné sa confiance en me proposant ce sujet. Sa disponibilité et les conseils avisés qu'il m'a prodigué tout au long de ce travail témoignent de ses qualités humaines et scientifiques, et avec qui j'ai beaucoup appris aussi bien dans le domaine théorique que similitude et pour ses conseils judicieux

Je tiens également à remercier Mon ami khalid , et collègue binôme aymen pour avoir ce travail . Je le remercie de tout mon cœur pour le temps qu'il m'a consacré ainsi que pour nos nombreuses et fructueuses discussions scientifiques et amicales.

Je tiens à remercier les membres du jury pour l'intérêt porté à ce mémoire en l'occurrence

Je tiens à remercier enfin tous ceux qui m'ont accompagné ou que j'ai croisé durant ces deux années au sein de l'université de M'sila et tous ceux qui m'ont soutenu, encouragé et donné l'envie de mener à terme ce travail.

Paramètres de Modélisation de la Machine à Induction

$[L_s], [L_r]$: Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

$[M_{sr}]$ La matrice des inductances mutuelles (stator - rotor)

L_s, L_r Représentent respectivement inductance cyclique propre du stator et rotor

L_m : Inductance cyclique mutuelle (stator - rotor)

l_s, l_r : Les inductances propres par phase du stator et du rotor

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

m_r Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

M : Valeur maximum des inductance mutuelle (stator - rotor)

R_s Résistance statorique par phase

R_r Résistance rotorique par phase

P : Nombre de paires de pôles

J : Moment d'inertie des parties tournantes

σ : Coefficient de dispersion de Blondel

$T_s T_r$: Constantes de temps statorique et rotorique

f_s Fréquence d'alimentation

Repères

s_a, s_b, s_c : trois phases du stator

r_a, r_b, r_c : trois phases du rotor

X_a, X_b, X_c ∴ Axe réel triphasé

u, v ∴ Axes de référentiel biphasé

d, q : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant

α, β Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator

x, y Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au rotor

θ : L'angle électrique entre l'axes statoriques et l'axes rotoriques

θ_r : L'angle du rotor entre l'axes rotoriques et l' axes de référentiel biphasé

θ_a : L'angle entre l'axes statoriques et l'axes de référentiel biphasé

δ : L'Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor

Grandeurs électriques

V_s Tension statorique

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} Tension statorique phase $a, b,$ ou c

V_{s_moy} : Tension statorique moyenne

V_{sd}, V_{sq} : Tension statorique dans le repère (d, q)

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tension statorique dans le repère (α, β)

I_s, I_r : Courant statorique et rotorique

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courant statorique phase $a, b,$ ou c

I_{sd}, I_{sq} : Courant statorique dans le repère (d, q)

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$: Courant statorique dans le repère (α, β)

Grandeurs magnétiques

$\Phi_{s,abc}$: Flux statorique phase a, b, c

Φ_{sd}, Φ_{sq} : Flux statorique sur l'axe (d, q)

$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$: Flux statorique sur l'axe (α, β)

$\Phi_{s,ref}(\Phi_s^*)$: Flux statorique de référence

$\Phi_{s,est}(\Phi_s)$: Flux estimé

Φ_{s0} : Vecteur flux à l'instant $(t = 0)$

$\|\Phi_s\|, \|\Phi_r\|$: Module du vecteur flux stator et rotor

Grandeurs mécaniques

Ω_r : Vitesse de rotation la machine

Ω_{r_eff} : Vitesse mécanique rotorique de référence

ω_s : Pulsation électrique statorique

ω_r : Pulsation électrique rotorique

ω_{gl} : Pulsation mécanique du champ tournant ($\omega_s - \omega_r$)

C_e Couple électromagnétique

C_r Couple résistant

C_{e_ref} (C_e^*) : Couple de référence

$C_e(C_{e_est})$ Couple estimé

Variables de commande et de régulation

S_a, S_b, S_c : Les grandeurs booléennes de commande

θ_i Secteur angulaire

N_i : Numéro du Secteur

T_e : Période d'échantillonnage

ε_{ϕ_s} : La bande d'hystérésis du comparateur de flux

T_e : Période d'échantillonnage

ε_{ϕ_s} : La bande d'hystérésis du comparateur de flux

ε_{c_e} : La bande d'hystérésis du comparateur de couple

K_c : Grandeur de sortie du correcteur de couple (sortie booléenne)

K_ϕ : Grandeur de sortie du correcteur de flux (sortie booléenne)

$\Delta\Phi_s$: Largeur de la bande d'hystérésis du correcteur du flux

ΔC_e : Largeur de la bande d'hystérésis du correcteur du couple

K_p : Coefficient proportionnel du régulateur PI

K_i : Coefficient intégral du régulateur PI

Paramètres de modulation de l'onduleur

U_{dc} : Tension continue d'entrée de l'onduleur

U_{ch} : Tension de sortie du redresseur

L :L'inductance de lissage
 f_c :La fréquence de coupure
 f_p :La fréquence de porteuse
 m : L'indice de modulation
 r :Taux de modulation (de réglage)
 V_{nf} : Amplitude de la tension de référence (sinusoïdale)
 V_p : Amplitude de la tension de porteuse (triangulaire)
 k L'indice du bras de l'onduleur ($k = A, B, C$)

N Point neutre

V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tension simple entre les phase (A, B ou) et le point milieu (M)

T_m :Période de modulation ou période de commutation de l'onduleur:

T_i, T_{i+1} : Temps d'application des vecteurs adjacents

T_1, T_2, T_o : Les temps d'application respectivement du vecteurs (V_1, V_2, V_0)

$T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$:Temps relatives d'application du vecteur V_{s_wf} (rapports cycliques)

Significations des Abréviations Utilisées

MAS :Machine Asynchrone
DTC :Direct Torque Control
MLI :Modulation de Largeur d'Impulsion
SVM :Space Vector Modulation
PI :Correcteur Proportionnel Intégral

MI Moteur à Induction
PWM Pulse Width Modulation

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone présente des avantages très intéressants dans de nombreuses applications industrielles pour plusieurs raisons : sa robustesse, son faible coût, sa simplicité de fabrication et d'entretien, en plus, elle peut atteindre des vitesses élevées et travailler dans des environnements difficiles. Cependant cette machine présente des difficultés au niveau de sa commande à cause que celle-ci présente un système non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent d'aborder la commande à vitesse variable de cette machine. La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. Cependant, la recherche des autres algorithmes n'a pas cessée et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues[HRA17]

La commande dite directe du couple (DTC), est Initialement développé pour les machines asynchrones dans les années 1986 et 1988 par TAKAHASHI et DEPENBROCK. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les performances de la commande DTC classique, une autre technique est développé, imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique est appelée DTC à fréquence de modulation constante(DTC-SVM). [DJL12]

La DTC est l'utilisation de la DTC-SVM utilisant la MLI vectorielle dans la commande de l'onduleur, on étudiera deux configurations. La première configuration est celle qui utilise la variation de l'angle de charge qui est due au changement du couple du moteur pour générer le vecteur tension approprié, cette structure utilise un seul régulateur PI. La deuxième

configuration qui est la très répandue, utilise deux régulateurs PI au lieu des régulateurs à hystérésis pour générer les composantes de tension directe et en quadrature nécessaires à la MLI vectorielle commandant l'onduleur. Ces deux techniques sont caractérisées par une fréquence de commutation constante et permettent de réduire les ondulations du couple, du flux et du courant. L'analyse des améliorations des performances de la DTC sera traitée par simulation utilisant Notre mémoire sera organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre, a été consacré à l'élaboration analytique du modèle dynamique de la machine asynchrone. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la machine asynchrone, et en second lieu nous développons le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour donner au mieux une représentation permettant la simulation de la machine.

Le deuxième chapitre on présentera le principe de la commande directe de couple DTC qui est basée sur le réglage du couple électromagnétique et du flux statorique. Des résultats de simulation seront exposés montrant les avantages et les inconvénients de cette structure. On termine le chapitre par une structure de la commande utilisant douze secteurs au lieu de six en vue d'améliorer les performances de la DTC classique

le Troisième chapitre est consacré à l'étude de la DTC-SVM, nous présentons le structures qui utilise deux régulateurs PI pour générer les composantes de tension directe et en quadrature nécessaires à la MLI vectorielle commandant l'onduleur. Des résultats de simulation seront présentés et comparés.

le dernier chapitre est consacré à l'étude de la DTC-SVM, nous présentons les structures qui utilise l'angle de charge pour générer le vecteur tension optimal commandant la machine.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

I.1 Introduction

La machine asynchrone, de part sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu, mais présente un modèle dynamique non linéaire. Par conséquent, pour sa commande, cela nécessite la disponibilité d'un modèle simple représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique. Le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. À ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse(TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar,l'American,Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs,...) [YMS14].

Ainsi la modélisation de la machine asynchrone triphasée, élément essentiel dans l'entraînement, devient une étape indispensable pour réalisation d'une commande à vitesse variable. Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [BEN M].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés par hystérésis. Afin de voir l'effet de la fréquence de commutation sur l'évolution de vitesse et du couple, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur –machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [YAN 06] :

- L'entrefer constant;
- L'effet d'encoche négligeable;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante. Pertes

ferromagnétiques négligeables

- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'association du flux
- La constante des inductances propres
- L'invariance des résistances statoriques et rotoriques;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La représentation schématique de la MAS dans l'espace électrique est donnée sur la Fig. (1.1). Elle est munie de six enroulements **[BEN H]**. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

I.2.1 Présentation de la machine

La machine se compose de deux pièces principales :

- Le stator est relié au réseau .
- Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit qui sont parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques. C'est la principale différence avec une machine synchrone, laquelle a un rotor avec un champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu.

Cette machine peut, selon sa construction, être reliée à un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphasé car c'est celui de la distribution électrique).

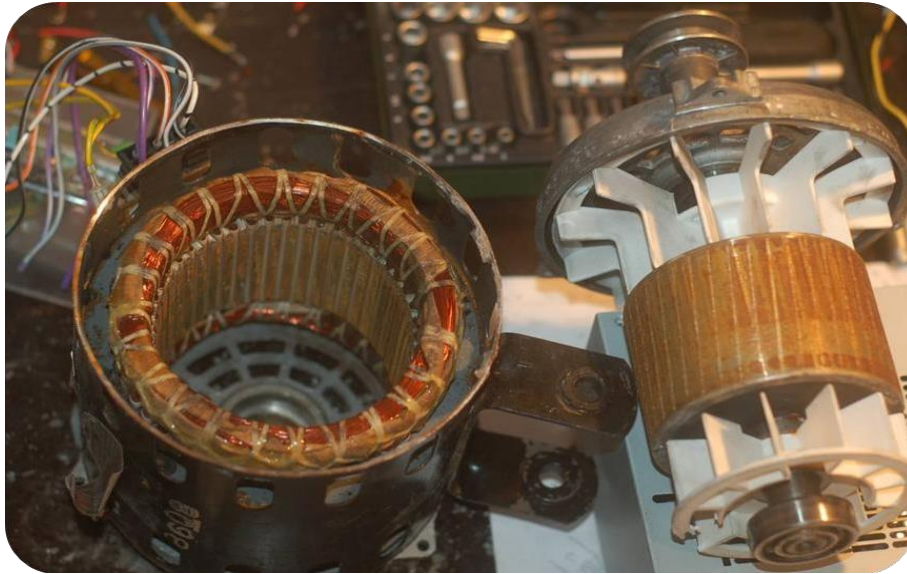


Fig (I.1): Stator et rotor de la machine asynchrone

I.2.2 Les hypothèses simplificatrices

Afin de faciliter l'étude de la machine asynchrone et sa mise en équation, les hypothèses généralement admises sont [BTC08]. Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. (force magnétomotrice) sinusoïdale et alimenté par des courants sinusoïdaux. Régime non saturé le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligés. Le régime homopolaire est nul. Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor **figure(I.2)** Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont:

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

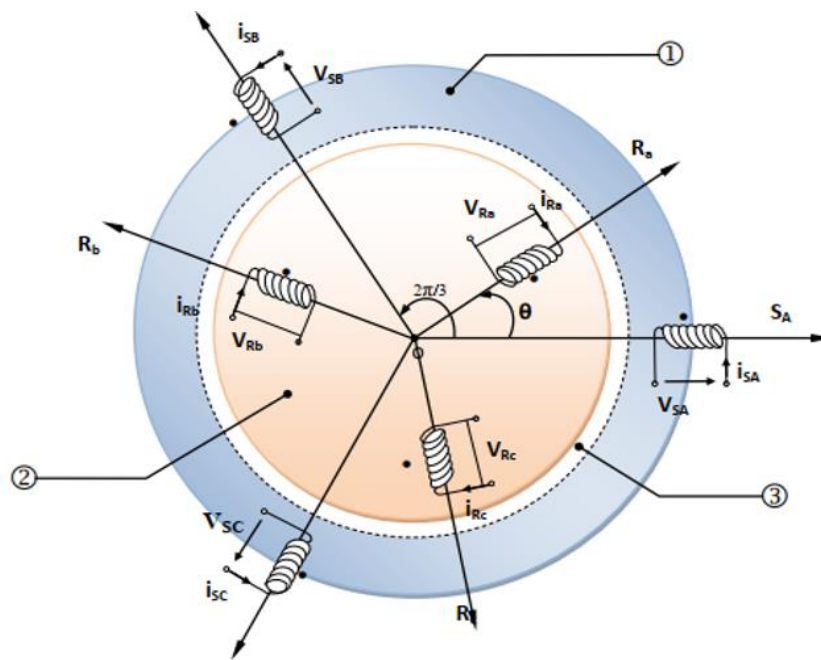


Fig. (I.2) : (1) Partie fixe : Stator. (2) Partie mobile : Rotor. (3) Entrefer constant.

I.2.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La MAS triphasée, représentée schématiquement par la figure(**Fig.1.2**), est munie de six enroulements [YMS14]. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants triphasés. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques court-circuités dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle.

I.2.4 Equations électriques

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (I.2) et dont les phases sont repérées respectivement A, B, C et a, b, c l'angle électrique (θ) variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases A et a choisis comme axes de référence. La machine est alors représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes : [BMC12]

Au stator:

$$[V_{ABC}] = R_s [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{ABC}] \quad (\text{I.01})$$

Au rotor

$$[V_{abc}] = R_r [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \quad (\text{I.02})$$

$$\begin{cases} [V_s] = R_s[i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = R_r[i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (I.03)$$

a) Les équations liées au stator

$$\begin{cases} V_{as} = R_{as}i_{as} + \frac{d}{dt}(\Phi_{as}) \\ V_{bs} = R_{bs}i_{bs} + \frac{d}{dt}(\Phi_{bs}) \\ V_{cs} = R_{cs}i_{cs} + \frac{d}{dt}(\Phi_{cs}) \end{cases} \quad (I.04)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.05)$$

b) Les équations liées au rotor

$$\begin{cases} V_{ar} = R_{ar}i_{ar} + \frac{d}{dt}(\Phi_{ar}) \\ V_{br} = R_{br}i_{br} + \frac{d}{dt}(\Phi_{br}) \\ V_{cr} = R_{cr}i_{cr} + \frac{d}{dt}(\Phi_{cr}) \end{cases} \quad (I.06)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ax} \\ V_{br} \\ V_{ar} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_z & 0 & 0 \\ 0 & R_{kr} & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{az} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_x \\ \Phi_{kr} \\ \Phi_a \end{bmatrix} \quad (I.07)$$

$R_s; R_r$: est respectivement résistance statorique et résistance rotorique.

Tel que

$$\begin{aligned} R_{as} &= R_{bs} = R_{cs} = R_s \\ R_{ar} &= R_{br} = R_{cr} = R_r. \end{aligned}$$

NB : Les tensions des phases rotoriques sont nulles par ce qu'elles sont court-circuitées.

I.2.5 Equations magnétiques

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par:

Au stator :

$$[\Phi_{ABC}] = [L_s][i_{ABC}] + [M_{sr}][i_{abc}] \quad (I.08)$$

Au rotor

$$[\Phi_{abc}] = [L_r][i_{abc}] + [M_{sr}][i_{ABC}] \quad (I.09)$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \text{ Et } [M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

$[L_s]$: Inductance propre d'une phase statorique.

$[L_r]$: Inductance propre d'une phase rotorique.

$[M_s]$: Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

$[M_r]$: Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

$[M_{sr}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator, rotor.

Les flux sont liés aux courants par un système de six équations à six inconnus, faisant intervenir des fonctions sinusoïdales des angles entre les drives en roulements. On obtient finalement:

$$[V_{ABC}] = R_s [i_{ABC}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [i_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

$$[V_{abc}] = R_r [i_{abc}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] \quad (\text{I.11})$$

Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \} \quad (\text{I.12})$$

Pour le rotor:

$$[V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \} \quad (\text{I.13})$$

Il est clair que l'écriture de $[V_{ABC}]$ et $[V_{abc}]$ en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution pour résoudre ce problème, on a recouru à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

I.2.6 Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation. [IMC13]

Elle permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements équivalents du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes. Elle est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$) puis vers le repère (dq). Le repère ($\alpha\beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc), par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe ($\alpha\beta$) l'angle, dit angle de transformation de Park. En effet, si l'on note par θ_{obs} (resp. θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques). La relation liant les angles θ_{obs} et θ_r est donnée par :

$$\theta + \theta_r = \theta_{obs} \quad (I.14)$$

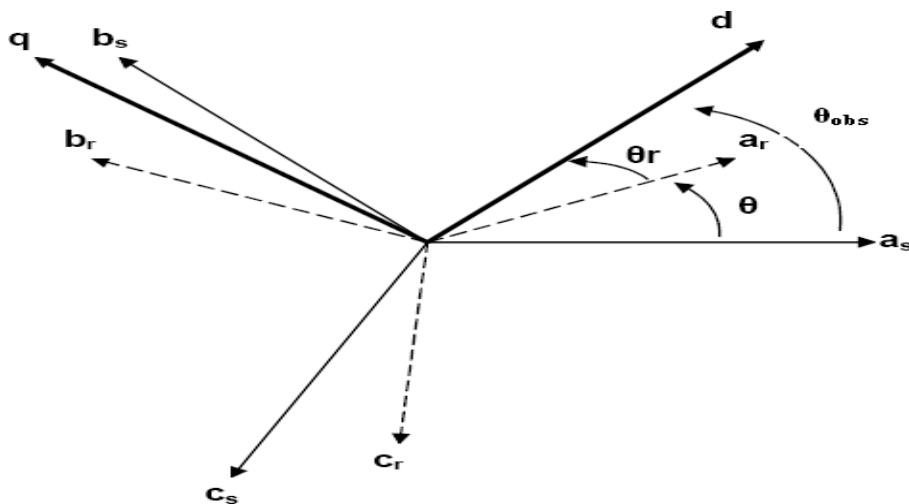


Fig (I.3): Représentation des axes de la machine.

Différents repères :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois

référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [BOU 13] :

- ✓ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha\beta) \rightarrow \omega=0$
- ✓ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(xy) \rightarrow \omega=\omega_r$
- ✓ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d-q) \rightarrow \omega=\omega_s$.

Où : ω : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé. La transformation de Park est souvent définie par la matrice normalisée [P] comme suit: [BON 98]

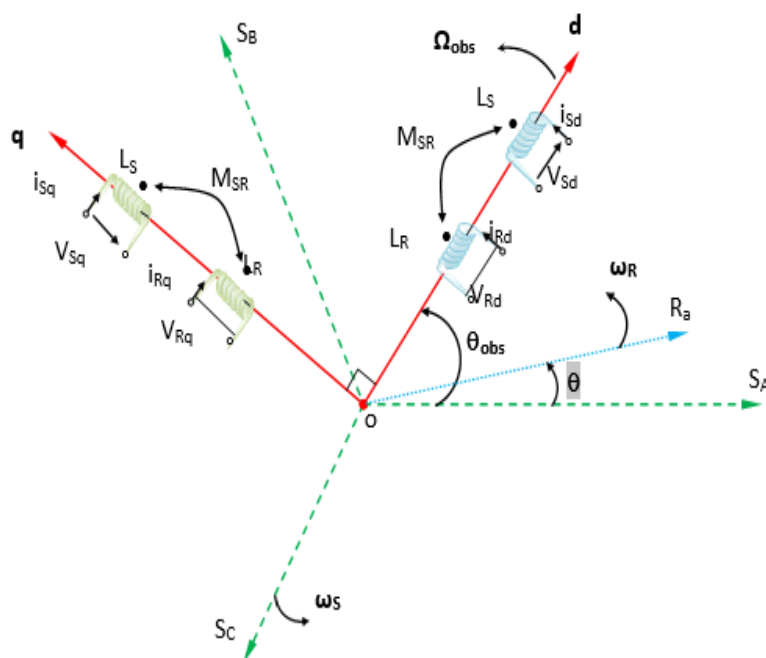


Figure (I.4): Référentiel tournant d'axes (d-q).

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$: est une position quel angle

d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$\sqrt{\frac{2}{3}}$: Le facteur $\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)$: pour la conservation de la puissance électrique instantanée.

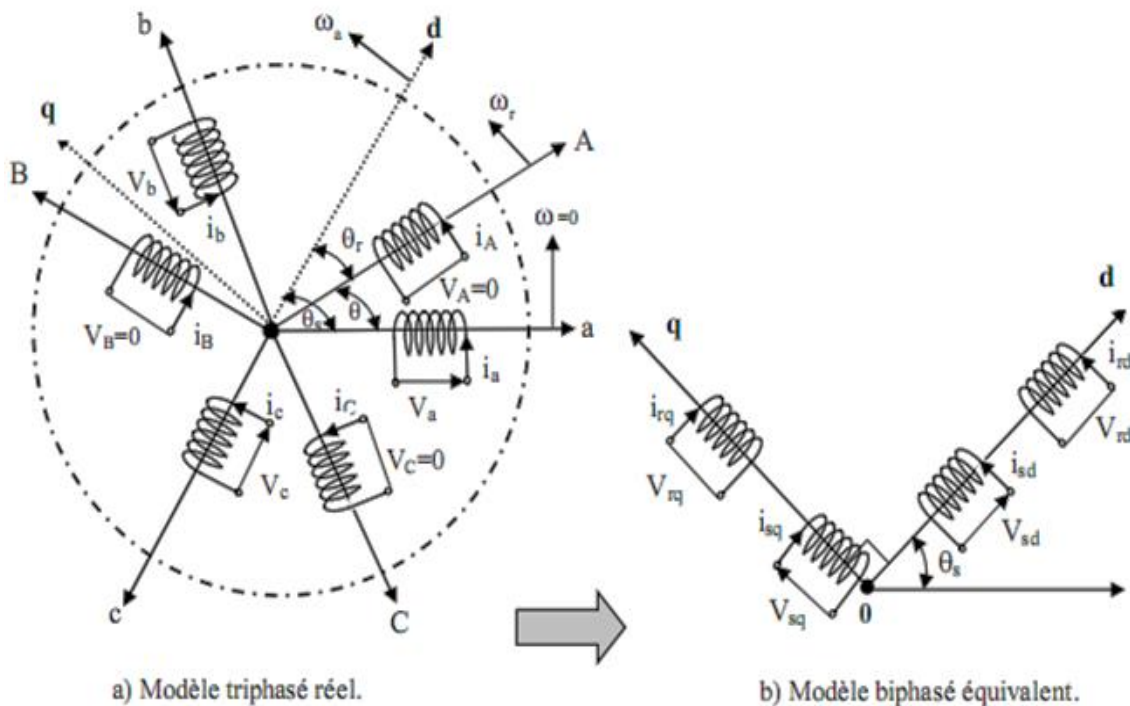
$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [M]^T = \begin{bmatrix} X_U \\ X_W \\ X_O \end{bmatrix} \text{ Avec : } [P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I.2.7 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.15)$$

I.2.8 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.16)$$



Fig(I.5) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée.

I.2.9 Choix du référentiel :

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels:

a) Référentiel lié au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; (I.17)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r (I.18)$$

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d-q) d'après (I.15), (I.16), (I.17) et (I.18), sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} (I.19)$$

Equations des flux:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} (I.20)$$

Ce référentiel est choisi lorsqu'on étudie les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

b) Référentiel lié au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0 (I.21)$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

c) Référentiel lié au champ tournant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r (I.22)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des

petites perturbations autour d'un régime donné. C'est ce référentiel que nous allons choisir parce qu'il est mieux adapté à notre étude.

I.2.9 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d-q) est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (I.23)$$

- Elle se décompose en trois termes :

- **Puissance dissipée en pertes joules:**

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I.24)$$

- **puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:**

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (I.25)$$

- **puissance mécanique:**

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \quad (I.26)$$

Or la puissance mécanique est liée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P \frac{P_{mec}}{\omega} \text{ tel que } : \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I.27)$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

ω : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte des expressions (I.20), (I.26) et (I.27), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases} \quad (I.28)$$

I.3.2 Equation du mouvement :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Ce - Cr - f\Omega \quad (I.29)$$

Avec:

J : moment d'inertie des masses tournantes.

Cr : couple résistant imposée à l'arbre de la machine.

Ω : vitesse rotorique mécanique.

f : coefficient de frottement

I.3.3 Mise sous forme d'équations d'état

La forme générale de l'équation d'états écrite de la façon suivante:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Avec:

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$$

Alors, le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère (dq) tournant à la vitesse synchrone (ω_s)

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_s}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_s}\right) i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{rq} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{aligned}$$

$$\text{Avec : } T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique, sur la base du développement de l'équation de la puissance instantanée, on obtient l'expression du couple électromagnétique. [LAA 08]

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.30)$$

D'autre part on dispose d l'expression :

$$C_{em} = J \frac{\Omega}{dt} + f_r \Omega + C_r \quad \text{Avec : } \Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.31)$$

On obtient la cinquième équation d'état suivante :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 M}{J L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f_r}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \quad (I.32)$$

On peut utiliser la notation suivante :

$$[x] = [x_1 x_2 x_3 x_4 x_5]$$

$$Et[x] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq} \quad \omega_r]$$

On aboutit à un système d'équations suivant :

$$\frac{dx_1}{dt} = -a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 + a_4 x_4 x_5 + a_5 V_{sd}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -b_2 x_1 - b_1 x_2 + b_3 x_4 - b_4 x_5 x_3 + b_5 V_{sq}$$

$$\frac{dx_3}{dt} = c_1 x_1 - c_2 x_3 + c_3 x_4 - x_5 x_4$$

$$\frac{dx_4}{dt} = d_1 x_2 - d_2 x_4 - d_3 x_3 + x_5 x_3$$

$$\frac{dx_5}{dt} = e_1 x_3 x_2 - e_1 x_1 x_4 - e_2 x_5 - e_3$$

Avec :

$$a_1 = \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_s} \right), a_2 = \omega_s, a_3 = \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r}, a_4 = \frac{1 - \sigma}{\sigma M}, a_5 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_s}, b_2 = \omega_s, b_3 = \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r}, b_4 = \frac{1 - \sigma}{\sigma M}, b_5 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$c_1 = \frac{M}{T_r}, c_2 = \frac{1}{T_r}, c_3 = \omega_s$$

$$d_1 = \frac{M}{T_r}, d_2 = \frac{1}{T_r}, d_3 = \omega_s$$

$$e_1 = \frac{p^2 M}{J}, e_2 = \frac{f_r}{J}, e_3 = \frac{p}{J} C_r$$

Formed'état dumodèle delamachine asynchrone dans leréférentiel(dq):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Formed'état du modèle delamachine asynchrone dans leréférentiel(αβ):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion total.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$\omega_r = p\Omega_r$

Pulsation mécanique du rotor et (p): étant le nombre de paires de pôles.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.3.4 Modélisation de l'alimentation de la machine

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique \mathbf{i}_s et le flux Φ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd} , V_{sq} , comme

grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant Figure (I.6).

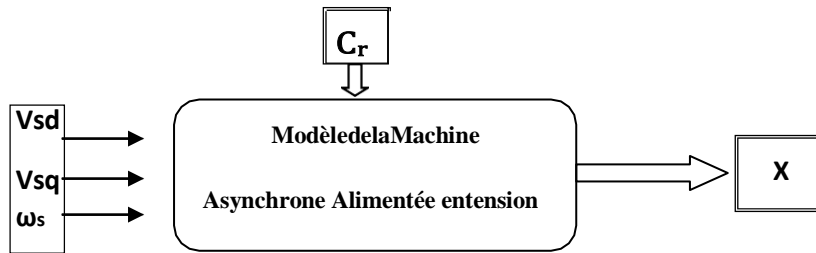


Fig.(I-6) schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[x]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T;$$

$$\text{Ou bien: } [X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

$$\text{Ou bien: } [X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$\text{Ou bien : } [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

Ainsi notre choix est porté sur le vecteur: $[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$

I.3.5 Modélisation De L'association Moteur A Induction – Onduleur De Tension :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine asynchrone est associée à deux convertisseurs en cascade [BTC08], Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Figure (I.7) illustre le schéma de principe de cette association.

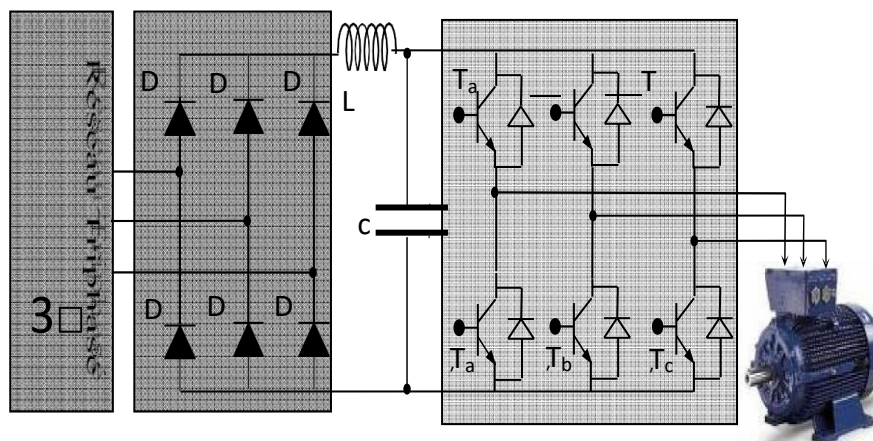


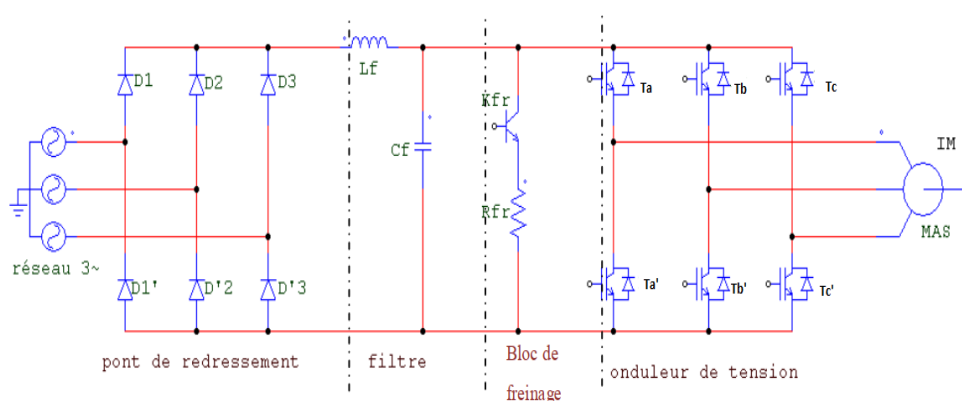
Fig.(I.7) Association machine asynchrone onduleur de tension.

Nous notons par T_a, T_b, T_c les interrupteurs 'hauts', et $T'a, T'b, T'c$ les interrupteurs

'bas'. Les commandes d'un même bras sont supposées complémentaires et nous négligeons les temps morts ; dans ces conditions les états des interrupteurs sont imposés par la commande. L'ensemble D1 à D6 constitue un redresseur triphasé à diodes, non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone vers le réseau.

I.3.6 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure(I.8) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [CAM 13] , [SEG 98]



Fig(I.8) Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

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

Si $S_i=1$, alors T_i est fermée et T'_i est ouverte,

Si $S_i=0$, alors T_i est ouverte et T'_i est fermée.

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.33)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.34)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n0.

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.35)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}[V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (I.36)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits \Leftrightarrow Si (1ou0) $\{i=a, b, c\}$ on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (I.37)$$

En remplaçant (I.33) dans (I.34), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.38)$$

En remplaçant (I.37) dans (I.38), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

I.3.7 Commande de l'onduleur de tension

COMMANDEDESONDULEURS :

Commande de l'onduleur de tension L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés . Les deux principales familles de commande des

convertisseurs statiques sont [LAB 98] [BEL 05] [DAM 04]:

- la commande par hystérésis.
- la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I.3.8 La technique de commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. La figure (Figure I.9) présente le schéma de principe de cette technique.

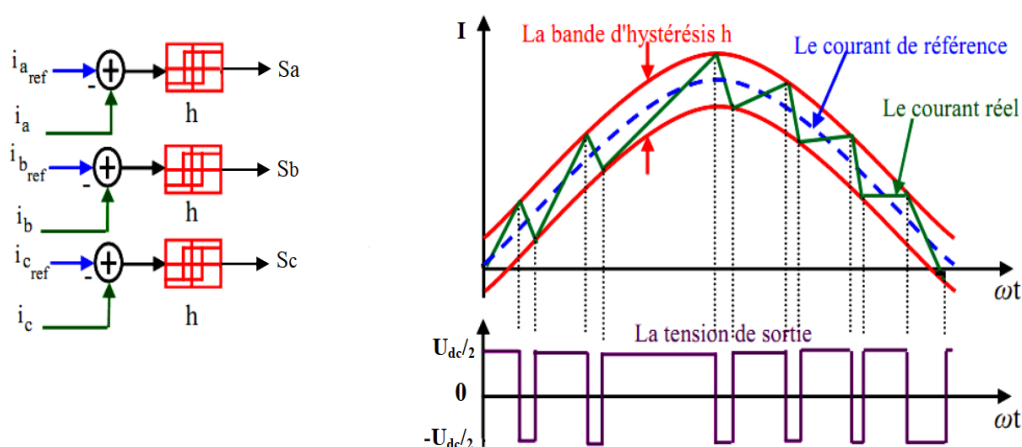
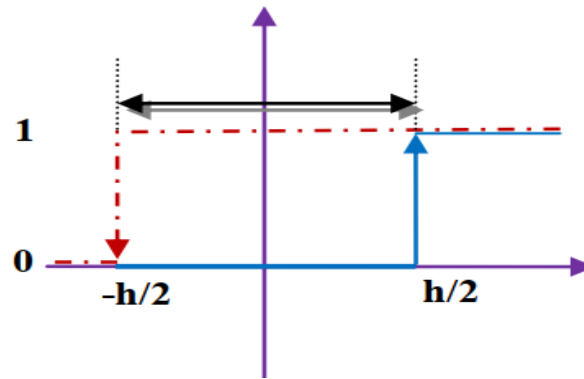


Fig (I .9):Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis

Les courants de référence sont donné par :

$$\begin{cases} I_{a_{ref}}(t) = I_{max} \cos \omega t \\ I_{b_{ref}}(t) = I_{max} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ I_{c_{ref}}(t) = I_{max} \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.40)$$

Ces courants de référence sont comparés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence $I_{j_{ref}}(t)$ et le courant mesuré $I_j(t)$, c'est l'écart du courant $I_{je}(t)$ appliqué à l'entrée du bloc de l'hystérésis qui fournit le signal logique (1 ou 0). comme montre la figure ci-contre



$$\begin{cases} \text{si } I_j(t) \geq \frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 1 \\ \text{si } I_j(t) \leq -\frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 0 \end{cases}$$

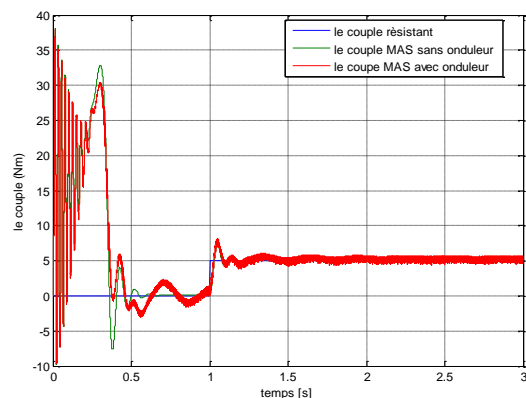
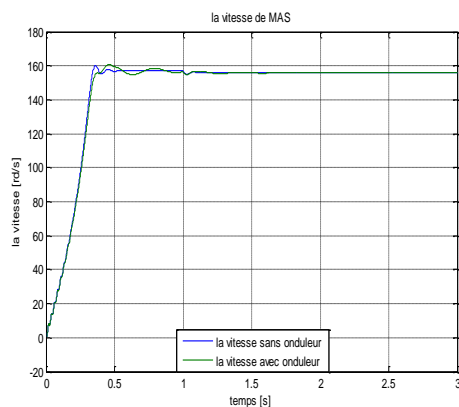
h : est la bande d'hystérésis

La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés et à minimiser les harmoniques des courants [DAM 04].

I.3.9 Tests de simulation :

Dans cette partie d'étude, nous sommes intéressés à l'influence de la bande d'hystérésis sur les performances de la machine à induction surtout au niveau de la vitesse, couple, et la forme des courants ainsi la fréquence de commutation des interrupteurs pour cela nous avons simulé l'ensemble machine-onduleur à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1s$ jusqu'à $t= 2s$ sous un couple résistant de valeur $C_r=5 \text{ N.m}$. Ces tests ont été effectués pour deux différentes bandes d'hystérésis sont $h=0.2=[-0.1 ; 0.1]$ et $h=0.6=[-0.3 ; 0.3]$.

Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.



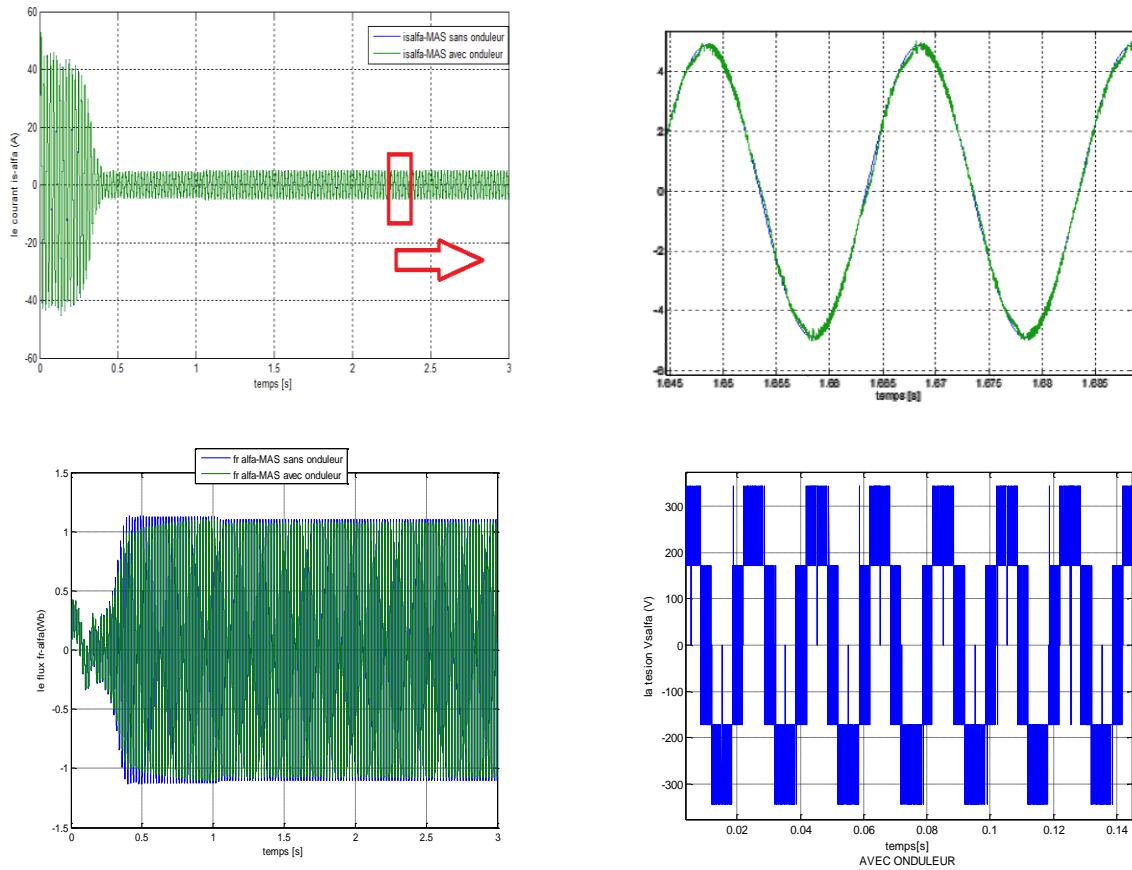
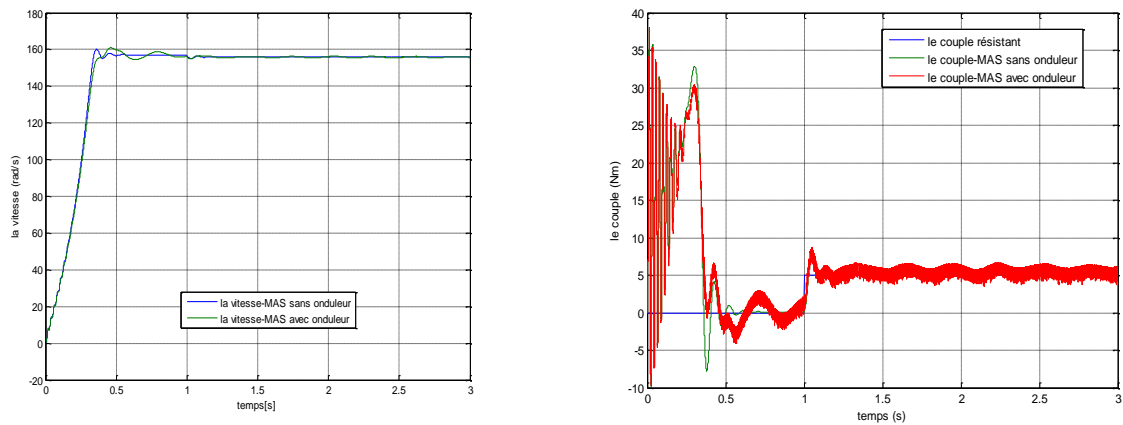
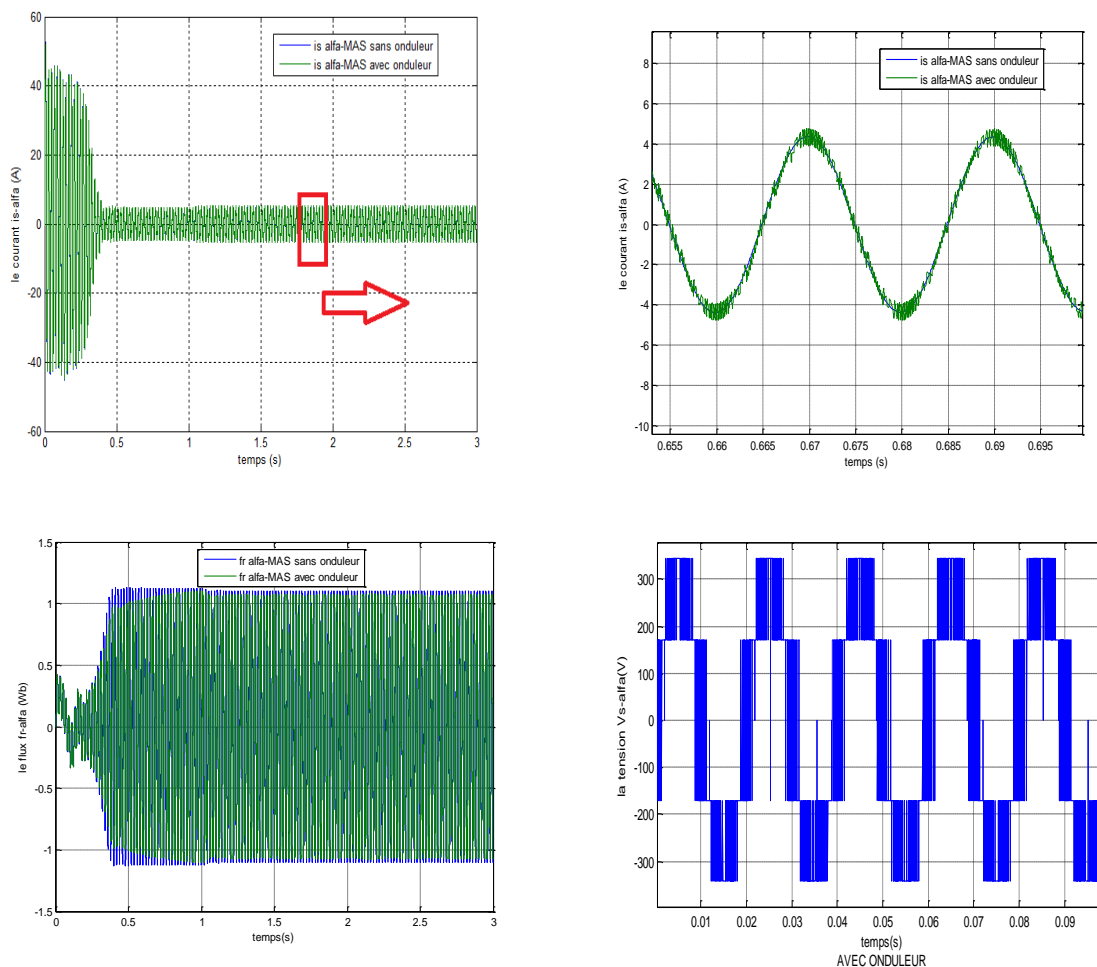


Figure (I.10) :Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d’hystérésis $h=0.2$) dans un référentiel lié au stator (α - β)(Boucle ouverte).





Figure(I.11) : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé parhystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.6$)dans un référentiel lié au stator (α - β),(Boucle ouverte)

I.4.1 Interprétation des résultats de la simulation :

Les figures (Fig. I.10; Fig. I.11) montrent les résultats obtenus par un contrôle à hystérésis. On constate les remarques suivantes:

- la réponse de vitesse pour la MAS alimentée directement par réseau ou par un onduleur de tension, se stabilise à 157rd/s dans un temps d'établissement de 0.4s après un régime transitoire à vide où la vitesse augmente linéairement, (le moteur possède 2 paires de pôles).
- Le couple électromagnétique transitoire présente une composante pulsante qui atteint 2 fois le couple nominale, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Après la disparition du régime transitoire il stabilise à sa valeur de référence.
- Ce qui concerne les réponses de courant, nous constatons qu'il ya un fort appel decourant dans le régime transitoire et qui atteint 5 fois environ le courant nominal

puissit le courant de référence en régime permanent. Dans le fonctionnement à vide dumoteur il ya un courant correspondent au comportement inductif de moteur. Ladiminution 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.

- Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à leur courant de référence qui résulte la commutation de la tension de phase entre $\frac{U_{dc}}{2}$ et $-\frac{U_{dc}}{2}$
- La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, du niveau de la f.e.m. qui dépend de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis h .
- On note que les pertes de commutation de l'onduleur sont proportionnelles à cette fréquence qui est directement proportionnelle à la tension continue et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis [Dja09].
- On note aussi que, plus la largeur de la bande d'hystérésis est petite, plus la fréquence de commutation des interrupteurs est grande, et donc, les harmoniques des courants sont de haute fréquence, et par conséquent, leur filtrage est facile.
- On note que la commande par hystérésis conduit à des fonctionnements à fréquence variable, ce qui peut être indésirable, en particulier pour des raisons de dimensionnement. Il est alors fréquent de recourir à la commande MLI à fréquence fixe.

I.4.2 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé une fois par la technique d'hystérésis et d'autre fois par la modulation de largeur d'impulsion .

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée aux techniques hystérésis . Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermée, nous allons adopter la commande directe de couple (DTC) qui sera détaillée dans le chapitre suivant .

II-1 : Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI [ITT86] ,[ITS87] Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche ,[ITS87] [THD91] Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. 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'état 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 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, [THD91].

Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus.

II.2 Principe du contrôle direct de couple

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine { induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande, à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation. Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes ; la valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence l'aide d'un régulateur hystérésis. La séquence de commande est choisie selon:

- ❖ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique.
- ❖ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator.
- ❖ Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Le contrôle direct de couple est caractérisé par [DJL12] :

- une excellente réponse dynamique.
- La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques.

- La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.
- L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore.
- Nécessité { des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHz).

Cette méthode de commande a pour avantages [DJL12]:

- ✓ de ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d-q).
- ✓ il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- ✓ il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✓ de n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- ✓ il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✓ la réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénient [Mar 05]:

- ☒ l'existence de problème à basse vitesse.
- ☒ la nécessité de disposer des estimateurs de flux statorique et du couple.
- ☒ l'existence des oscillations du couple.
- ☒ la fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes par commutation, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

II-3 principes du contrôle du flux statorique

On se place dans le repère lié au stator de la machine, le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante, [CC00], [YA96] :

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) dt + \bar{\Phi}_{s0} \quad (\text{II.1})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$, on aura : $V_s \gg R_s I_s$. Donc (2.1) peut s'écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_s(0) + V_s T \quad (\text{II.2})$$

Donc :

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s - \Phi_s(0) = V_s T \tag{II.3}$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \bar{v}_s t - \int_0^t (R_s \bar{I}_s) dt \tag{II.4}$$

Avec la résistance R_s étant considérée comme constante au cours du temps.

Si, pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ comme négligeable devant la tension \bar{V}_s , on constate alors que sur un intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur \bar{V}_s sélectionné pendant T_e , [PM01]

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée V_s , comme il est illustré par Fig (II.1)

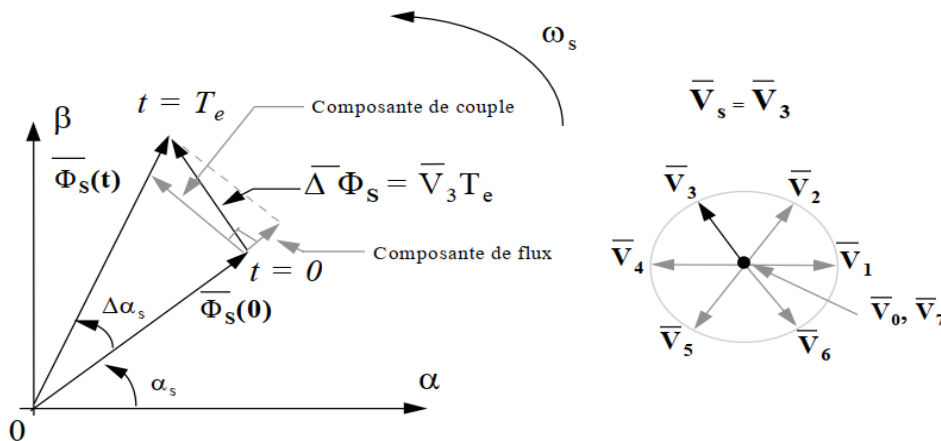


Fig (II.1) Evolution de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$ pour $R_s I_s$ négligeable

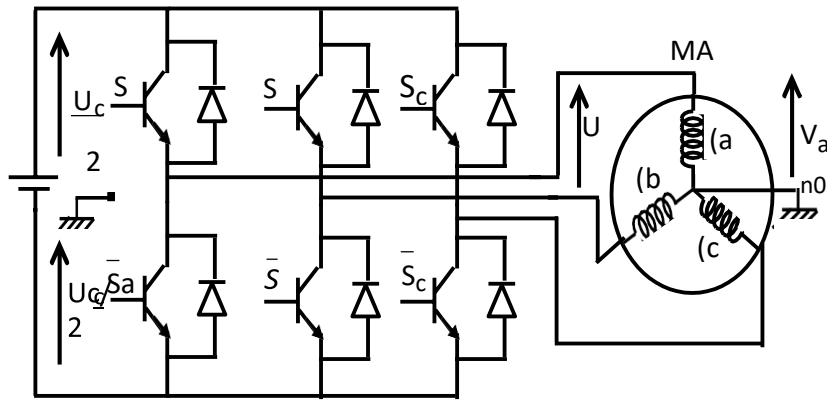


Fig (II.2) :Schéma Onduleur deux niveaux

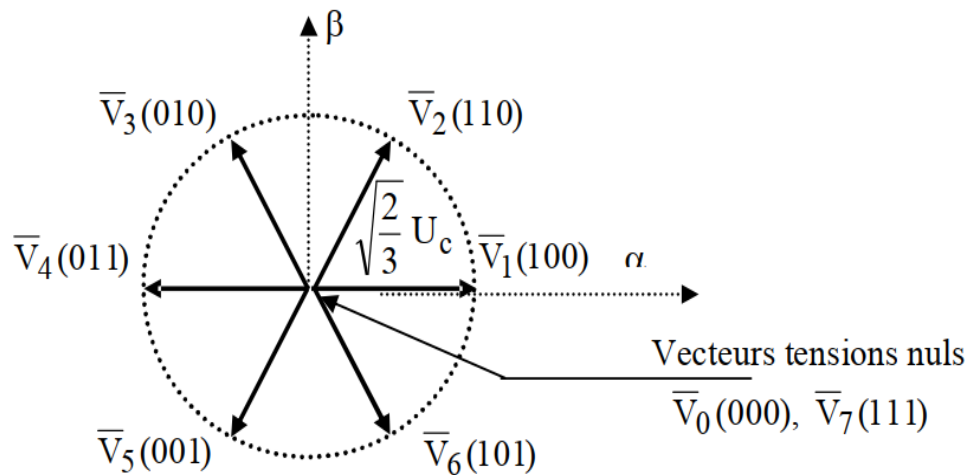


Fig II.3 Onduleur de tension et vecteurs de tension V_s

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs \bar{V}_i non nuls, et des vecteurs nuls \bar{V}_0, \bar{V}_7 . Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e).

II.4 Principes généraux du contrôle vectoriel de couple

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état, sa présentation dans le référentiel statorique (α, β) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC.

Ce modèle est donné par le système d'équation suivant :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (\text{II.5})$$

$$V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega \Phi_r \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s I_s + M I_r \\ \Phi_r = L_r I_r + M I_s \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \Phi_s \right) \quad (\text{II.8})$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{L^2 m}{L_s L_r}$ En injectant (II.8) dans (II.6) ,(II.7) j'aurai le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ \left(\frac{d\Phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \Phi_r \right) = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \Phi_s \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que :

- On peut contrôler le vecteur Φ_s à partir du vecteur V_s , aux chutes de tension $R_s I_s$ près.
- Le flux Φ_r suit les variations de Φ_s avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux Φ_s et Φ_r . Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. Φ_r s'exprime par :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{\Phi_s}{1 + j\omega \sigma T_r}$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle

$\theta_{sr} = (\Phi_s, \Phi_r)$, le couple exprime par :

$$C_{\text{ehm}} = K(\Phi_s \times \Phi_r) = K \|\Phi_s\| \|\Phi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (\text{II.10})$$

Avec:

$$K = \frac{pM}{LrLs} = p \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma M} \right)$$

$\|\Phi_s\|$: Module du vecteur flux stator.

$\|\Phi_r\|$: Module du vecteur flux rotor.

θ_{sr} : angle entre les vecteurs flux stator et rotor.

Le couple dépend donc, de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de Φ_s et Φ_r , donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$

II -5 choix du vecteur de tension \bar{V}_s

Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple.

L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ est décomposé en six zones i , avec $i = [1,6]$, telle que représentée sur la (figure 2.4).

Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants : [ME03] ,[JF03]..

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{elm} croît,
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{elm} décroît,
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{elm} croît
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_{elm} décroît

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangé

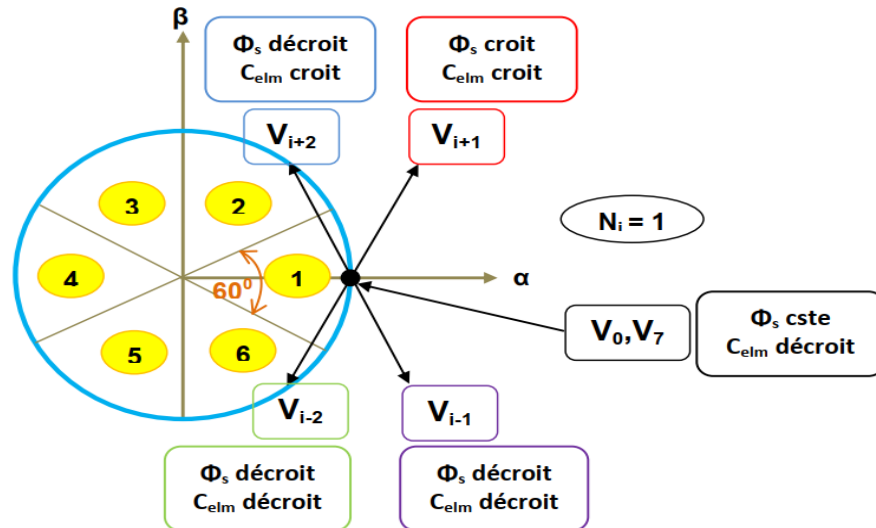


Fig II.4 Choix du vecteur tension

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

Les vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont pas utilisés quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\bar{\Phi}_s$. Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [JK99].

II-6 les estimateurs :

II.6.1. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.11})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) tel que [JP97],[CE00]:

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{II.12})$$

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) mesurés soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a , S_b , S_c) soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.16})$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur φ_s est déterminé à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$.

L'angle θ_s entre le référentiel (s) et le vecteur φ_s est égal à :

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

II.6.2. Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple C_{elm} uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α , β), le couple peut se mettre sous la forme : [CE00]

$$C_{elm} = p[\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{II.18})$$

II-7 Elaboration du vecteur de commande :

II-7-1 Elaboration du contrôleur de flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la Fig-3. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx = 1) ou diminuée (Cflx = 0) de façon à maintenir [CE00] .

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (II.19)$$

Avec :

$(\Phi_s)_{ref}$ est le flux de référence, $\Delta\Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

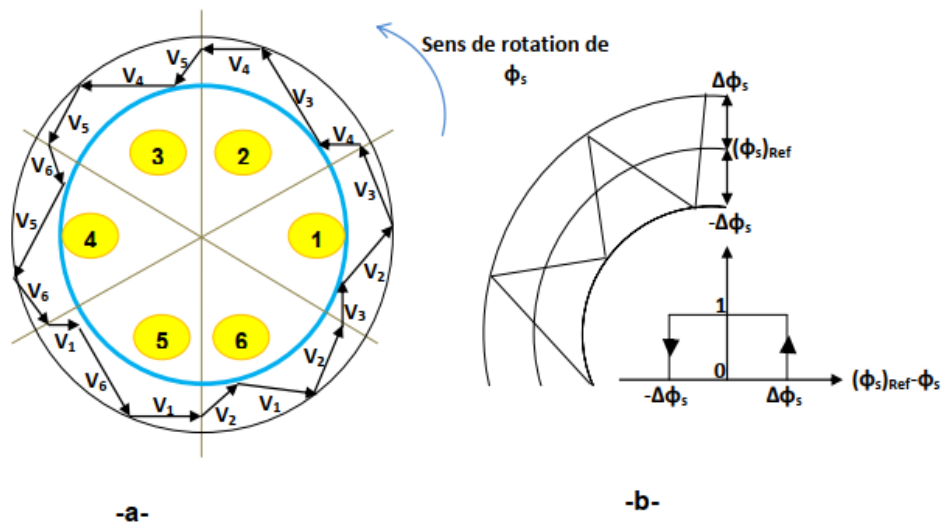


Fig.(II.5) : (a) - Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.
(b) – Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II-7-2 Elaboration de contrôleur de couple :

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

$$(Celm)_{ref} - Celm \leq \Delta Celm \quad (II.20)$$

Avec :

$(Celm)_{ref}$ est le couple de référence et $\Delta Celm$ est la bande d'hystérésis du correcteur.

Deux solutions peuvent être envisagées :

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

II-7-2-1 Correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de Φ_s . N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux Φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, [YA96].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [YA96]

II-7-2-2 Correcteur du couple à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$).

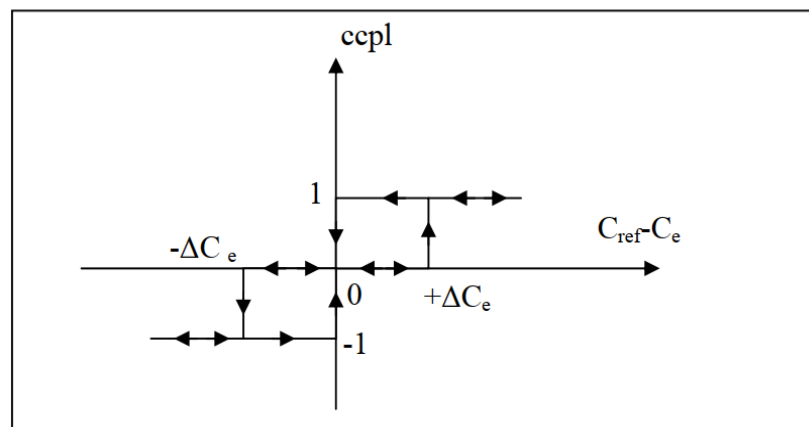


Fig. (II.6) Correcteur hystérésis de couple à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

II-8 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION (STRATEGIE DE COMMUTATION)

II.8.1. Stratégie de commutation dans la DTC :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la commutation des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux Φ_s et du couple électromagnétique C_{elm} . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants

II.8.2 Table de commutation :

II.8.2.1. Fonctionnement à quatre quadrants :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (c_{flx}) et (c_{cpl}), et de la zone N_i de la position de flux ϕ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante [CE00],[GG92]:

	Augmentation	Diminution
Φ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_{elm}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Table-1 : Table généralisée des vecteurs de tension

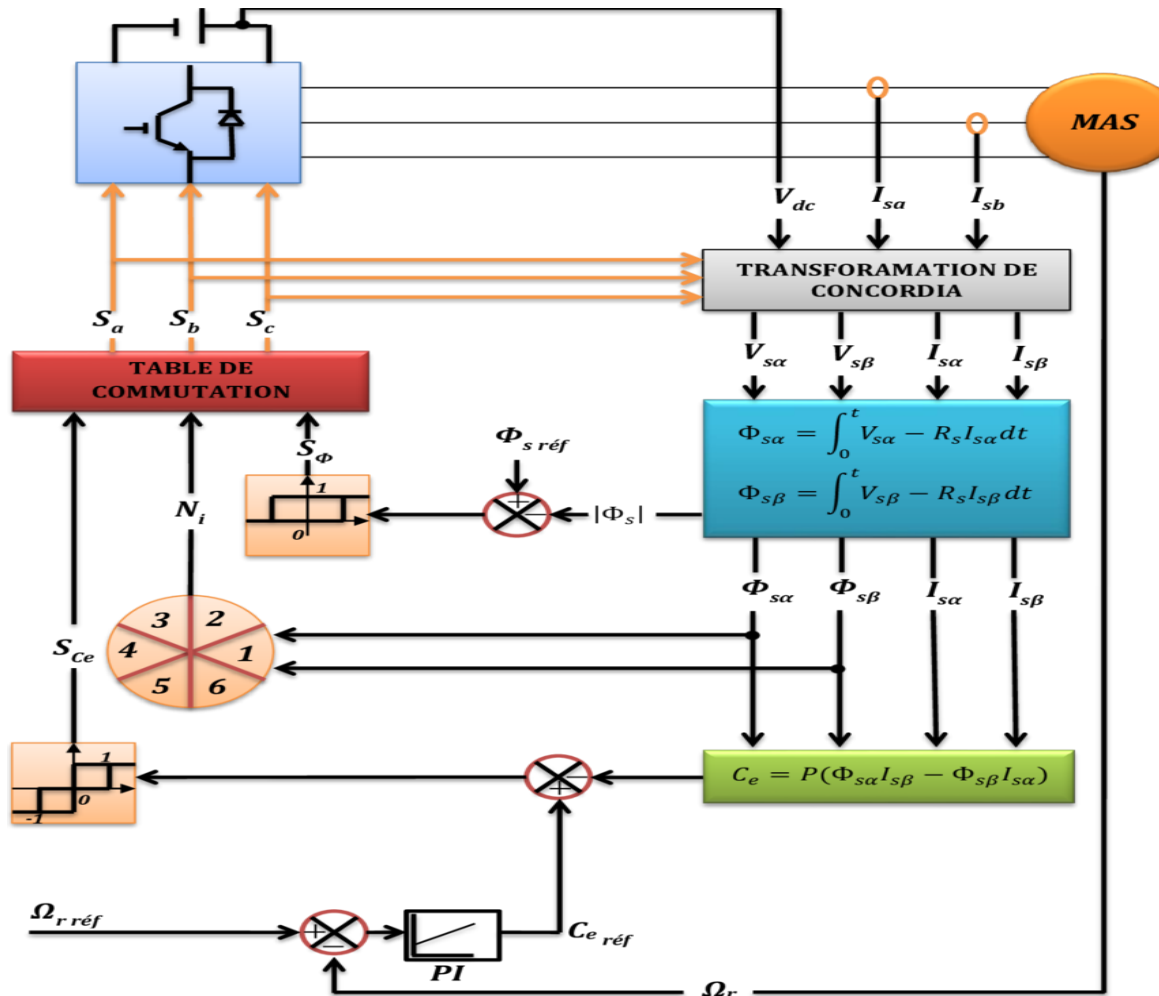
N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
Cflx = 1	ccpl = 1	V₂	V₃	V₄	V₅	V₆	V₁	2 niveaux	
	ccpl = 0	V₇	V₀	V₇	V₀	V₇	V₀		
	ccpl = -1	V₆	V₁	V₂	V₃	V₄	V₅	3niveaux	
Cflx = 0	ccpl = 1	V₃	V₄	V₅	V₆	V₁	V₂	2 niveaux	
	ccpl = 0	V₀	V₇	V₀	V₇	V₀	V₇		
	ccpl = -1	V₅	V₆	V₁	V₂	V₃	V₄	3 niveaux	

Table-2 : Table de vérité de la structure de la DTC

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrête et entraine ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

II.9 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE :

Le schéma bloc de la figure (II-7) représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe de couple avec la table de commutation donnée ci-dessus



Fig(II.7) : La structure du contrôle direct du couple

II.10 Caractéristiques générales d’une DTC : [SCC]

- ❖ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l’onduleur.
- ❖ La commande indirecte des intensités et tensions statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ❖ L’obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ❖ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ❖ L’existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- ❖ La fréquence de commutation de l’onduleur dépend de l’amplitude des bandes d’hystérésis.

II.11 Le choix de la largeur des bandes d'hystérésis

Le choix judicieux de la largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler; d'autre part, une largeur de bande assez étroite sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, en outre même si l'écart sur les grandeurs à contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise.

II-11.1-Influence des bandes d'hystérésis des comparateurs :

Le comportement de la DTC est relié directement aux contrôleurs du couple et du flux.

L'ondulation observée dans le couple et le flux est affectée par le choix des valeurs de la bande d'hystérésis. Elle doit diminuer le plus possible cette ondulation puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audibles dans le moteur. Ces ondulations entraînent probablement la fatigue de certains des composants de la machine.

Le choix de la bande d'hystérésis du couple influe directement sur la régulation du couple électromagnétique et le flux statorique. Pour montrer l'effet de ces bandes d'hystérésis de flux (0.005Wb, 0.05Wb, 0.1Wb) et du couple (1N.m, 0.5N.m et 0.1N.m), et voir la variation de la fréquence de commutation.

II.11.2-Influence de la bande d'hystérésis du comparateur de flux :

Nous allons démontrer dans ce qui suit qu'une réduction de la bande d'hystérésis du comparateur de flux produit une fréquence de commutation élevée [SCC]. En outre, l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α , β) est presque circulaire, la forme du courant statorique sera presque sinusoïdale. Quand la bande d'hystérésis du comparateur de flux augmente, la fréquence de la commutation va diminuer et l'évolution du flux statorique dans le repère (α , β) laisse sa forme circulaire et devient une courbe hexagonale, ce qui entraîne une grande déformation dans le courant statorique voir la figure ci-dessous (II-6 à II-8). Les simulations ci-dessous sont pour une bande d'hystérésis du comparateur de couple de valeur =0.5N.m.

II.12 Résultats de simulation:

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un schéma de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe A et l'outil utilisé est l'environnement Matlab/Simulink.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\pm 0.1 \text{ Nm}$.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux à $\pm 0.001 \text{ Wb}$;
- La valeur de référence du flux statorique est $\Phi_{sref} = 1.11 \text{ Wb}$.
- La valeur de référence du couple électromagnétique sans boucle de vitesse est $Ce_{ref} = 20 \text{ Nm}$.
- La valeur de référence de couple avec une boucle de vitesse, est récupérée à la sortie d'un régulateur **PI** (dont ces paramètres sont calculés dans l'annexe B).

II-12-1 Démarrage à vide :

On a simulé le comportement de la machine avec contrôle direct de couple DTC schématisé par la figure (II.7) lors d'un démarrage à vide avec $\Omega_{ref} = 100 \text{ rd /s}$.

Les figures (II.8) montrent les performances de la régulation :

On note une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.3s.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.3s à une valeur moyenne nulle oscillé entre $[-2, 2]$. La composante de courant statorique $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale riche en harmoniques dans le régime permanent.

Par ailleurs, l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) montre que le module de flux a une valeur pratiquement constante (1.11 Wb) et l'extrémité de son vecteur forme une couronne circulaire dans le plan (α, β) . Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse.

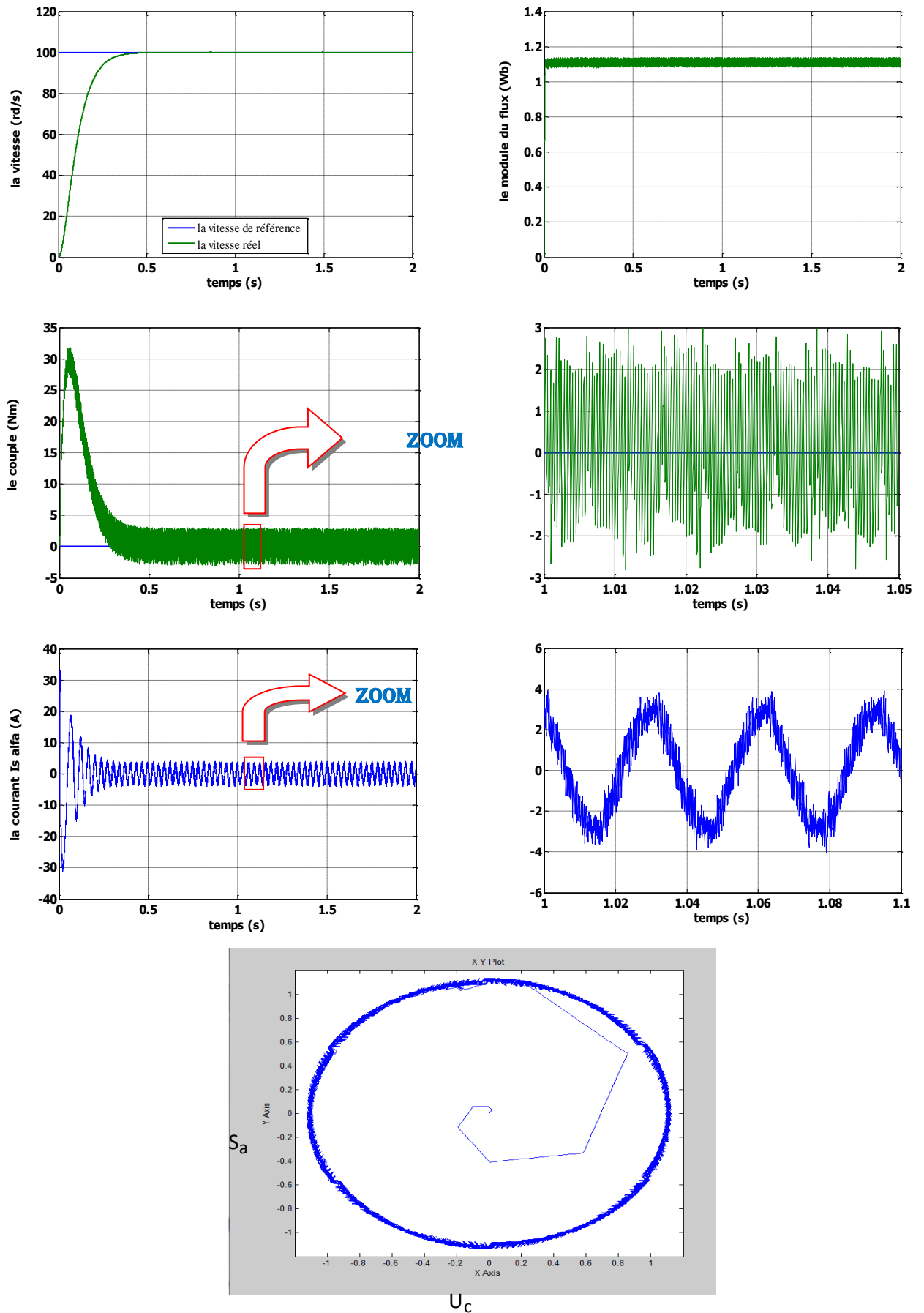


Fig. II-8 Réponse du système à vide

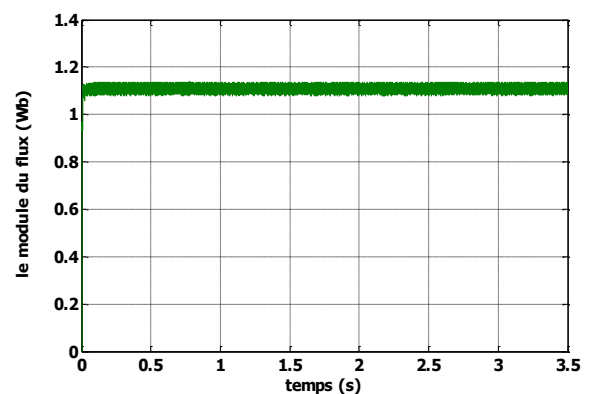
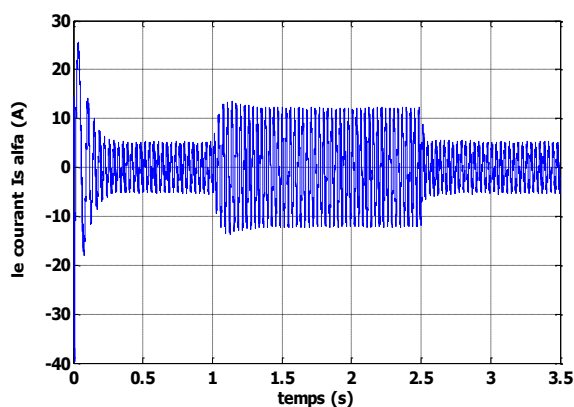
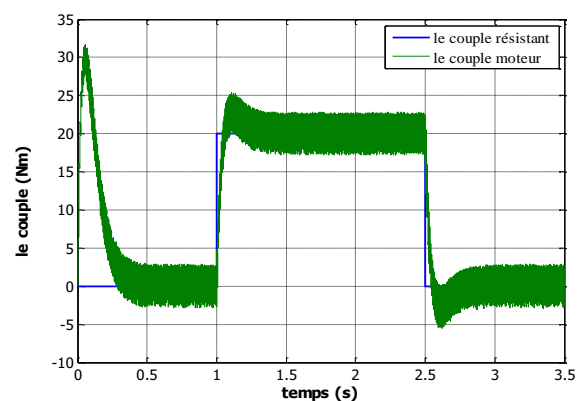
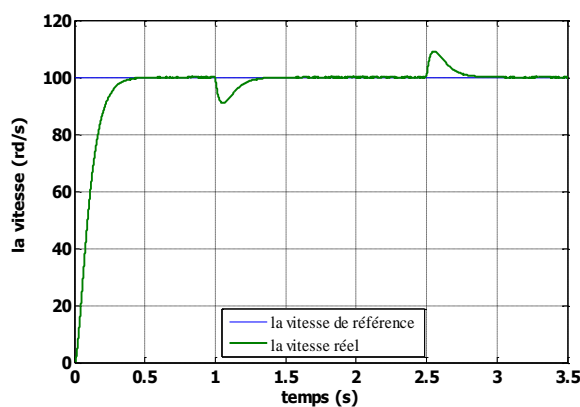
II-12-2 Introduction d'un couple de charge :

➤ Avec boucle de vitesse :

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 20Nm après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine est montré aux figures (II-9):

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. A travers cette simulation, nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de la consigne.

La composante de courant $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale bruitée. La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation de la charge.



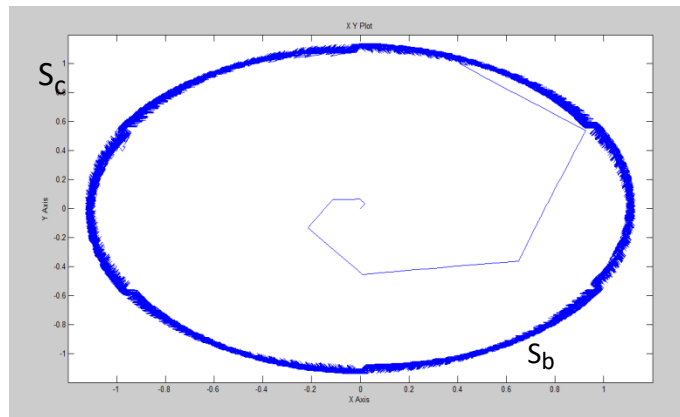
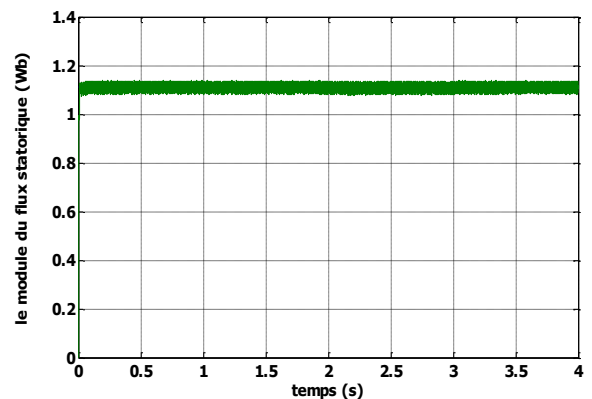
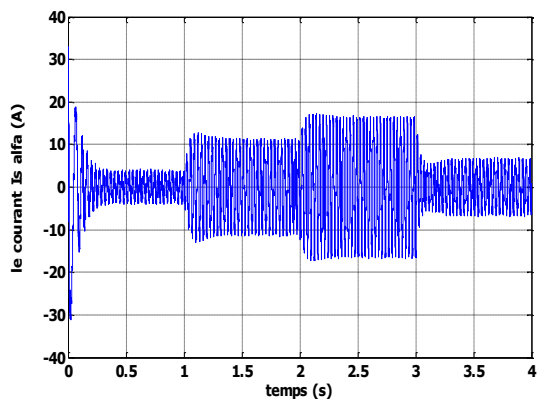
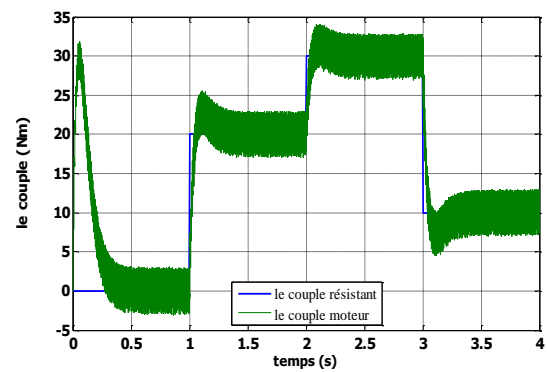
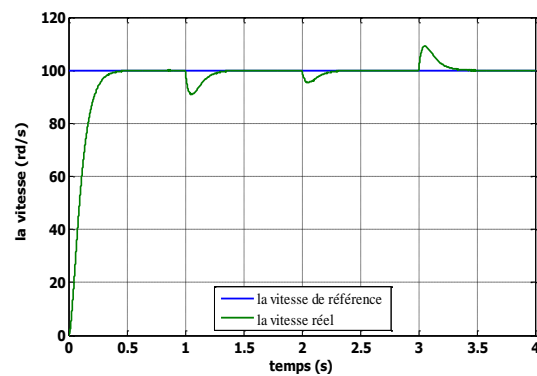


Fig.II-9 Réponse du système à une variation de charge , avec boucle de vitesse

II-12-3 Test avec couple de charge variable (avec boucle de vitesse) :

La Figure (II-10) présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 20Nm à 1s ; 30Nm à 2s et 10Nm à 3s.

On constate que le couple suit parfaitement les valeurs des consignes, le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée, le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté par la variation de la charge.



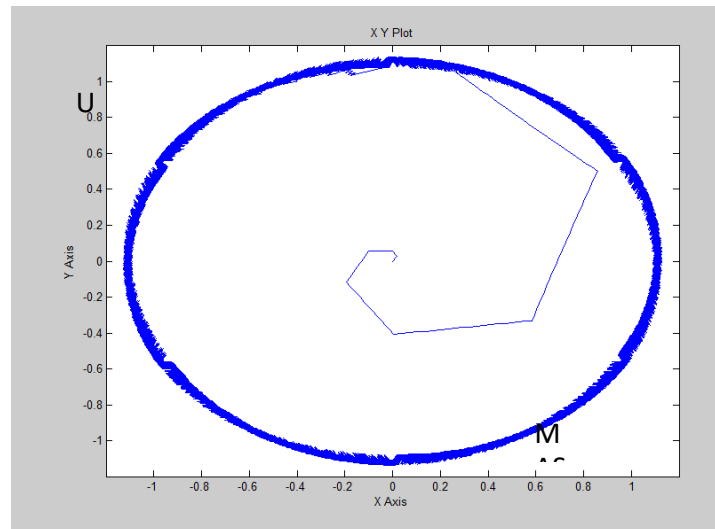


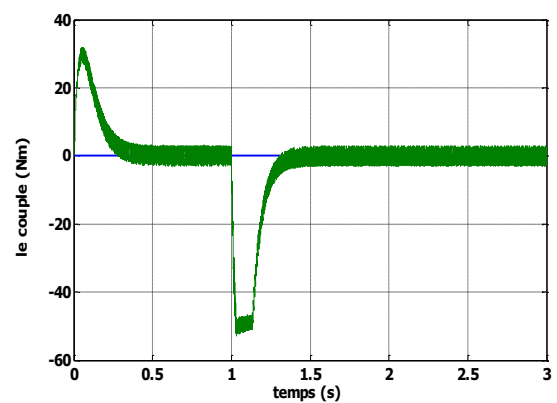
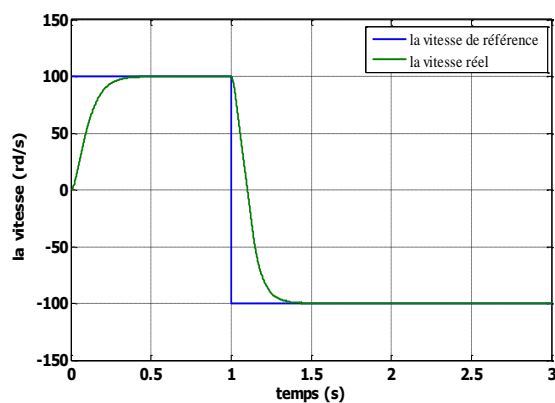
Fig.II-10 Réponse du système à couple de charge variable

II-12-4 Test avec inversion de sens de rotation :

Afin de tester la robustesse du contrôle direct de couple vis-à-vis à une inversion importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à l'instant $t=1s$ après un démarrage à vide.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II-11) que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement, de même pour le couple qui subit à un dépassement avant de se stabiliser.

Le courant I_{sa} et le module du flux sont affectés au instant de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent, l'influence de cette variation n'est pas claire sur la trajectoire du module de flux.



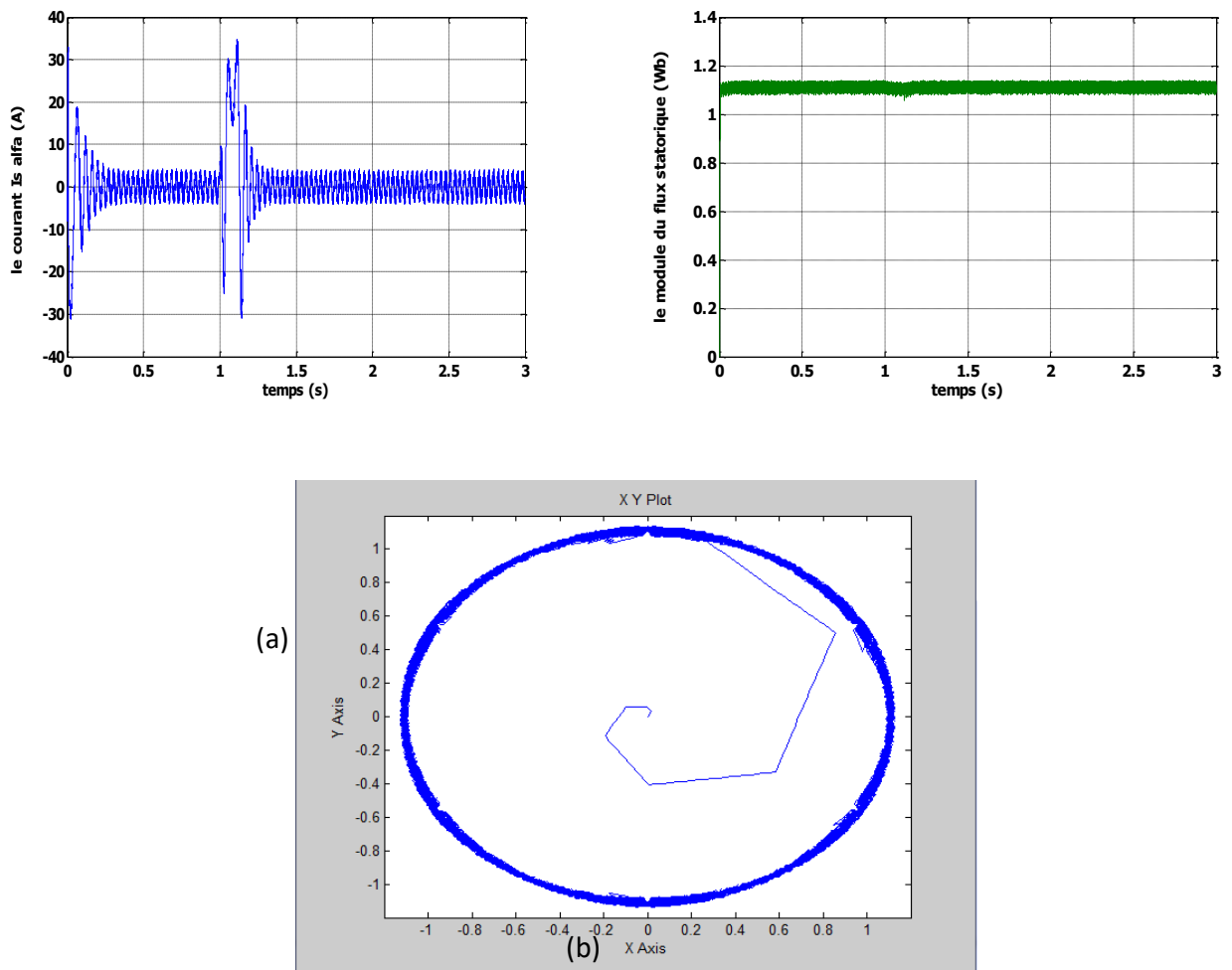


Fig.II-11 Réponse du système pour une inversion de vitesse à -100 rd/s à $t=1$ s

II-13 Robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir :

- L'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.
 - L'effet de la température sur les résistances en particulier.
 - la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
 - la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le coefficient de frottement...etc.
- les performances de cette commande vis-à-vis la variation de la résistance statorique et de la vitesse rotorique, ont été établies par les simulations suivantes:

II-13-1 Test pour la variation de la résistance statorique:

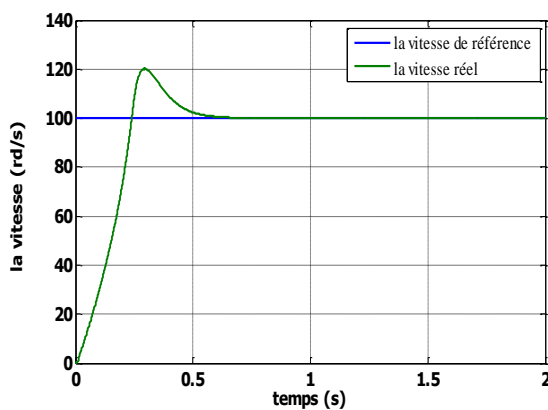
Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux ; il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine, nous avons également simulé le système à une augmentation de **50%** de la résistance statorique par rapport à la valeur nominale.

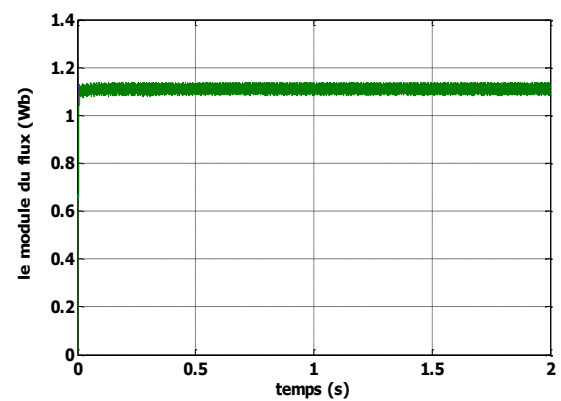
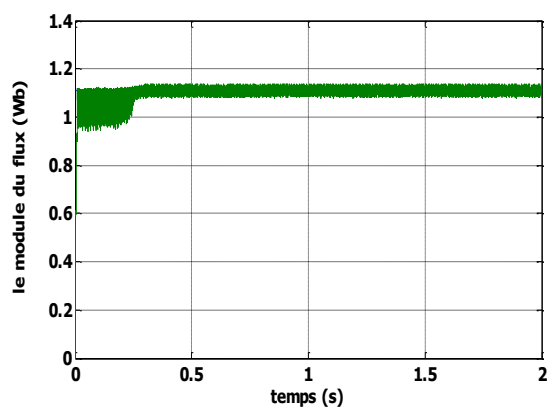
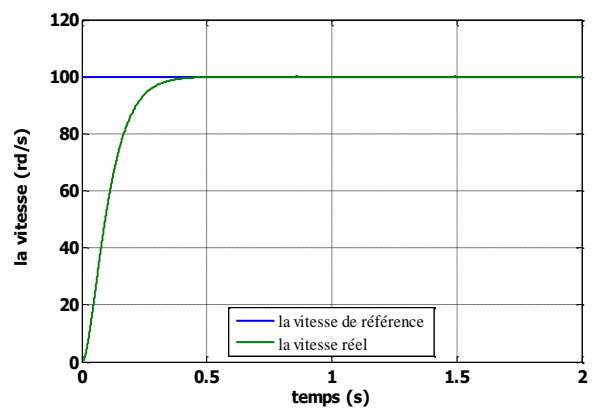
La figure (II-12) illustre l'évolution de la vitesse, du module de flux statorique, et le couple électromagnétique, ainsi que la trajectoire du flux statorique. Ces résultats sont comparés avec ceux correspondant à la résistance nominale.

On remarque effectivement d'après les résultats obtenus que la variation de la résistance statorique affecte le module du flux statorique et le couple électromagnétique ainsi que la vitesse lors de démarrage; de même on constate clairement la déformation lors de démarrage de la trajectoire du flux statorique dans le plan (α - β).

Augmentation de 50 % de R_s nominale



R_s nominale



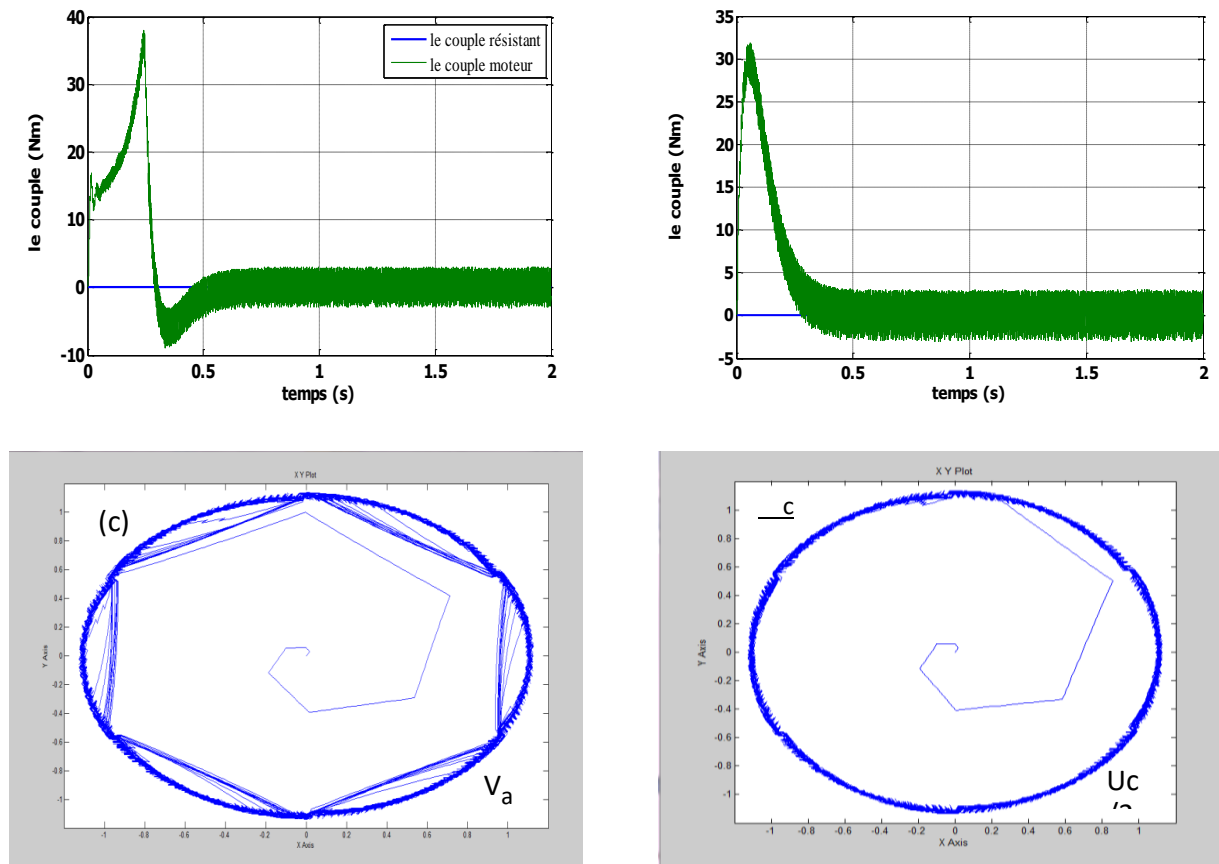


Fig. II-12 Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de +50%

II-14 Conclusion :

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe de couple ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé entre le couple et le flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur.

L'un des avantages de ce type de commande est le non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont due à la variation de la fréquence de commutation.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, on va étudier une approche dans le chapitre trois.

III-1 Introduction

La technique commande DTC conventionnelle utilisant une table de commutation et des contrôleurs à hystérésis présentée dans le chapitre précédent, permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple, elle se base principalement sur la sélection de l'un de six vecteurs tension actifs et les deux vecteurs nuls générés par l'onduleur, dans le but de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique dans leurs bandes d'hystérésis. Cette technique de commande a été reconnue comme une solution viable pour les systèmes d'entraînements électriques à courants alternatifs. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées, cette technique de commande souffre de certain nombre d'inconvénients, mentionnés au chapitre précédent [HFC13] La structure de la technique commande DTC conventionnelle comporte des contrôleurs à hystérésis non linéaires, ce qui conduit à un problème majeur qui suscite actuellement l'intérêt de plusieurs chercheurs travaillant dans ce domaine. Ce problème réside dans la non-maîtrise de la fréquence de commutation du convertisseur statique, qui peut provoquer des bruits acoustiques et des modes résonants engendrant un vieillissement du système d'entraînement électrique [DCF02]. Ce chapitre a pour but de présenter le principe de la technique de modulation vectorielle « Space Vector Modulation (SVM) » dans le but de dépasser ces inconvénients. L'utilité de cette technique sera vérifiée par voie de simulation numérique en MATLAB.

III-2 La modulation vectorielle

Modulation de largeur d'impulsion «MLI »

La modulation de largeur d'impulsion est une technique de découplage de tension ou de courant permettant de générer des formes d'ondes quasi sinusoïdales. L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation « pleine onde » vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables. Chaque bras de pont **Figure(III.1)** est chargé de générer par modulation de largeur d'impulsion un signal dont le fondamental est le signal de référence. Il existe différents types de modulation de largeur d'impulsion :MLI naturelle ou intersective : le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire. MLI avec contrôle d'amplitude : l'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on

agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir $U/f=Cte$, il faut modifier la valeur des angles d'amorçage de MLI pour chaque valeur de vitesse . Ceux –ci sont donc pré calculés et stockés dans une mémoire. MLI vectorielle : les instants de commutation sont calculés en ligne. En ce qui nous concerne pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI naturelle consistant à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, [DJL12].

III-2-1 Principe de la MLI vectorielle :

Le principe de la MLI vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension $V_s ref$ à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé. Un vecteur de tension de référence $V_s ref$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur de tension moyen $V_s moy$. Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . La machine a été modélisé à partir des tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_j . Les tensions de sortie de l'onduleur s'expriment comme suit [DJL12] :

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

Appliquons la transformation triphasé/biphasé respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes du vecteur de tension $\begin{Bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{Bmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, qui synthétise les différents états de l'onduleur Tab (III-1) :

Vecteur	Etats des grandeurs booléennes de commande			Tensions simples			Tensions biphasées		Vecteur \bar{V}_i
	S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
V_1	1	0	0	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
V_6	1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_2	1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tab.III-1 Tensions simples, et biphasées

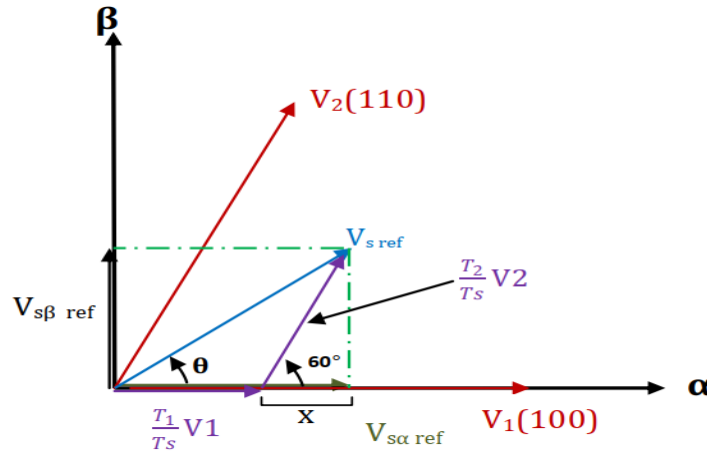


Fig.III-2 Décomposition d'un vecteur de tension de référence \bar{V}_{sref}

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \bar{V}_{sref} dt &= \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \right) \\ \bar{V}_{sref} &= \frac{T_1}{T_s} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \bar{V}_2 + \frac{T_0}{T_s} \bar{V}_0 \end{aligned} \quad (\text{III-3})$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (\text{III-4})$$

En supposant qu'initialement, le vecteur \bar{V}_{sref} coïncide avec le vecteur \bar{V}_1 , deux séquences sont active. la séquence qui correspond au vecteur \bar{V}_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur \bar{V}_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur \bar{V}_{sref} s'éloigne du vecteur \bar{V}_1 et en s'approche du vecteur \bar{V}_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur \bar{V}_{sref} atteint le vecteur \bar{V}_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

III-3 les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle : [Y-B-20]

1) III-3.1 Détermination des secteurs

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur V_{r-ref} dans le plan complexe (α, β) , tel que cette position présente la phase θ de ce vecteur définie comme suite :

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{r\beta-ref}}{V_{r\alpha-ref}}\right) \quad (\text{III-5})$$

La table (III.2) détermine le secteur $N_i = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$ pour les différents angles θ

θ	$0 < \theta < \pi/3$	$\pi/3 < \theta < 2\pi/3$	$2\pi/3 < \theta < \pi$	$\pi < \theta < 4\pi/3$	$4\pi/3 < \theta < 5\pi/3$	$5\pi/3 < \theta < 2\pi$
N_i	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6

Table. III.2. Identification du secteur

2) **III-3.2 Calcul des variables X, Y et Z**

3) La détermination des périodes T_1 et T_2 est donnée par une simple projection, **Fig.III-2**

$$\begin{cases} V_{r\beta-ref} = \frac{T_2}{T_s} |V_2| \cos(30) \\ V_{r\alpha-ref} = \frac{T_1}{T_s} |V_1| + x \\ x = \frac{V_{r\beta-ref}}{\tan 60} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Les périodes d'application de chaque vecteur sont données par :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T_s}{2U_{bc}} (3V_{r\alpha-ref} - \sqrt{3}V_{r\beta-ref}) \\ T_2 &= \sqrt{3} \frac{T_s}{U_{bc}} V_{r\beta-ref} \end{aligned} \quad (\text{III-7})$$

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul. En effectuant le même calcul pour chaque secteur. Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants:

$$\begin{aligned} x &= \sqrt{3} \frac{T_s}{U_{bc}} V_{r\beta-ref} \\ y &= \frac{T_s}{2U_{bc}} (\sqrt{3}V_{r\beta-ref} + 3V_{r\alpha-ref}) \\ y &= \frac{T_s}{2U_{bc}} (\sqrt{3}V_{r\beta-ref} - 3V_{r\alpha-ref}) \end{aligned} \quad (\text{III-8})$$

3) **III-3.3 Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur**

La durée T_1 et T_2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X, Y et Z sont donnés par la table IV.3.

Secteur	1	3	3	4	5	6
T_i	-z	Y	X	Z	-y	-x
T_{i+1}	X	Z	-y	-x	-z	Y

Table. III.3. Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

4) III-3.4 Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con}

Les trois rapports cycliques nécessaires sont :

$$T_{aon} = \frac{T_s(T_i + T_{i+1})}{2}$$

$$T_{bon} = T_{aon} + T_i \quad \text{(III-9)}$$

$$T_{con} = T_{bon} + T_{i+1}$$

5) III-3.5 Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b et S_c) en fonction T_{xon} de est donnée par la table suivante :

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

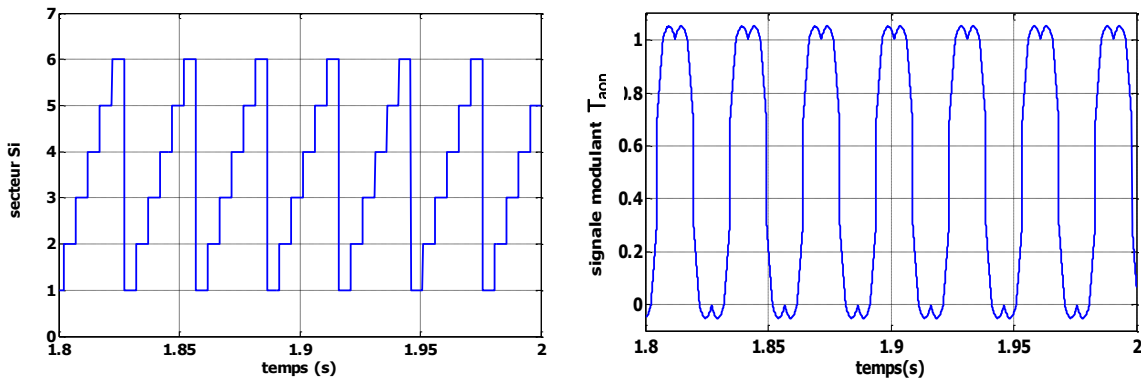
Tab .III-4 signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur

III-3-6 Avantages de la modulation vectorielle :

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale sont comme suit:

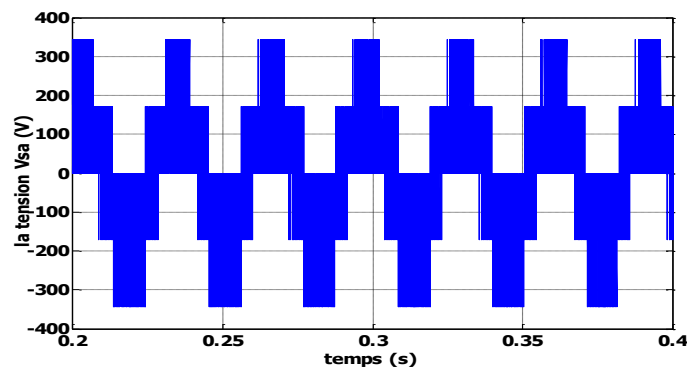
- La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale [EL A 05].
- Seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- La flexibilité de sélectionner les états inactifs, et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- Comme le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions ($V_{sa\ ref}$ et $V_{s\beta\ ref}$), il est faisable d'implanter la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif.

III-3-5 simulation de l'algorithme MLI vectorielle :



-a-

-b-



-c-

(a):Secteur ;(b):allure de signal modulant T_{aon} ;(c):la tension Vsa

Fig.III-3 Résultats de simulation de l'algorithme MLI vectorielle

III-7 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre, la technique de modulation vectoriel ainsi que leur simulation, cette technique et l'une technique efficace qui nous permette d'amorcer les interrupteurs de l'onduleur mieux que le MLI.

Pour avoir des résultats améliorer et plus performant au niveau des pulsations du couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous allons étudier une autre technique de commande , et c'est l'objective du chapitre suivant.

IV.1 INTRODUCTION

Ce chapitre permettra d'étudier une structure d'amélioration des performances de la DTC classique, telle que la DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge. Cette structure a pour but de minimiser les ondulations du couple et du flux dans le régime transitoire et permanent, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Des résultats de simulation sont présentés dans ce chapitre pour juger la méthode proposée

IV-2 la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge :

La stratégie présentée, utilise un seul régulateur de couple, qui actionne sur l'angle entre le flux du stator et le flux du rotor, connu sous l'angle de charge δ comme indiqué dans la Figure (IV -2) et un simple bloc d'estimation de flux du rotor [DJL 12].

On voit dans cette méthode qu'il n'ya pas une transformation de rotation en tête du bloc de la SVM par rapport à la méthode précédente, et qu'on a un seul régulateur PI; ce qui rend la stratégie de contrôle simple à appliquer.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par La figure (IV -1) :

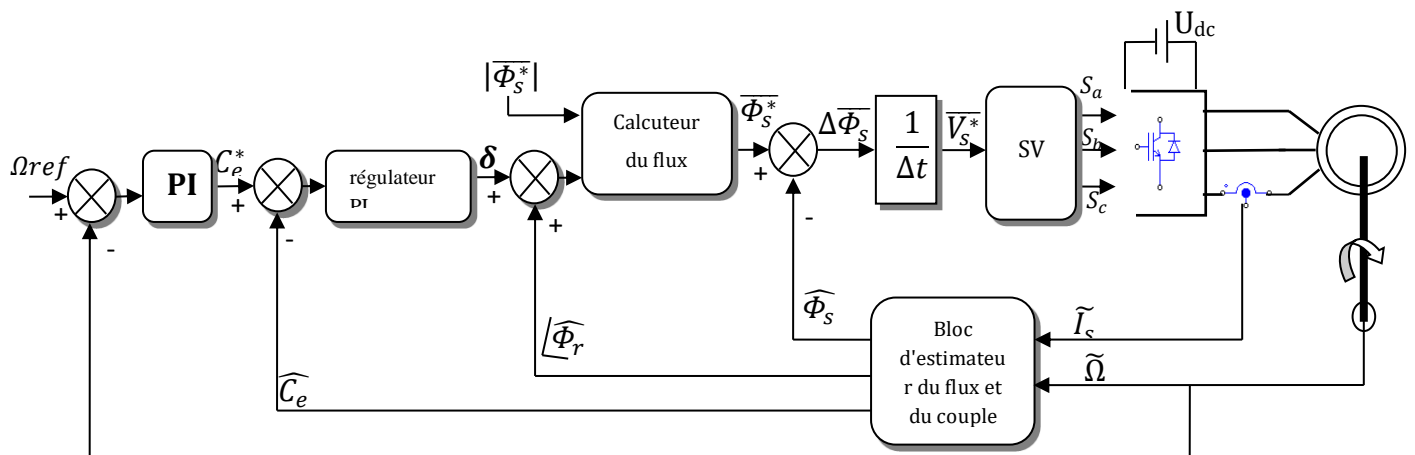


Fig. (IV -1) schéma de la commande DTC-SVM basé sur le contrôle de l'angle de charge.

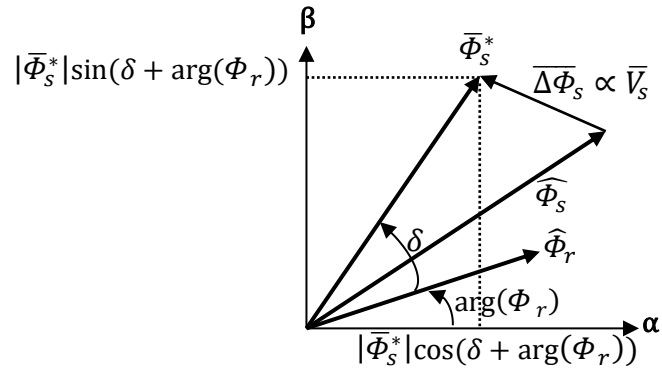


Fig. IV -2 angle de charge entre le flux de référence du stator et le flux du rotor

IV -2-1 stratégie de contrôle:

IV -2-1-1 estimation du flux du rotor :

Pour mettre en œuvre l'estimation du flux du rotor nous nous rappelons le modèle de la machine suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + L_m \cdot \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{I}_r + L_m \cdot \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{IV -1})$$

D'après :

$$\text{l'équation (2) de (IV -1), on peut écrire : } \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -R_r \cdot \bar{I}_r + j\omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{IV -2})$$

$$\text{et l'équation (4) de (IV-1) : } \bar{I}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{I}_s \quad (\text{IV -3})$$

En injectant (IV -3) dans (IV -2) on trouve :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \bar{I}_s + j\omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{IV -4})$$

Et comme $t_r = \frac{L_r}{R_r}$ on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} &= -\frac{1}{t_r} \cdot \bar{\Phi}_r + \frac{L_m}{t_r} \bar{I}_s + j\omega \bar{\Phi}_r \\ &= \frac{1}{t_r} [(j\omega t_r - 1) \bar{\Phi}_r + L_m \bar{I}_s] \\ d\hat{\Phi}_r &= \frac{1}{t_r} [(j\omega t_r - 1) \hat{\Phi}_r + L_m \tilde{I}_s] dt \end{aligned}$$

D'où :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{1}{t_r} \int [(j\omega t_r - 1) \hat{\Phi}_r + L_m \tilde{I}_s] dt \quad (\text{IV -5})$$

IV -2-1-2 estimation du flux du stator :

En injectant la relation (IV -3) dans l'équation (3) de (IV -1) on trouve:

$$\begin{aligned}\overline{\Phi}_s &= L_s \cdot \overline{I}_s + L_m \cdot \left(\frac{1}{L_r} \overline{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_r} \cdot \overline{I}_s \right) \\ \widehat{\Phi}_s &= L_s \sigma \widetilde{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \widehat{\Phi}_r \quad ; \text{ Avec } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}\end{aligned}\quad (\text{IV -6})$$

IV -2-1-3 estimation du couple :

La formule d'estimation de couple se donne par :

$$\begin{aligned}\widehat{C}_e &= p \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} (\widehat{\Phi}_r \otimes \widehat{\Phi}_s) \\ &= p \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} (\widehat{\Phi}_{r\alpha} \cdot \widehat{\Phi}_{s\beta} - \widehat{\Phi}_{r\beta} \cdot \widehat{\Phi}_{s\alpha})\end{aligned}\quad (\text{IV-7})$$

Le bloc d'estimation des flux et du couple à partir des courants statorique mesurés et la vitesse de rotation du rotor est illustré par la figure (IV-3) :

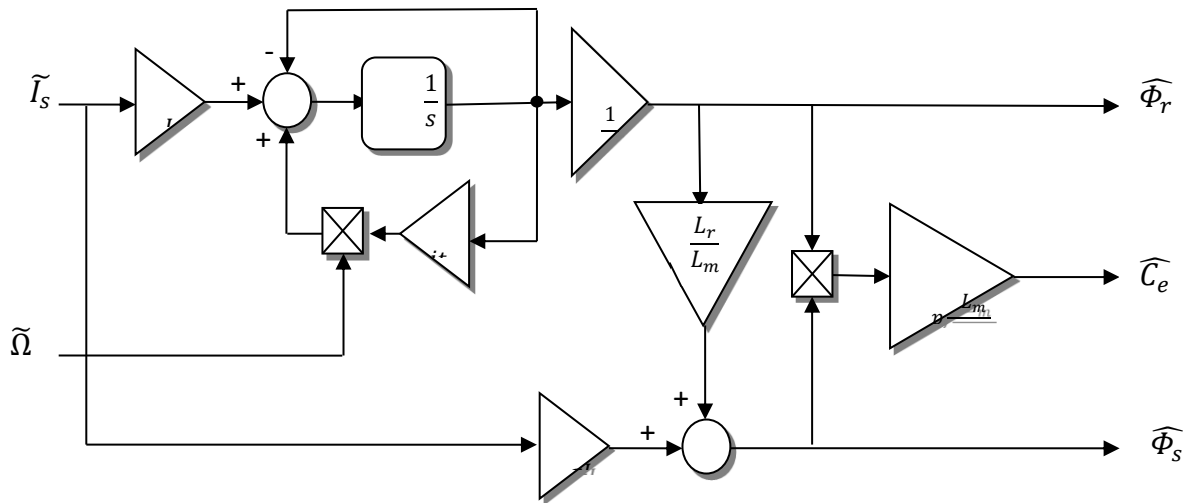


Fig. IV-3 estimateurs des flux et du couple

Le bloc calculateur du flux de référence statorique est donné par [DJL16] :

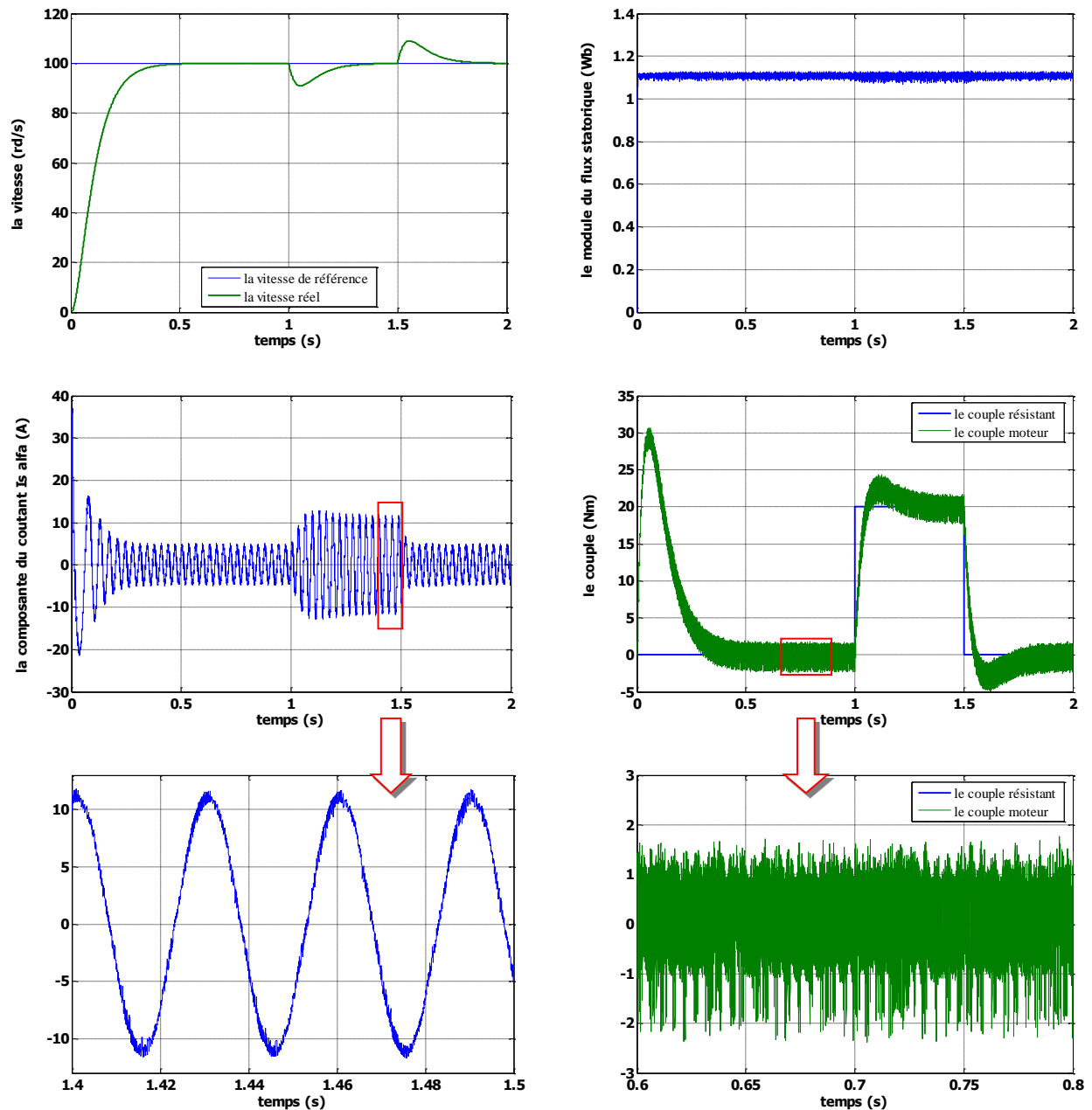
$$\overline{\Phi}_s^* = |\overline{\Phi}_s^*| \cos(\delta + \arg(\widehat{\Phi}_r)) + j |\overline{\Phi}_s^*| \sin(\delta + \arg(\widehat{\Phi}_r)) \quad (\text{IV-8})$$

IV -3 test de simulation:

Pour montrer les performances de la méthode proposée, on a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (IV -4) pour $\Omega_{\text{ref}} = 100 \text{rd/s}$.

La figure (IV -5) illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge nominale (20Nm) après un démarrage à vide, à l'instant $t=1s$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5s$.

On constate que le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.11 Wb. La vitesse atteint sa référence sans dépassement au démarrage à vide. Le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente une diminution remarquable des oscillations. Les composantes de courant statorique présentent un taux d'harmonique faible comparativement à la DTC classique, la dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affecté par l'application de ces consignes de charges.



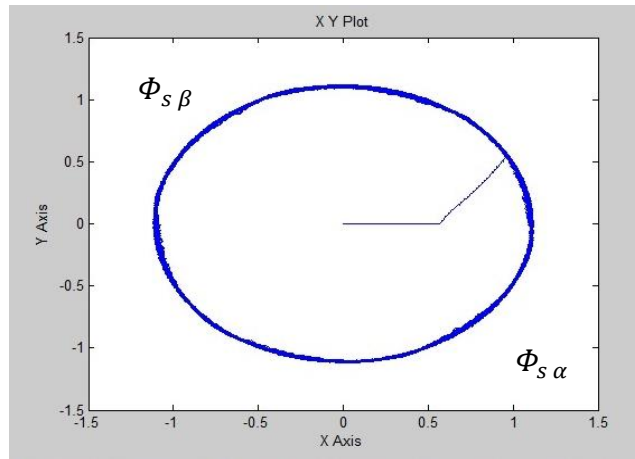
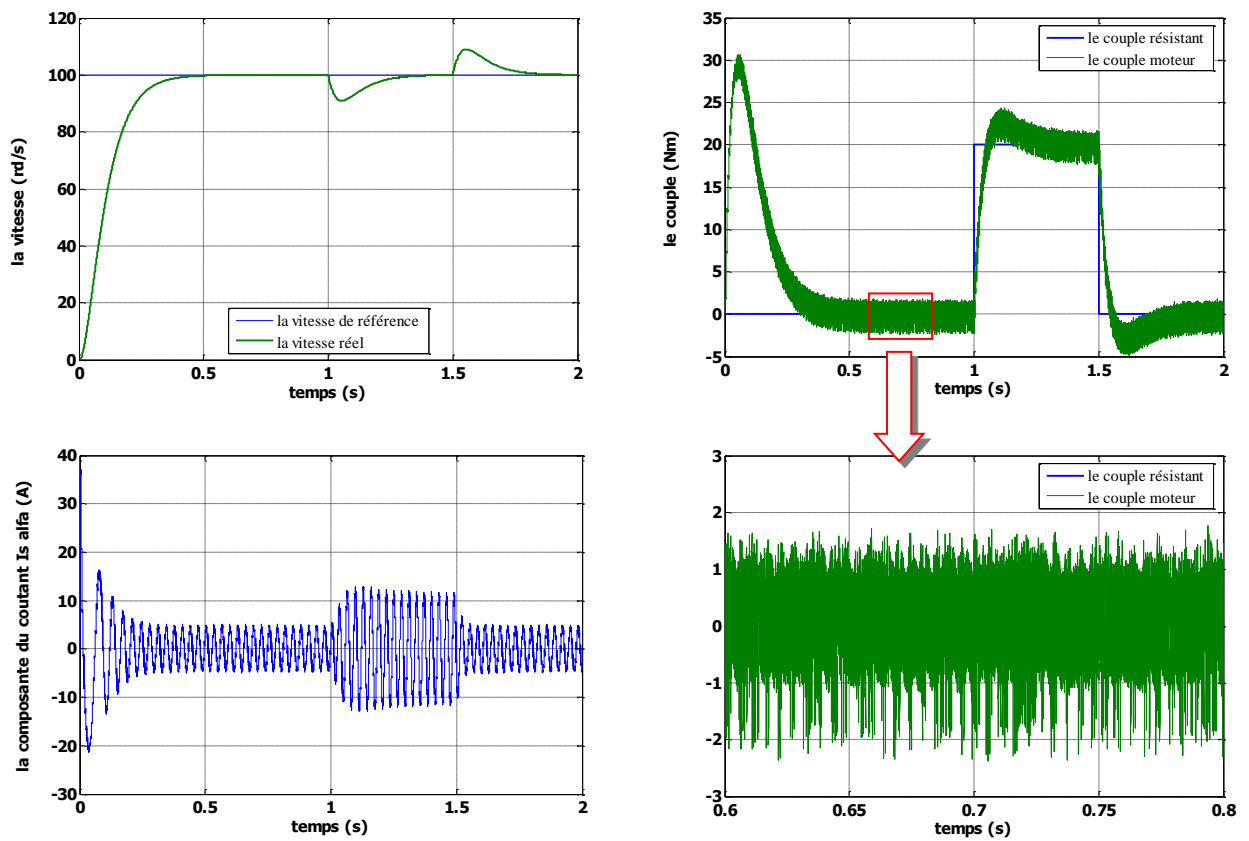


Fig. IV-4 résultats de simulation de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge

La figure suivante montre la comparaison entre les résultats de simulation de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge, et celle de la commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI :



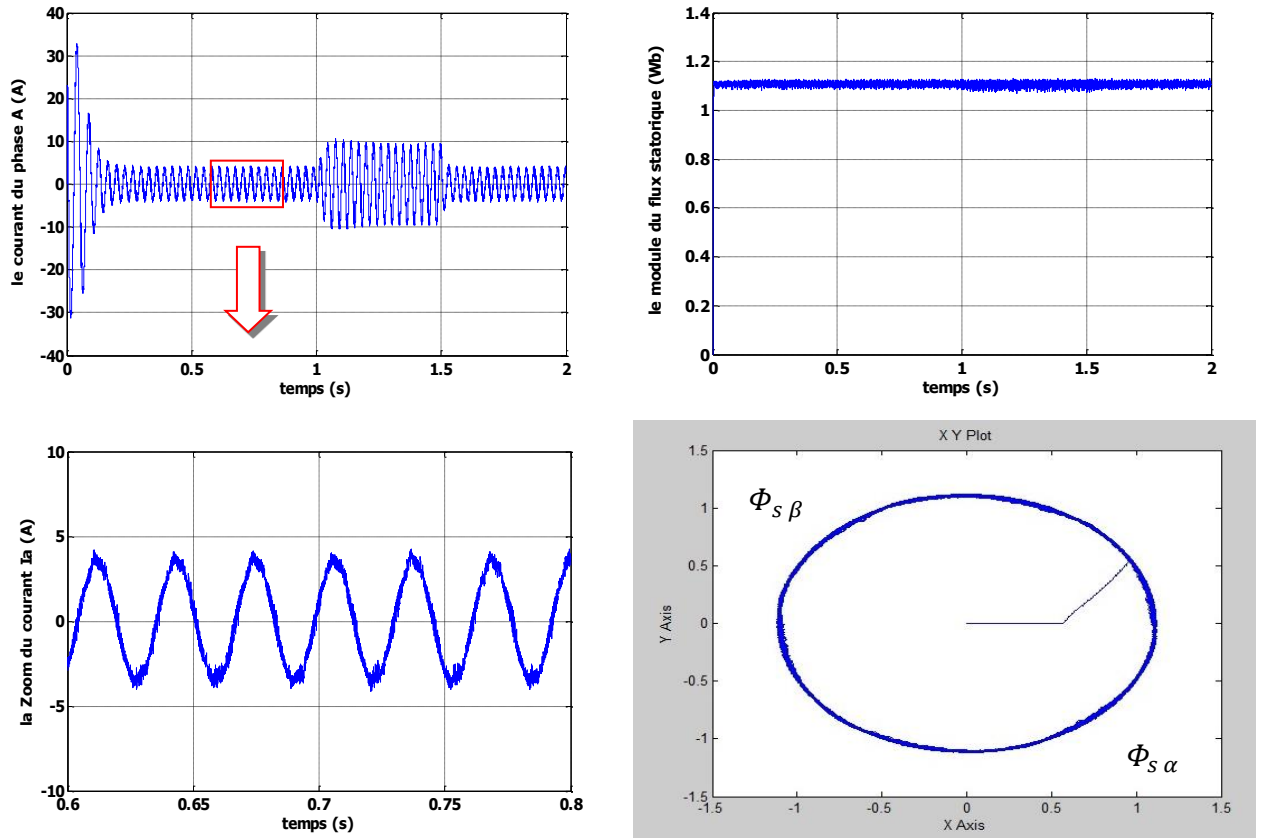


Fig. IV -5 Test simulation DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge

Les résultats de simulation montrent sans doute, que la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge, c'est la plus performante au niveau de la minimisation des pulsations du couple et du flux ainsi que sa fréquence de commutation de l'onduleur est la plus petite par rapport à la commande DTC classique.

IV -4-Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre, une approche de minimisation des pulsations du couple et du flux. Cette approche est été étudiée et simulé. L'approche montre la commande DTC-SVM basée sur la régulation de l'angle de charge (c'est l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique) par un régulateur PI .

Les résultats obtenus montrent que la technique c'est la plus performante à savoir la minimisation des pulsations du couple et du flux de la MAS.

CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a permis d'étudier différentes structures de différentes stratégies de commande directe de couple : Commande DTC, Commande DTC-SVM (en deux approches). Le but est d'améliorer et minimiser les ondulations du couple et du flux de la MAS d'une part et la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur d'autre part. La réduction de la fréquence de commutation réduit considérablement les pertes de commutation. Comme les oscillations de couple peuvent déclencher des résonances mécaniques et provoquer des bruits acoustiques. Nous avons d'abord introduit **dans le premier chapitre** le modèle mathématique à trois étages d'une machine asynchrone et l'avons transformé en un système à deux étages dans le but de simplifier les hypothèses faites et les transformations. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension. Ensuite, nous avons passé à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés une fois par la technique de commande à hystérésis autre fois par la MLI. Afin de voir l'effet de la fréquence de commutation sur l'évolution du flux et du couple et établir le modèle d'état de la machine asynchrone dans les repères (α, β) (d, q) (x, y) et le modèle de l'onduleur qui ont été validés par des simulations numériques.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le principe de contrôle direct de couple (DTC), qui est basé sur l'orientation du flux statorique. La commande DTC est caractérisée par sa simplicité, elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques mais elle présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine et aux perturbations. Les résultats de simulation, montrent que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. On a constaté d'après ces tests de simulation que la variation de la résistance statorique et la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

Dans le troisième et quatrième chapitre Une autre technique utilisée consiste à utiliser DTC-SVM. avec cette technique Nous avons procédé avec deux configurations, la première est celle

qui utilise deux régulateurs PI etLe second est celui qui dépend de l'angle de chargement (chapiter quatrième). Avec ces deux technologies, la fréquenceConstante de commutation et amplitude des ondulations de couple, de flux et de courantest réduite. Les résultats de simulation présentés montrent l'efficacité des techniquesUtilisé pour améliorer les performances DTC.

Comme perspective on propose :

- L'étude expérimentale en temps réel de la commande directe de couple par l'utilisation descartes DS_p à microprocesseurs rapides.
- Voir les problèmes à basse vitesses et améliorer les performances.
- Introduction un onduleur multi niveaux au lieu de deux niveaux.
- Introduction des régulateurs flous pour améliorer les performances dynamiques et minimiser les pulsations du couple.
- commande sans capteurs par l'utilisation d'observateurs à mode glissant où autres observateurs dans le cadre de la commande directe de couple.

Références Bibliographiques

- **[YMS14]** : « SYNTHÈSE DES CONTRÔLEURS PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE » PAR YOUSFI MESSAOUD UNIV-BATNA 2014
- **[IMC13]** : « Commande Plate de la Machine Asynchrone » par Ilyes AIT MOHAMED SAID batna 2013
- **[BTC08]** : « Commande vectorielle en temps discret d'une Machine à Induction » par Boutabba Tarek univ- batna 2008.
- **[BEN M]** : Thèse Benaïssa Malika ; Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC » d'une machine asynchrone ; université de Batna.
- **[YAN 06]** : [H. Yantour, J. Saadi, A. Khoumsi, 6ème Conférence Francophone de Modélisation et Simulation MOSIM06, « Modélisation et Simulation d'une Commande directe du couple appliquée à la Machine Asynchrone » Rabat-Maroc, Avril 2006.]
- **[BEN H]** : [Bennoui Hassina ; Apport de la logique floue et des réseaux de neurones pour la commande avec minimisation des pertes de la machine asynchrone université de Batna.]
- **[BON 98]** : J. Bonal, G. Segulier, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.
- **[BMC12]** « Commande par Mode de Glissement d'une Machine à induction Associée à la technique SVM » Par Ben kherrou Mohamed univ-batna 2012

- **[LAA 08]** : T T. Laamayad « Commande optimale d'une machine asynchrone apport de la logique floue », thèse de magister, université de Batna, 2008.
- **[CAM 13]** : J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone" Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
- **[SEG 98]** : G. Segulier, et F. Labrique, "Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, vol. 5, Commande et Comportement Dynamique " Edition Tec.Doc, Paris Cedex,1998
- **[BEL 05]** : S. Belkacem, « Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle de Couplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique » Thèse de Magistère, Université de Batna, 2005
- **[DAM 04]** : S. Damkhi, « Commande Sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone par la SFG de Holtz ». Thèse de Magistère, Université de Batna, 2004.
- **[LAB 98]** : F.LABRIQUE, G.SEGUIER et R.BAUSIERE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Editions Lavoisier. 1998.
- **[Dja 09]** : Djalal abdessemed « étude expérimentale de l'influence des stratégies MLI sur la commande de la machine à induction ». Thèse de magistère de Batna 2009.

- **[ITT86]** : I. Takahashi and T. Noguchi, «A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor», IEEE Trans. Ind. Electron, IE-22, Sept. /Oct. 1986.
- **[ITS87]** : I. Takahashi and S. Asakawa, «Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range», IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25: 227-232, 1987.
- **[THD91]** :T.G. Habetler and D.M. Divan, «Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation», IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991
- **[MET03]** : M. Elbuluk, "Torque ripple minimization in direct torque control of induction machines", University of Akron, 2003.
- **[CC00]** : C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- **[YA96]** : Y. A Chapuis, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique », Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996
- **[PM01]** : P. Marino, M. D'incecco, N. Visciano, "A comparaison of direct control methodologies for induction motor", Power tech proceedings, 2001 IEEE Porto, volume 2, 10-13 sept.2001, vol.2.
- **[ME03]** :M. E. Haque, M. F. Rahman, "The effect of stator résistance variation on direct torque controlled of an induction motor", Australia, 2003.

- **[JF03]** :J. Faiz, M. B. B. Sharifian, A. Keyhani, and A.B. Proca, "Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle energy conversion", IEEE transactions on power electronics, vol. 18, pp. 1- 10, March 2003.
- **[JK99]** : J. K. Kang, " Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis band", conf. rec. IEEE-IAS, pp. 640-642, 1999.
- **[JP97]** : J.P. Caron & J.P Hautier , " Système automatiques, Tome 2 , Commande des processus", Editions Ellipses, Paris ,1997
- **[CE00]** : C. Elmoucary, "Contribution à l'étude de commande directe du couple et du flux de la machine à induction", thèse de doctorat, université de Paris XI, 2000.
- **[YA96]** : Y. A Chapuis, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique », Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996
- **[GG92]** :G. Gierse "Direct self control (DSC) of inverter- fed induction machine a basis for speed control without speed measurement" IEEE Trans. On industry applications, Vol. 28, No. 3. May/June 1992 .pp. 581-588
- **[SCC]** : S. Chekroun « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée »; école supérieur d'enseignement technologique d'Oran.
- **[LTR02]** : [31] L. Tang and M.F. Rahman, "A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive-A Matlab/Simulink Model", School of electrical engineering and tele communications the university of New South Wales Sydney,Australia, pp. 1-7, 2002.

- **[Mar 05]** : Marcin Żelechowski, M. Sc. " Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive" thèse afin d'obtenir Ph.d université de Warsaw 2005.
- **[DJL12]** : DJAGHDALI, LAKHDAR (2012) Commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone. Masters thesis, Université Mohamed Khider - Biskra
- **[HFC13]** : H. Feroura, "Commande DTC à fréquence constante des machines asynchrones", Mémoire de master, Université Ferhat Abbas Sétif 1, Algérie, 2013.
- **[DCF02]** : D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani, " FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 779–787, September, 2002
- **[Y-B-20]** : Yousfi Ismail- Bakou Ebd Elhakim univ-adrar 2020/2021 commande direct du couple DTC-SVM dune GADA intégré dans un système éolien
- **[BSC11]** : Belkacem SEBTI, " Contribution a la commande directe du couple de la machine à induction " Thèse de doctorat de L'université de Batna, 17/03/2011
- **[MRS15]** : M. Rajendiran, S. Thangavel Swaminathan, " DTC-SVM scheme for Fivelevel Neutral point Clamped inverter fer Induction motor", Aust. J. Basic &Appl. Sci., 9(27): 357-365, 2015.
- **[HRA17]** : Amélioration Des Performances De La Commande Directe De Couple (DTC) Appliquée à Une Machine Asynchrone Triphasée par Hassen REGHIOUI 2017 uni-biskra