

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
CENTRE UNIVERSITAIRE SALHI AHMED – NAAMA



INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DÉPARTEMENT DE TECHNOLOGIE

MÉMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de **Master** en :

Électrotechnique

Option : Énergies renouvelables en **Électrotechnique**

Intitulé:

ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Présenté par :

- **KHEMLICHE Bachir**
- **BENDEBICHE Abdelkader**
- **BOUAZIZ Mebarek**

Soutenu le : 30 /06/2021 devant le Jury:

M. BADAoui Abdelhamid	MCB	Centre Universitaire Naâma	Président
M. BRAHIMI Mohamed	MCB	Centre Universitaire Naâma	Encadreur
M. LAHCEN Mohamed Reda	MAB	Centre Universitaire Naâma	Examineur

REMERCIEMENTS

Nous adressons notre respectueux remerciement à monsieur BRAHIMI AHMED, Maître de Conférences classe B au Centre universitaire Salhi ahmed de Naama, pour avoir suivi, dirigé et accepté d'être l'encadreur de ce mémoire ainsi pour son aide, ses conseils, et son encouragement durant la réalisation de ce travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants qui ont assuré notre formation tout au long de mes années d'études .

Enfin, nous dédions ce travail à toute nos familles, nos collègues et nos amis.

Table des matières

Introduction Générale	01
1 Chapitre 1 : Généralités sur la machine asynchrone	
1.1 Introduction.....	02
1.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	03
1.2.1 présentation de la machine.....	03
1.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	03
1.2.3 Modèle dynamique de la machine.....	03
1.2.4 Équations électriques de la machine.....	04
1.2.5 Équations magnétiques.....	05
1.2.6 Transformation de PARK.....	06
1.3 Transformation de PARK appliquée a la machine asynchrone triphasée.....	07
1.3.1 Équations électriques d'un enroulement triphasée dans les axes d et q.....	07
1.3.2 Équations magnétiques d'un enroulement triphasée dans les axes d et q.....	08
1.4 Choix du repère reference.....	09
1.4.1 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance.....	10
1.4.2 Equation du mouvement.....	11
1.5 Mise sous forme d'équations d'état.....	11
1.6 Simulation numérique.....	12
1.7 Commentaire et interpretation.....	12
1.8 Conclusion.....	15
2 Chapitre 2 : Les onduleurs de tension	
2.1 Introduction.....	16
2.2 Choix des semi-conducteurs.....	17
2.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	17
2.4 Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique.....	21
2.4.1 Principe de contrôle du couple électromagnétique.....	21
2.4.2 Principe de contrôle du flux statorique.....	23
2.4.3 Sélection. du vecteur de tension Vs.....	25
2.5 Estimateurs.....	26
2.5.1 Estimation du flux statorique.....	26
2.5.2 Estimation du couple électromagnétique.....	28
2.6 Elaboration du vecteur de commande.....	28
2.6.1 Correcteur de flux.....	28
2.6.2 Correcteur de couple.....	29
2.7 simulation et discussion.....	32
2.8 Commentaire et interpretation.....	35
2.9 Conclusion	35
Chapitre 3 : techniques de commande des onduleurs a MLI triangle sinusoïdale	
3.1 introduction.....	36
3.2 type de technique de commande.....	38
3.3 principe de la technique MLI.....	38
3.4 onde modulante et onde porteuse.....	38
3.5 Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion MLI.....	39
3.5.1 fréquence pwm.....	40
3.6 conclusion.....	40
3.3.4.2 modulation régulière.....	40

Chapitre 4 : Commande directe du couple de la machine asynchrone

Introduction.....	43
4.1. principe du contrôle de couple	44
4.1.1 l'action sur le flux statorique	44
4.1.2 L'action sur le couple	45
4.2 Description de la structure de contrôle.....	46
4.2.1 Sélection du vecteur de tension V_s	46
4.2.2 Estimation du flux statorique.....	48
4.2.3 Estimation du couple électromagnétique.....	49
4.2.4 Elaboration du vecteur de commande.....	49
4.2.4.1 Le correcteur de flux.....	49
4.2.4.2 Le correcteur de couple.....	50
4.2.4.2.1 Le correcteur à trois niveaux.....	51
4.2.4.2.2 Le correcteur à deux niveaux.....	51
4.2.5 Table de vérité et schéma d'implantation de la DTC.....	52
4.6 Conclusion Générale.....	59
Références bibliographiques.....	60.
Annexe A.....	61
Annexe B.....	67
Résumé.....	68.

Liste des figures

Fig.1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	04
Fig.1.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS.....	06
Fig.1.3 Représentation des enroulements fictifs des axes d et q.....	09
Fig.1.4 schéma bloc de la machine asynchrone.....	13
Fig.1.5 démarrage direct de la MAS sans onduleur.....	14
Fig.2.1 structure d'un onduleur triphasé	17
Fig.2.2 intérêt de la modulation vectorielle.....	21
Fig.2.3 Représentation du polygone de commutation.....	24
Fig.2.4 Calcul des temps de commutation pour le secteur 1.....	27
Fig.2.5 description des séquences de conduction des interrupteurs.....	29
Fig.2.6 algorithme de la MLI vectorielle de décision dans le repère alpha et betha	30
Fig.2.6 la forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application.....	31
Fig.2.7 schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur de tension MLI vectorielle.....	32
Fig.2.8 Démarrage d'une MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension	33
Fig.2.9 Tensions MLI et leurs références.....	33
Fig.2.10 Démarrage d'une MAS alimentée par un onduleur tension commandées par MLI vect.....	34
Fig.3.1 forme d'onde de a,b,c tension simple , spectre harmonique pour une commande 180.....	37
Fig.3.2 principe de la modulation.....	38
Fig.3.3 schéma simulink de la commande en MLI triangulaire.....	40
Fig 3.4 Technique analogique.....	41
Figure4.1 Evolution du flux statorique dans le plan (α,β).....	44
Figure 4.2 : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s	45
Figure 4-3 : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone $N=i$	47
Figure 4-4 correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.....	50
Figure 4-5 : correcteur de couple à trois niveaux.....	51
Figure 4.6 : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple.....	52
Figure 4.7 schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	53

NOMENCLATURE

Symbole	Signification
s, r	Indices correspondants au stator et au rotor.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phase a, b, c.
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
θ_s, θ_r	Angles électriques statoriques et rotoriques.
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
X, Y	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor.
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
l_s, l_r	Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
M_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.
M_r	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.
M_{sr}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor lorsque les axes sont alignés.
R_s, R_r	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
T_r	Constante de temps rotorique.
σ	Coefficient de fuite totale.
p	Nombre de paire de pôle.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_{em}^*	Couple de commande.
C_r	Couple résistant.
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statorique et rotorique.
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
ϕ_s, ϕ_r	Flux statorique, rotorique.
v_{ao}, v_{bo}, v_{co}	Tensions de branche.
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	Tensions de phase
S_a, S_b, S_c	Etats des interrupteurs de l'onduleur
μ	Degré d'appartenance
$\mathcal{E}_{C_{em}}$	Erreur du couple électromagnétique
\mathcal{E}_{ϕ_s}	Erreur du flux statorique
$\mathcal{E}_{nC_{em}}$	Valeur normalisée de l'erreur du couple

Liste des abréviations

Abréviation Signification

MAS	Machine asynchrone
DTC	Direct Torque Control
FOC	Field Oriented Control
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
PWM	Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation

INTRODUCTION GENERALE:

La machine asynchrone (dite aussi à induction) est la machine la plus utilisée en industrie, elle est plus robuste, fiable, efficace et de faible coût par rapport aux autres machines (machine à courant continu, machine synchrone). Par contre, son contrôle est un procédé compliqué à commander du fait de sa nature non linéaire, de sa dynamique, de la variation de ses paramètres pendant son fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues comme le couple de charge; de plus, certains de ses états ne sont pas accessibles par une mesure [1].

Depuis une trentaine d'années, plusieurs commandes laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine asynchrone. L'évolution de la micro-informatique, la technologie des semi-conducteurs et la disponibilité des moyens de contrôle rapides tels que les DSP, les circuits reconfigurables, permettent aujourd'hui à la communauté scientifique de réaliser des contrôles très complexes tout en tenant compte de la non-linéarité du modèle mathématique de la machine asynchrone[1].

Le contrôle direct de couple « CDC » fut réalisé par TAKAHASHI, au milieu des années 1980. Il est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone. Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine[1,2].

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 au dixième chapitre 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 ontrôlés par la technique de commande par MLI (modulation de largeur d'impulsion) vectorielle.

Le troisième chapitre décrit la commande par MLI triangle sinusoidale , Cette technique est très populaire dans l'industrie La MLI dite *space vector* (vecteur spatial, abrégé en SVM dans la littérature) est surtout applicable aux variateurs de vitesse triphasés sans neutre.

Le quatrième chapitre décrit la théorie de la commande directe du couple et la modélisation et la simulation de cette commande appliquée à la machine asynchrone.

Enfin, nous terminons notre travail avec une conclusion générale.

CHAPITRE 1

GENERALITE SUR

LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1 INTRODUCTION:

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent[1].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone qui réagissent le comportement dynamique de la machine et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques est nécessaires pour bien comprendre ce système par des équations différentielles

la transformée dq0, est un outil mathématique utilisé en électrotechnique, et en particulier pour la commande vectorielle, afin de modéliser un système triphasé grâce à un modèle biphasé.

1.2 Modélisation de la machine asynchrone:

1.2.1 Présentation de la machine:

Le fonctionnement de la MAS est basé sur l'interaction électromagnétique des champs tournants créés par le système de tensions triphasé fourni au stator et par les courants induits dans le rotor. Grace à cette interaction, le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais à une vitesse inférieure de celle du synchronisme, car, dans le cas contraire, le champ serait immobile par rapport au rotor, et aucun courant ne serait induit[1,2].

1.2.2 Les hypothèses simplificatrices :

Le modèle mathématique de la machine repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes: Le bobinage est réparti pour donner une (f.m.m) sinusoïdale est l'alimentation par des courants sinusoïdaux.

- régime non saturé.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

aussi on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.2.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone:

La machine asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasé. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 degrés. θ_r est l'angle (ou mécanique) électrique entre l'axe de la phase (A) statorique et la phase (a) rotorique Fig. 1.1.

Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle

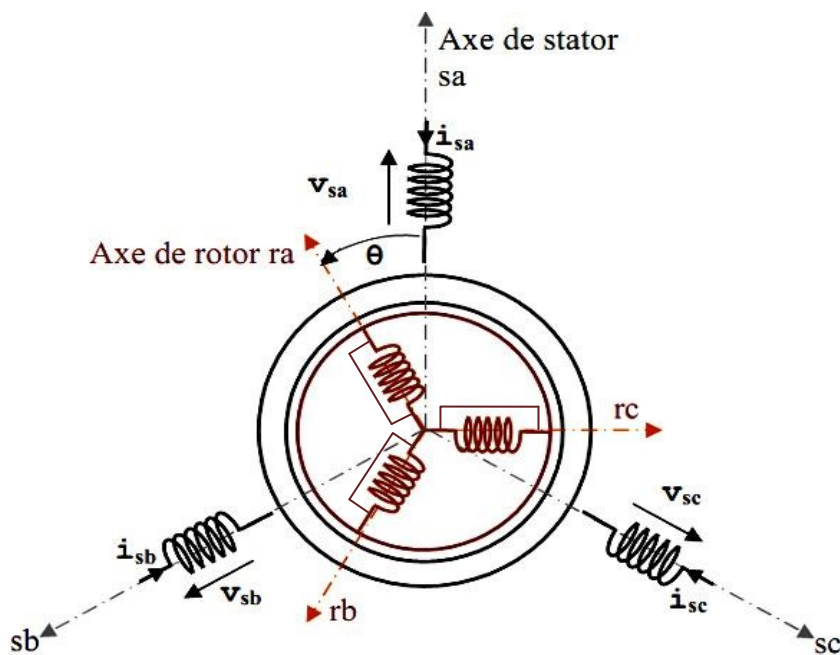


Fig. 1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée[4]

La machine réagit par les trois types d'équations:

- équations électriques
- équations magnétiques
- équations mécaniques

I.2.4 Equations électriques:

Avec les enroulements de la machine de la figure (Fig. 1.1) les équations de tension du stator et du rotor sont:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

le modèle condensé est :

$$V_{sabc} = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \tag{1-1}$$

Les équations des tensions rotoriques, sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

le modèle condensé est:

$$0 = [R_r abc] \cdot [I_r abc] + \frac{d}{dt} [\Phi_r abc] \tag{1-2}$$

I.2.5 Equations magnétiques:

Est bien les enroulements statoriques et rotoriques, peuvent s'écrire en forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}$$

Le model condensé est:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad (1-3)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [M_{sr}]^t \cdot [I_{sabc}] \quad (1-4)$$

Telque :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \text{ avec } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

En posant (1-3) et (1-4) dans (1-1) et (1-2), nous obtenons les equations matricielles suivantes:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d([M_{sr}][I_r])}{dt} \quad (1-5)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [L_{rr}] \frac{d[I_r]}{dt} + \frac{d([M_{sr}]^T [I_s])}{dt} \quad (1-6)$$

La résolution des d'équations (1-5; 1-6) est difficile a resolu , a cause que les inductances $[M_{sr}]$ et $[M_{sr}]^T$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator.

Pour cette raison nous allons travailler par la suite avec un modèle transformé dans le repère à deux axes orthogonaux permettant de rendre toutes les inductances constantes. Cette transformation est dite de Park.

I.2.6 Transformation de Park:

La transformation de la machine triphasé à une machine biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé (a, b, c) par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park (Fig. I.2).

du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d,q), telque:

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θ_{obs} : angle de rotation de (d,q) par rapport au stator.

θ_r : angle de rotation de (d,q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation:

$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r \tag{1-7}$$

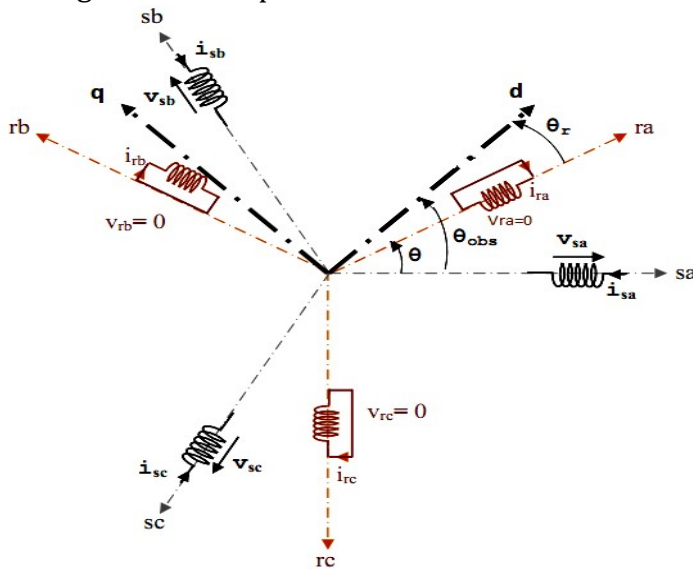


Fig. I.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est définit comme suit::

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \tag{1-8}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} \tag{1-9}$$

I.3 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée:

I.3.1 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

soit les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park (1-8) et (1-9) aux équations (1-1) et (1-2). Pour le stator on aura:

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d[P^{-1}(\theta_{obs})]}{dt} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (1-10)$$

En multipliant par $[P(\theta_{obs})]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d[\Phi_{sdq}]}{dt} + [P(\theta_{obs})] \frac{d[P^{-1}(\theta_{obs})]}{dt} \cdot [\Phi_{sdq}]$$

$$V_{sdq} = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \Phi_{sdq} + [P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} P(\theta_{obs})^{-1} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (1-11)$$

Or:

$$\frac{d[P^{-1}(\theta_{obs})]}{dt} = \frac{2}{3} \cdot \frac{d(\theta_{obs})}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{obs}) & -\cos(\theta_{obs}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (1-12)$$

Donc, nous trouvons que:

$$[P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} P(\theta_{obs})^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

Et l'expression (1-11) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d[\Phi_{sdq}]}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d(\theta_{obs})}{dt} \\ \frac{d(\theta_{obs})}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (1-14)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1-15)$$

Ainsi de suite de la même manière, nous obtenons pour

le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d(\theta_r)}{dt} \\ \frac{d(\theta_r)}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1-16)$$

I.3.2 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:

Appliquons la transformation de Park (1-8) et (1-9) à l'expression(1-3):

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] [P^{-1}(\theta_{obs})] [I_{sdq}] + M_{sr} \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (1-17)$$

Soit:

$$\Phi_{sdq} = [P(\theta_{obs})] [L_{ss}] [P^{-1}(\theta_{obs})] [I_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] [M_{sr}] [P^{-1}(\theta_r)] [I_{rdq}] \quad (1-18)$$

nous donne :

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} \quad (1-19)$$

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Or, d'après l'égalité (1-7) :

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-20)$$

En injectant dans les calculs précédent les inductances cycliques:

$$L_s = l_s - M_s \quad : \text{Inductance cyclique propre du stator}$$

$$L_m = 3/2 \cdot M_0 \quad : \text{Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.}$$

L'expression (1-18) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \emptyset ds \\ \emptyset qs \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Lm & 0 \\ 0 & Lm \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I dr \\ I qr \end{bmatrix} \quad (I-21)$$

Ainsi de suite de la meme maniere, et apres l'application la transformation de Park et en introduisant l'inductance cyclique on obtient l'expression suivante :

$$L_r = l_r - M_r \quad : \text{Inductance cyclique propre du rotor}$$

J'aurai :

$$\begin{bmatrix} \emptyset dr \\ \emptyset qr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I dr \\ I qr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Lm & 0 \\ 0 & Lm \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I ds \\ I qs \end{bmatrix} \quad (1-22)$$

on peut représenter la MAS par la figure suivante(la Fig. I.3), sur le repère biphasé (d-q);

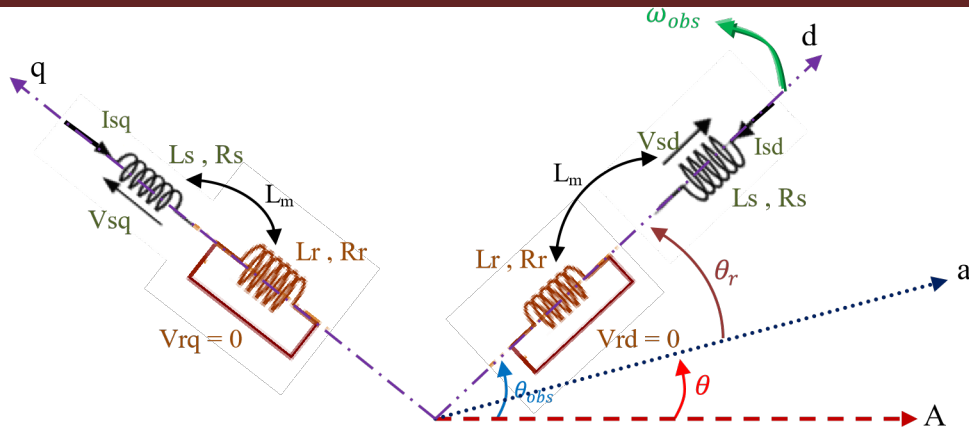


Fig. I.3 Représentation des enroulements fictifs des axes (d-q) [5]

d'après (1-15), (1-16), (1-21) et (1-22), les équations des tensions et des flux de la MAS, sur le plan (d-q) sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1-23}$$

Equations des flux:

$$\begin{cases}
 \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\
 \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\
 \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\
 \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs}
 \end{cases} \tag{1-24}$$

I.4 Choix du repère de référence:

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est donc préférable pour notre étude, il permet de correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent ou la fréquence d'alimentation est constante.

- **Référentiel (d-q) lié au stator (α - β):**

Ce référentiel est fixe par rapport au stator le système d'équations(1-23) , Caractérisé par

$$\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = 0, \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = -p\Omega :$$

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt}$$

$$0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{qr}$$

$$\text{devient alors : } 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{dr} \quad (1-25)$$

- **Référentiel (d-q) lié au rotor:**

Ce référentiel utilisé pour les machines asynchrones en regime transitoire, Caractérisé par $\omega_{obs} = \omega$. Le système d'équations (1-23) devient :

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{ds}$$

$$0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt}$$

$$0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (1-26)$$

- **Référentiel (d-q) lié au champ tournant:**

Ce referenciel stipule que la vitesse de repère (**d-q**) est la vitesse du synchronisme sont egaux ($\omega_{obs} = \omega_s$). Le système d'équations (1-23) devient alors :

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds}$$

$$0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \quad (1-27)$$

I.5.1 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:

le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée debitee aux bobinages statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes(d-q)est donnée comme suite:

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (1-28)$$

Il ya trois termes de la puissance :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_J = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (1-29)$$

- puissance électromagnétique:

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (1-30)$$

- puissance mécanique:

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \quad (1-31)$$

Aussi le couple électromagnétique par la formule suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{telque : } \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (1-32)$$

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

Depuis les equations (1-24), (1-31) et (1-32), nous avons quatre expressions du couple électromagnétique sont :

$$\begin{aligned} C_e &= P \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e &= P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e &= P \cdot L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e &= P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{aligned} \quad (1-33)$$

I.5.2 Equation du mouvement :

L'expression du mouvement dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (1-34)$$

J : Moment d'inertie des pièces tournantes.

Ω : Vitesse mécanique du rotor en tr / mn

I.6 Mise sous forme d'équations d'état :

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

[X]: Vecteur d'état.

[U]: Vecteur de commande

[A]: Matrice d'évolution

[B]: Matrice de commande

En utilisant les expressions (1-24),(1-25), nous aurons le modèle suivant:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{dI_{\beta s}}{dx} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{tr L_r} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r tr} & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & \frac{-R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{tr L_r} & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r tr} \\ \frac{L_m}{tr} & 0 & \frac{-1}{tr} & -p \Omega \\ 0 & \frac{L_m}{tr} & p \Omega & \frac{-1}{tr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-35)$$

I.7 .Simulation numérique:

nous utiliserons le logiciel MATLAB/SIMULINK dans la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension afin de valider nos modèles Le schéma bloc représentant la machine asynchrone alimentée en tension est illustré par la figure 1.4.

Le démarrage direct du moteur asynchrone à vide sans onduleur est représenté par la figure 1.5.a.

Le démarrage direct du moteur asynchrone en charge sans onduleur est représenté par la figure 1.5.b.

I.8 .Commentaire et interprétation:

Démarrage à vide sans onduleur (figure 1.5.a):

Lors du démarrage à vide du moteur asynchrone alimenté en tension, le couple électromagnétique est fortement oscillatoire et devient presque nul en régime établi. Le couple de démarrage atteint la valeur de 23.05 N.m ce qui permet d'avoir une dynamique rapide.

Comme on peut le constater, le courant au démarrage atteint des valeurs égales à 5 fois sa valeur en régime établi avant de revenir à sa valeur nominale.

Le moteur tourne à la vitesse de synchronisme à 1500 tr/min (157 rad/sec) puisque la charge est nulle (glissement négligeable). Cette vitesse est atteinte à 0,54 sec environ.

Démarrage en charge sans onduleur (figure 1.5.b):

Lors du démarrage du moteur asynchrone avec une charge de 10 N.m après une seconde , le couple électromagnétique tend presque vers la valeur du couple de charge en régime établi et l'amplitude du courant vers une valeur correspondante au courant nominal.

La valeur importante du couple de démarrage permet d'atteindre rapidement le régime établi a une valeur de 9.937 N.M après un temps de 1.513 seconde.

Quant à la vitesse, on constate une chute de vitesse de 22,4 rad/sec (210 tr/min), cela est principalement dû à l'application de la charge. Cette vitesse est atteinte à 1,486 sec environ.

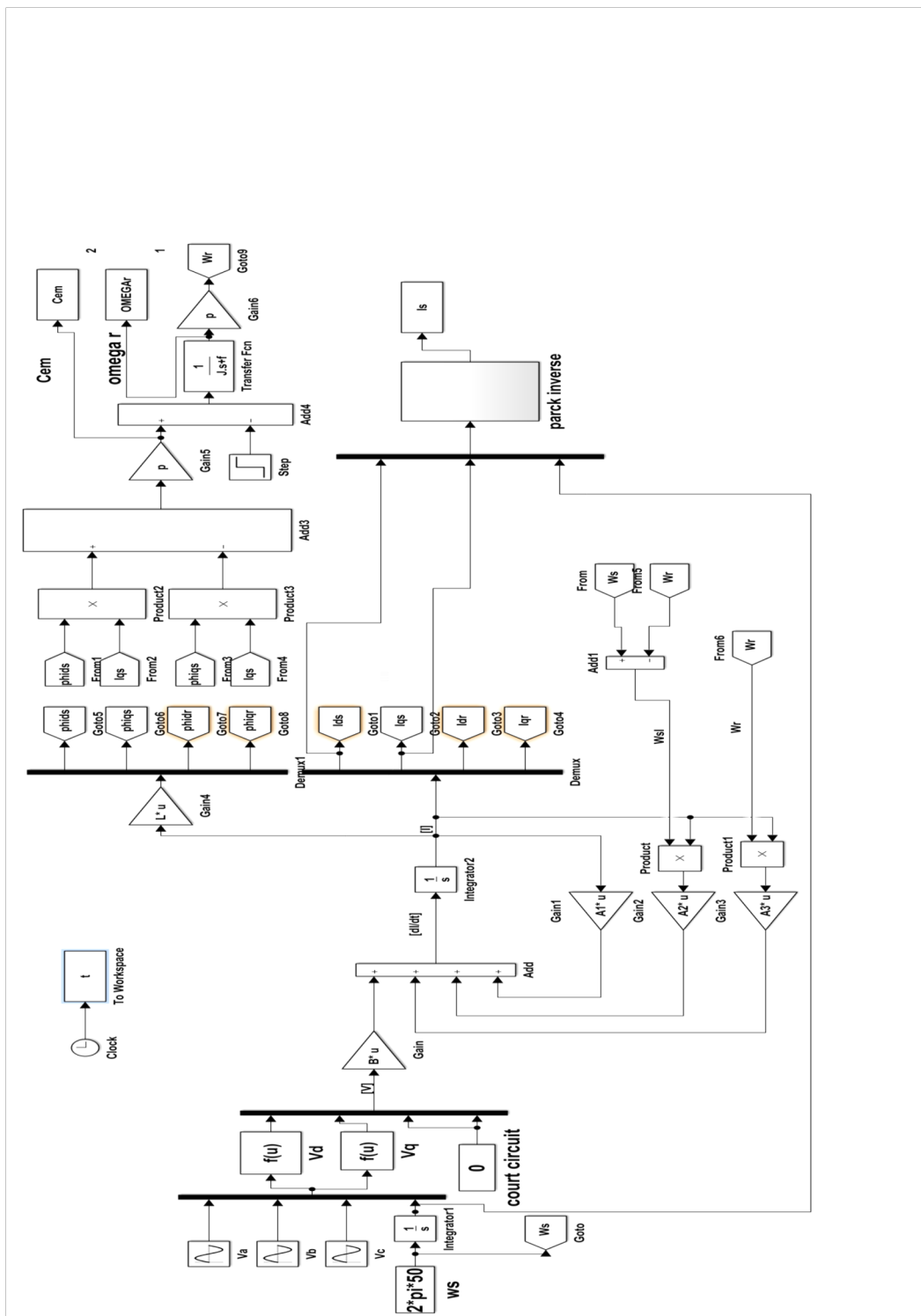


Fig 1-4 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR SIMULINK

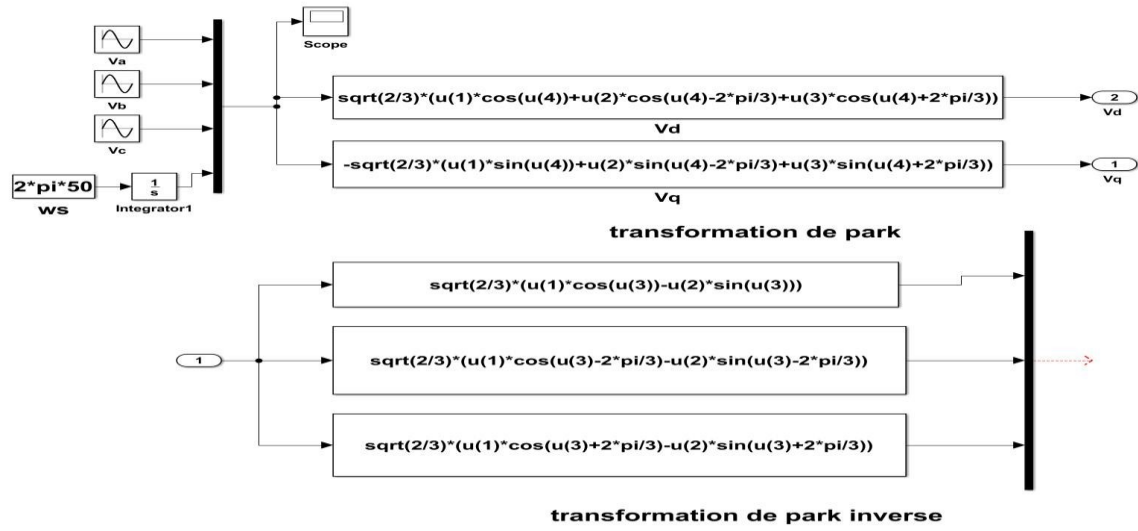


Figure 1-4-1 SCHEMA BLOC DE TRANSFORME DE PARK

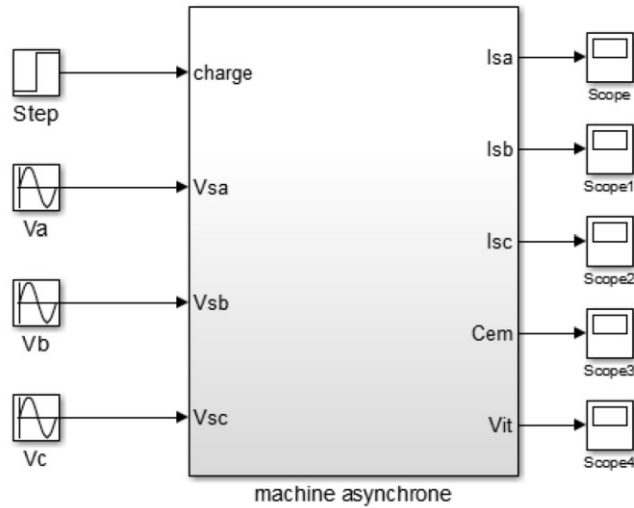


Figure1-4-2 SCHEMA SUBSYSTEM MAS

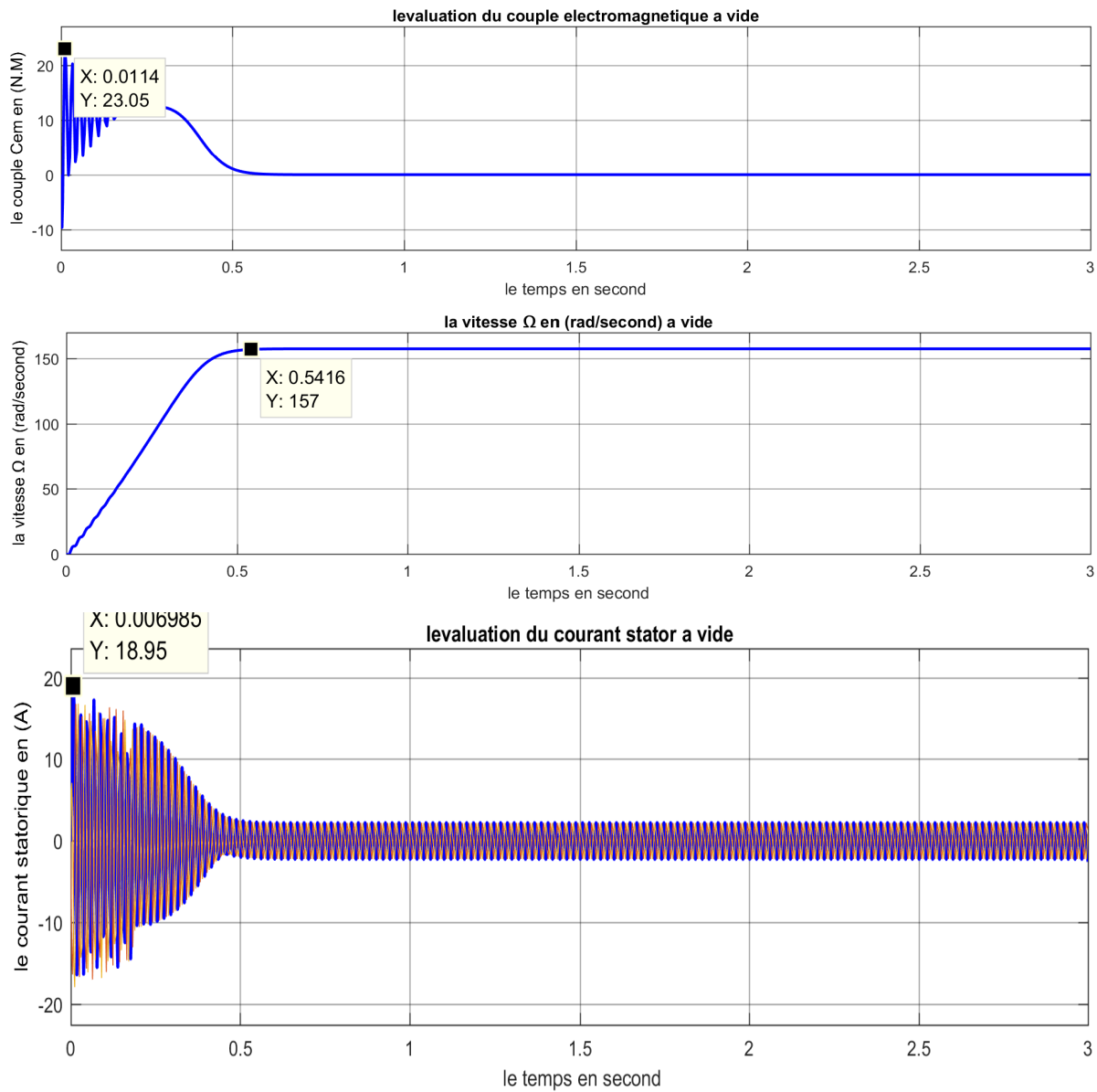


Fig.1.5.a :Demarrage directe de la MAS sans onduleur a vide

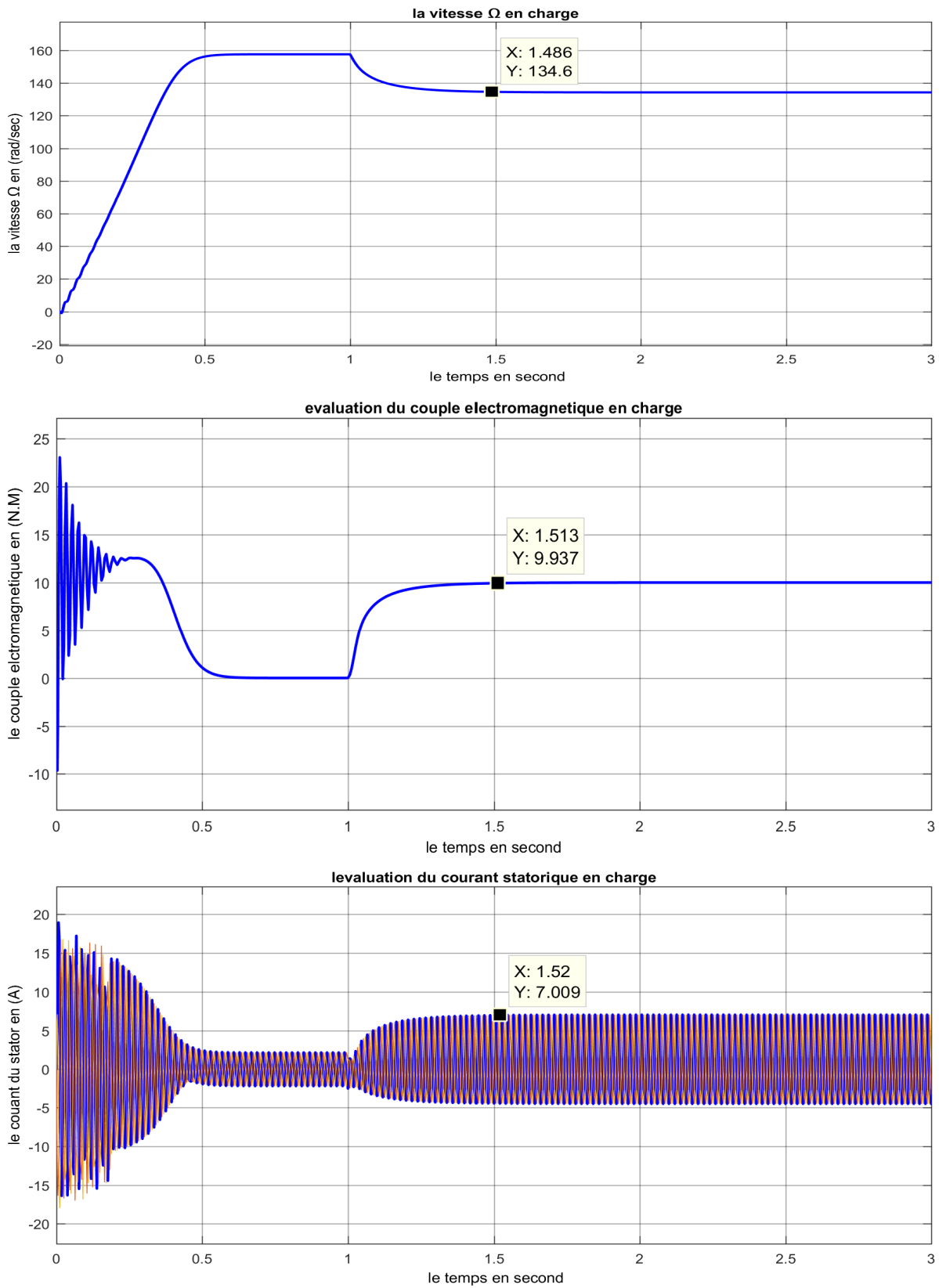


Fig.1.5.b :Demarrage directe de la MAS sans onduleur en charge

I.8 Conclusion;

À travers le présent chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique simple de la machine asynchrone permettant la détermination de ses différentes performances lors de son démarrage sans onduleur, et ce par le biais de la simulation numérique. Pour des fins de commande, il est indispensable d'associer un onduleur de tension.

à l'alimentation de la machine. De ce fait, le chapitre suivant est consacré à la modélisation et la simulation de l'onduleur de tension ainsi qu'à sa stratégie de commande (MLI vectorielle).

Chapitre 2

LES ONDULEURS DE TENSION

Introduction :

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, et d'autre part sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion.

Cela permet d'adapter pour chaque application la structure de l'onduleur et la stratégie de commande qui lui conviennent le mieux. Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels présentent certains inconvénients tels que:

- L'usage limité aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement.
- La détérioration prématurée des roulements causés par l'apparition des tensions homopolaire à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur a été introduit en

l'occurrence, l'onduleur multi-niveaux, ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne :

- Il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale.
- Il réduit les tensions du mode homopolaire.
- Il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

2.1 Choix des semi-conducteurs:

Les semi-conducteurs sont des matériaux solides utilisés pour la fabrication des composants électroniques. Le matériau semi-conducteur le plus utilisé est le silicium (Si). Autres matériaux semionducteurs: germanium (Ge), arséniure de gallium (AsGa), phosphure d'indium (InP).

Ils sont caractérisés par leur résistivité qui peut varier de $10^{-4} \Omega.m$ à $10^2 \Omega.m$ en fonction de la température (ρ diminue lorsque T augmente): ils se situent donc entre les conducteurs et les isolants.

Les semi-conducteurs ont été découverts au XIX^{ème} siècle mais leurs applications pratiques ont commencé en 1947 avec la découverte du transistor qui a remplacé les tubes à vide, encombrants, peu fiables et grands consommateurs d'énergie Composant à semi-conducteurs : diodes à jonction, transistors bipolaires, transistors à effet de champ (JFET et MOSFET), composants de puissance (thyristors, GTO, triacs,.IGBT...), circuits intégrés.

2.2 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque le moteur, on fait appel au convertisseur statique (figure 2.2). On considère l'alimentation de convertisseur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de F.E.M égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 . En pratique, plusieurs technologies d'interrupteurs sont utilisées, par exemple, les MOS (*Metal-Oxide Semiconductor*) ou les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

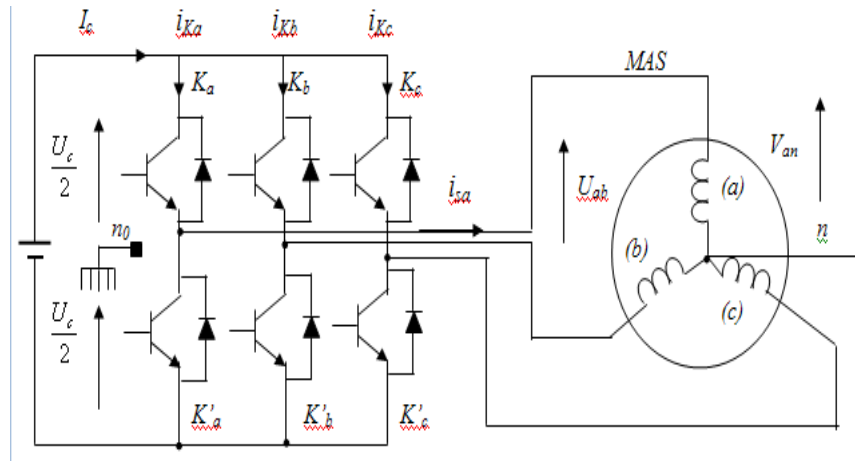


Figure 2.2: Schéma de convertisseur statique triphasé associé à une machine asynchrone.

Le rôle du convertisseur représenté dans la figure 2.2 est de fournir des tensions alternatives simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} au moteur, à partir d'une tension continue E (fournie par un redresseur ou une autre alimentation continue); les tensions fournies par l'onduleur forment un système triphasé de fréquence et d'amplitude variable.

Le convertisseur 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 $S_i = 1$, T_i est passant et T'_i est ouvert.

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T'_i est passant, avec $i = a, b, c$.

La combinaison des différents états du convertisseur donne $2^3 = 8$ cas possibles pour le vecteur de tension V_s dont deux vecteurs nuls (V_0 et V_i) et six vecteurs non nuls. La figure 2.3 montre la représentation dans un plan complexe des six vecteurs non nuls qui peuvent être générés par un onduleur triphasé à deux niveaux.

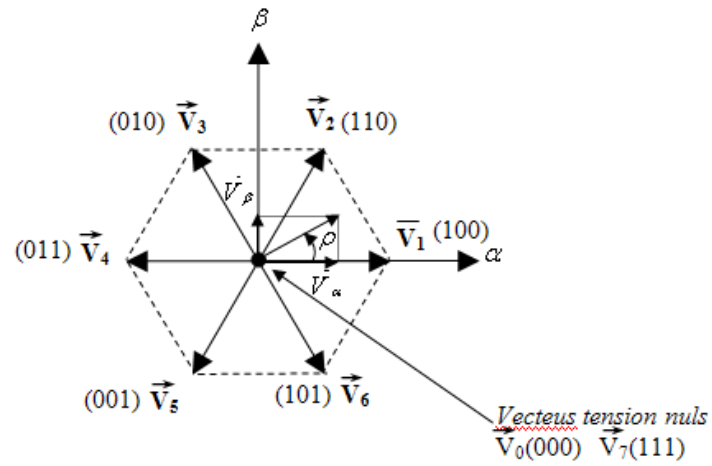


Fig 2.3 Définition des vecteurs de tension

Les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle et elles sont définies par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{(U_{ab} - U_{ca})}{3} \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{(U_{bc} - U_{ab})}{3} \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{(U_{ca} - U_{bc})}{3} \end{cases} \quad (2.1)$$

avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \\ U_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \\ U_{ca} = V_{cno} - V_{ano} \end{cases} \quad (2.2)$$

Ce qui nous permettra d'écrire :

$$\begin{cases} V_{n1} = \frac{(2V_{ano} - V_{bno} - V_{cno})}{3} \\ V_{n2} = \frac{(-V_{ano} + 2V_{bno} - V_{cno})}{3} \\ V_{n3} = \frac{(-V_{ano} - V_{bno} + 2V_{cno})}{3} \end{cases} \quad (2.3)$$

Or, les tensions délivrées par les demi-ponts sont données par :

$$V_{ano} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } Ta \text{ est fermer} \\ \frac{E}{2} & \text{si } Ta' \text{ est fermer} \end{cases} \quad V_{bno} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } Tb \text{ est fermer} \\ \frac{E}{2} & \text{si } Tb' \text{ est fermer} \end{cases} \quad V_{cno} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } Tc \text{ est fermer} \\ \frac{E}{2} & \text{si } Tc' \text{ est fermer} \end{cases}$$

Les tensions simples par rapport au point (no) , peuvent être écrites sous laforme:

$$V_{ino} = S_i E - \frac{E}{2} \quad (2.4)$$

avec: $i = \{a,b,c\}$

En utilisant la forme vectorielle des tensions, on aura:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{ano} + aV_{bno} + a^2 V_{cno})$$

avec: $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ (2.5)

D'autre part, on a:

$$V_{sn_0} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} \rightarrow V_s = V_{sn_0}$$

où:

V_{sn_0} : est le vecteur de tension par rapport au point milieu de la tension de l'onduleur. V_s : est le vecteur de tension par rapport au neutre de la machine.

En introduisant les variables logiques de l'état des interrupteurs, le vecteur de tension peut s'écrire sous la forme:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + a S_b + a^2 S_c) \quad (2.6)$$

Si la charge connectée à l'onduleur triphasé est un moteur asynchrone symétrique et équilibré, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) et les tensions phase-neutre en fonction des états des interrupteurs peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La représentation vectorielle de l'équation ci-dessus peut être exprimée

par :

$$\overline{V_{sn_0}} = \overline{V_s} = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + a S_b + a^2 S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.8)$$

Les expressions vectorielles de la tension statorique et la tension rotorique de la machine asynchrone dans un référentiel fixe lié au stator sont données par :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = 0 = R_r \overline{i_r} + \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} - j\omega_r \overline{\phi_r} \end{cases} \quad (2.9)$$

D'autre part, à partir des expressions des flux (1.9) et (1.10) dans un repère fixe lié au stator, nous pourrions exprimer l'expression de courant rotorique :

$$\begin{cases} \overline{\phi_s} = L_s \overline{i_s} + L_m \overline{i_r} \\ \overline{\phi_r} = L_r \overline{i_r} + L_m \overline{i_s} \end{cases} \Rightarrow \overline{i_r} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\overline{\phi_r} - \frac{L_m}{L_s} \overline{\phi_s} \right) \quad (2.10)$$

Avec $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) m$ coefficient de dispersion

L'équation (2.9) devient:

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_r \right) \overline{\phi_r} = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \overline{\phi_s} \end{cases} \quad (2.11)$$

avec $\tau_r = L_r / R_r$ (Constante de temps rotorique). De l'équation (2.11), on peut déduire que:

- il est possible de contrôler le vecteur de flux ϕ_s à partir du vecteur de tension V_s à un terme de chute de tension près ($R_s i_s$).
- le vecteur de flux rotorique ϕ_r suit les variations du flux statorique ϕ_s avec un petit retard provoqué par la constante de temps $\sigma \tau_r$.
- le rotor de la machine se comporte comme « un filtre de constante de temps $\sigma \tau_r$ entre le flux statorique et le flux rotorique de la machine asynchrone.

En régime permanent, la deuxième ligne de l'équation (2.11), peut être écrite par :

$$\left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_r \right) \overline{\phi_r} = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \overline{\phi_s} \Rightarrow \overline{\phi_r} = \frac{L_m}{L_s} \frac{\overline{\phi_s}}{1 - j\omega_r \sigma \tau_r} \quad (2.12)$$

D'un autre côté le couple électromagnétique [5], peut être exprimé par:

$$T_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (2.13)$$

Cette équation nous montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux (ϕ_s et ϕ_r) et de leur position relative. En même temps, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux statorique (2)5 (à partir de la tension V_s) en module et en position (voir équation 2.11 et 2.13), on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du ϕ_r et donc le couple. Cela est possible si la période de commande T_s de la tension V_s est suffisamment petite devant la constante de temps $\sigma \tau_r$ ($T_s \ll \sigma \tau_r$).

2.3.1 Principe de contrôle du flux statorique

En considérant le modèle de la machine asynchrone (équation 1.14) dans un repère fixe lié au stator, l'expression de flux statorique devient:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (2.14)$$

par integration on peut écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (2.15)$$

Nous considérons que le terme ($R_s i_s$) peut être négligé devant la tension V_s (pour les grandes vitesses), on calcule alors :

$$\phi_s(t) \approx \phi_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad (2.16)$$

Sur une période d'échantillonnage T_s , les états logiques de commande (S_a , S_b et S_c) restent fixés, ainsi on peut écrire :

$$\phi_s(k+1) \approx \phi_s(k) + V_s T_s \Rightarrow \Delta \phi_s \approx V_s T_s \quad (2.17)$$

Avec:

- $\phi_s(k+1)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\phi_s(k)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

- $\Delta\phi_s$ est la variation du vecteur de flux statorique ($\phi_s(k+1) - \phi_s(k)$).
- T_s est la période d'échantillonnage.

La figure 2.4 montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans un plan (α, β) . On constate qu'entre deux instants d'échantillonnage où sur un intervalle d'échantillonnage $[0, T_s]$, l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant une période T_s , en choisissant une séquence appropriée du vecteur de tension de l'onduleur sur des périodes d'échantillonnage successives de durée T_s . Ceci permet la poursuite de l'extrémité du vecteur de flux ϕ_s selon la trajectoire désirée. Ainsi la trajectoire de flux statorique sera quasi circulaire et le flux ϕ_s se maintiendra entre les deux valeurs ϕ_{smin} et ϕ_{smax} .

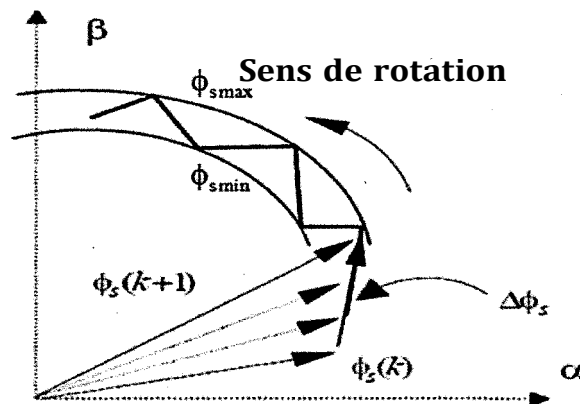


Figure 2.4: Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

Quand la chute de tension ($R_s i_s$) est négligée en fonctionnement à grande vitesse, l'application d'un vecteur de tension nul a pour effet d'arrêter la rotation de flux statorique. Cependant, le flux rotorique continue son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle (γ) entre les flux statorique et rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminuera lentement.

Les différentes stratégies de sélection du vecteur de tension statorique V_s sont développées à partir des règles d'évolution du module du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone en prenant compte de l'information sur la position du vecteur de flux statorique dans le plan complexe (α, β) . Afin de délimiter l'espace de ϕ_s , une partition en six zones de cet espace est nécessaire. Une décomposition en douze

zones est aussi possible . Mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans le cadre d'une commande CDC avec un onduleur à deux niveaux.

Lorsque le flux Φ_s se trouve dans une zone i ($i = 1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension correspondant aux huit états du convertisseur statique . À chaque instant, l'évolution du flux du stator est régie par l'équation (2.17). Comme le montre la figure 2.5, pour chaque position du flux du stator, six possibilités s'offrent pour $\Delta\Phi_s \approx V_s T_s$: trois font augmenter le flux (6, 1, 2), et trois le font diminuer (3, 4, 5). Si par exemple le flux doit augmenter ainsi que le couple, la séquence à adopter est 2, 3, 4, 5, 6, 1. Alors que, si le flux doit augmenter mais que le couple doit diminuer, la séquence est 6, 1, 2, 3, 4, 5. Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés.

Dans le plan (α, β) la sélection du secteur correspond à l'organigramme suivant :

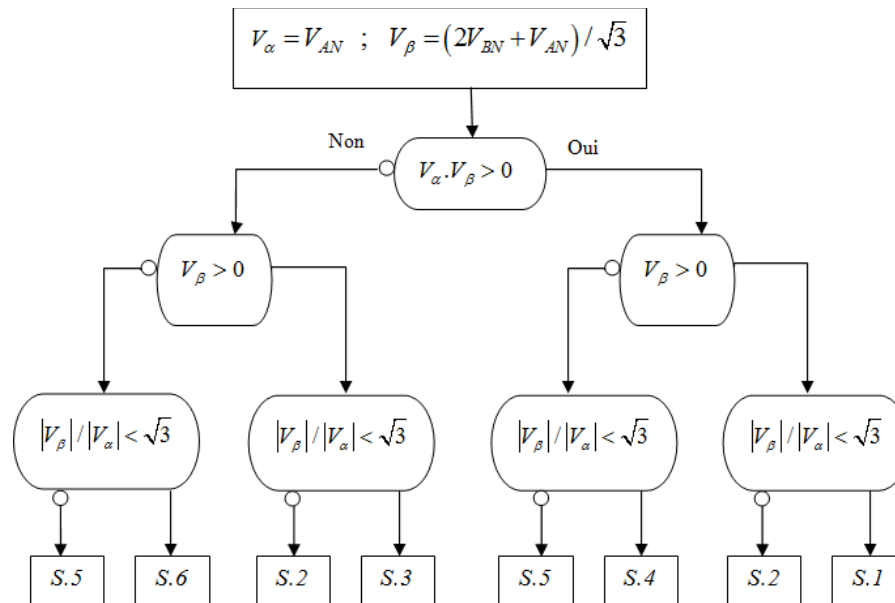


Fig. 2.6 : algorithme de la MLI vectorielle de décision dans le repère (α, β) [6]

Au lieu de moduler le vecteur V_s dans le K^{eme} secteur, ($K=1,2,3,\dots,6$), pendant une période MLI On peut moduler les deux vecteurs V_k et V_{k+1} pendant les deux périodes correspondantes à T_k et V_{k+1} tel que $T_k + T_{k+1} \leq T_{MLI}$, comme est indiqué dans la figure 2.7. étant donné que la somme de T_k et T_{k+1} devrait être inférieure ou égale à T_{MLI} , l'onduleur doit être en V_0 ou V_7 pour le reste de la période cela représente par [7]:

$$\int_{nT}^{(n+1)T} V_s dt = T_k V_k + T_{k+1} V_{k+1} + T_0 V_0 \quad (\text{ou } T_0 V_7)$$

Parce que V_s est une constante, nous avons

$$T_{MLI} V_s + T_k V_k + T_{k+1} V_{k+1} + T_0 V_0 \quad (\text{ou } T_0 V_7) \tag{2.18}$$

En pratique, l'onde porteuse générée par le modèle PWM est symétrique un exemple pour cette onde avec la fréquence $f_c = 1/T$ et illustrée par la figure 2.7 comme nous pouvons voir à partir de cette figure pour chaque période T_{MLI} , V_0 et V_7 doivent s'appliquer pendant chaque $\frac{T_0}{2}$, cependant V_0 et V_7 sont égaux à zéro ce qui implique :

$$V_s = \frac{T_k}{T} V_k + \frac{T_{k+1}}{T} V_{k+1} \tag{2.19}$$

Jusqu'à présent pour obtenir V_s , nous devons trouver les valeurs de T_k et T_{k+1}

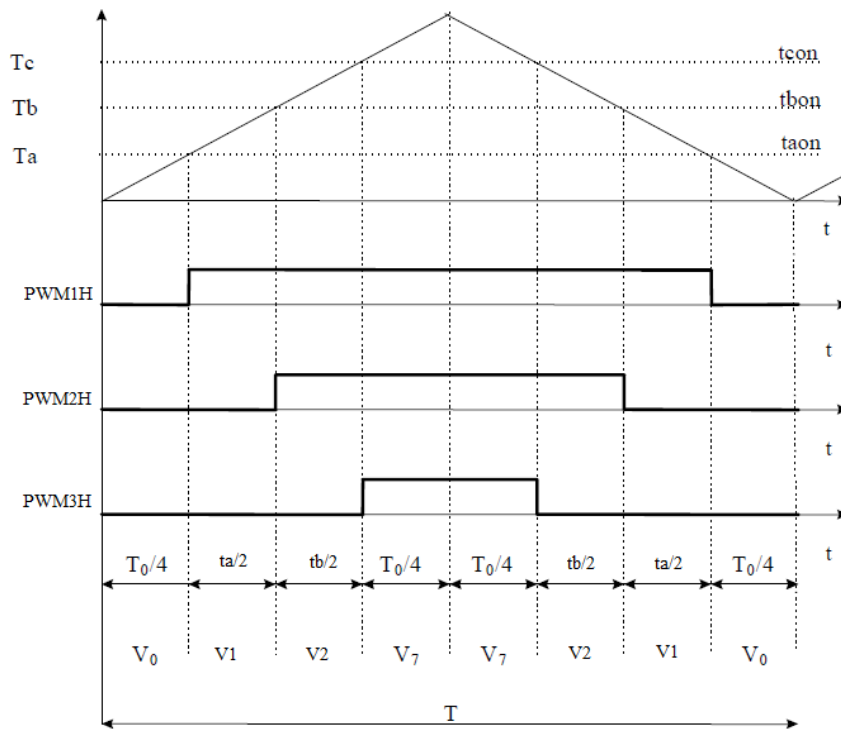


fig.2.7 la Forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application [8]

$$V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = \frac{T_k}{T_{MLI}} V_k \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.20)$$

$$V_s \sin(\theta) = \frac{T_k}{T_{MLI}} V_{k+1} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.21)$$

En remplaçant V_k et V_{k+1} par $2V_{dc}/3$ en résolvant (2.19), (2.20), (2.21), nous obtenons finalement :

$$T_k = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} T_{MLI} V_s \sin\left(-\phi + \frac{K}{3}\pi\right) \quad (2.22)$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} T_{MLI} V_s \sin\left(\phi - \frac{K-1}{3}\pi\right) \quad (2.23)$$

Il convient de noter que si V_s est trop petit, T et T_{k+1} sont très courts, conduisant au fait que T_0 devient long. Sur la base des résultats en (2.22) et (2.23), ainsi que la (Fig.2.7), les instants de contrôle des six interrupteurs d'alimentation (Q1, Q2, ..., Q6) sont décrits dans le tableau 2.1 Nous obtenons ainsi l'algorithme utilisé pour la SVPWM :

Secteur	rapport cyclique
1	taon = ta+tb+t0/2
	tbon= tb+t0/2
	tcon = t0/2
2	taon =ta+t0/2
	tbon= ta+tb+t0/2
	tcon =t0/2
3	taon = t0/2
	tbon=ta+tb+t0/2
	tcon = tb +t0/2
4	taon = t0/2
	tbon= ta+t0/2
	tcon = ta+tb+t0/2
5	taon = tb+t0/2
	tbon= t0/2
	tcon = ta+tb+t0/2
6	taon = ta+tb+t0/2
	tbon= t0/2
	tcon = ta+t0/2

Tableau 2.1 Tableau des Rapports cycliques

- **Étape 1:**

Calcul de V_s et φ de (2) et (3) en fonction de V_α et V_β .

- **Étape 2:**

Calcul de T_k , T_{k+1} et T_0 en fonction de (2.22), (2.23) et (2.7).

- **Étape 3:**

Calcul des temps de marche / arrêt des six IGBT en agissant sur les registres de rapport cyclique comme indiqué dans le tableau ci-dessus :

Pour des impulsions centrées par rapport à la période de commutation les chronogramme sont indiqués par la Figure 2.7, V_z représente un vecteur de tension nul, soit V_0 ou V_7 .

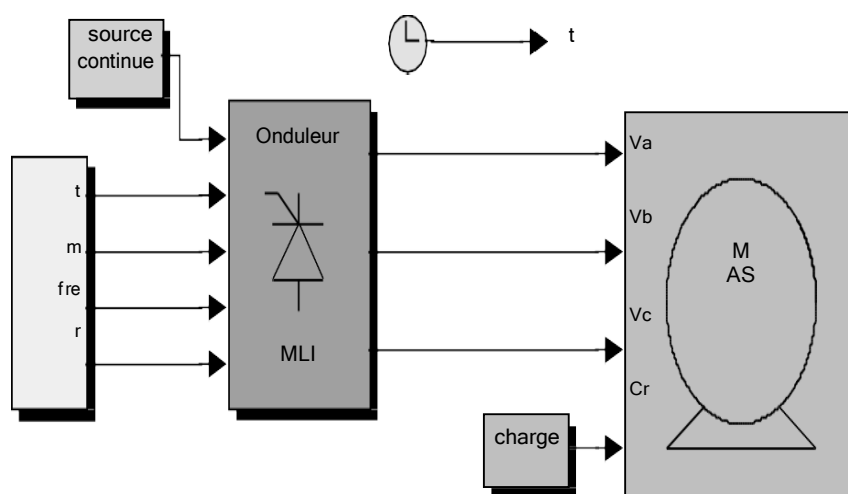


Fig.2.8 schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle

2.3 simulation et discussion

En utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK, une première simulation (fig 2.9) est effectuée afin d'obtenir l'allure des signaux de commande des interrupteurs, ainsi que les tensions de sortie de l'onduleur représenté par le schéma fonctionnel de la figure 2.8, cette simulation est effectuée avec une fréquence de commutation de 10 kHz $T = 10^{-4}$ s.

Une deuxième simulation (figure 2.10) est réalisée dans le but d'observer les différentes performances lors du démarrage du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux de tension commandé par la MLI vectorielle représenté par la figure 2.9.

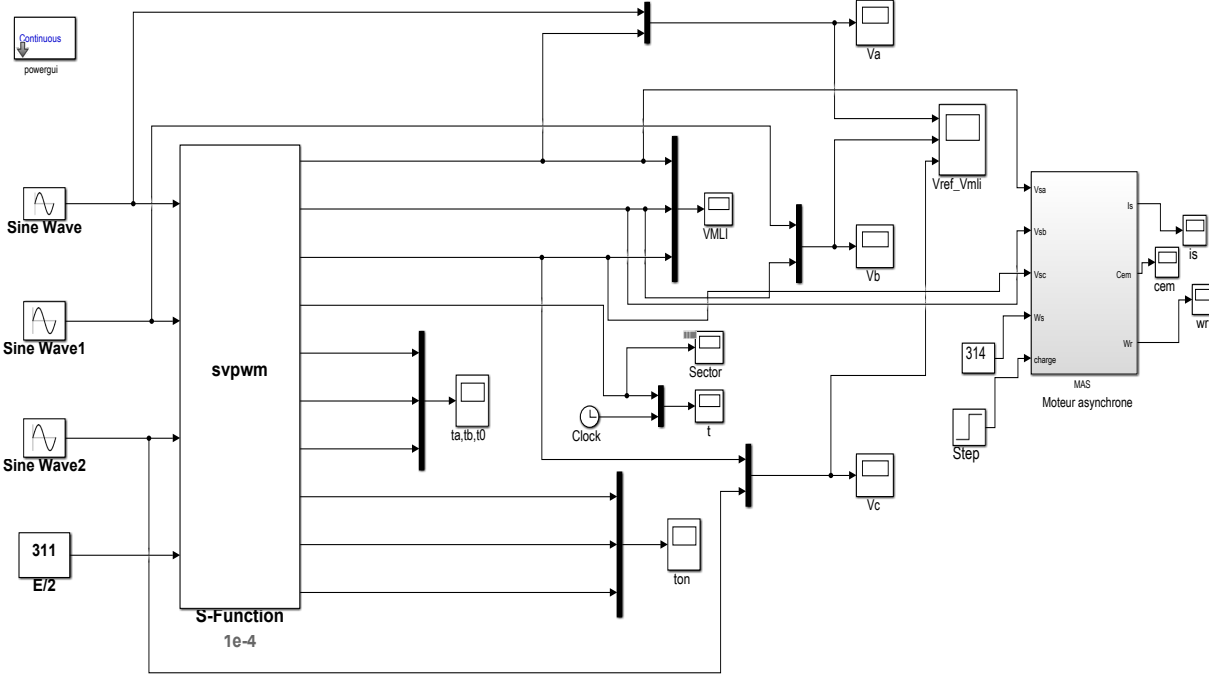


Fig. 2.9 : démarrage du MS alimenté par un onduleur à deux niveaux de tension (MLI vectorielle)

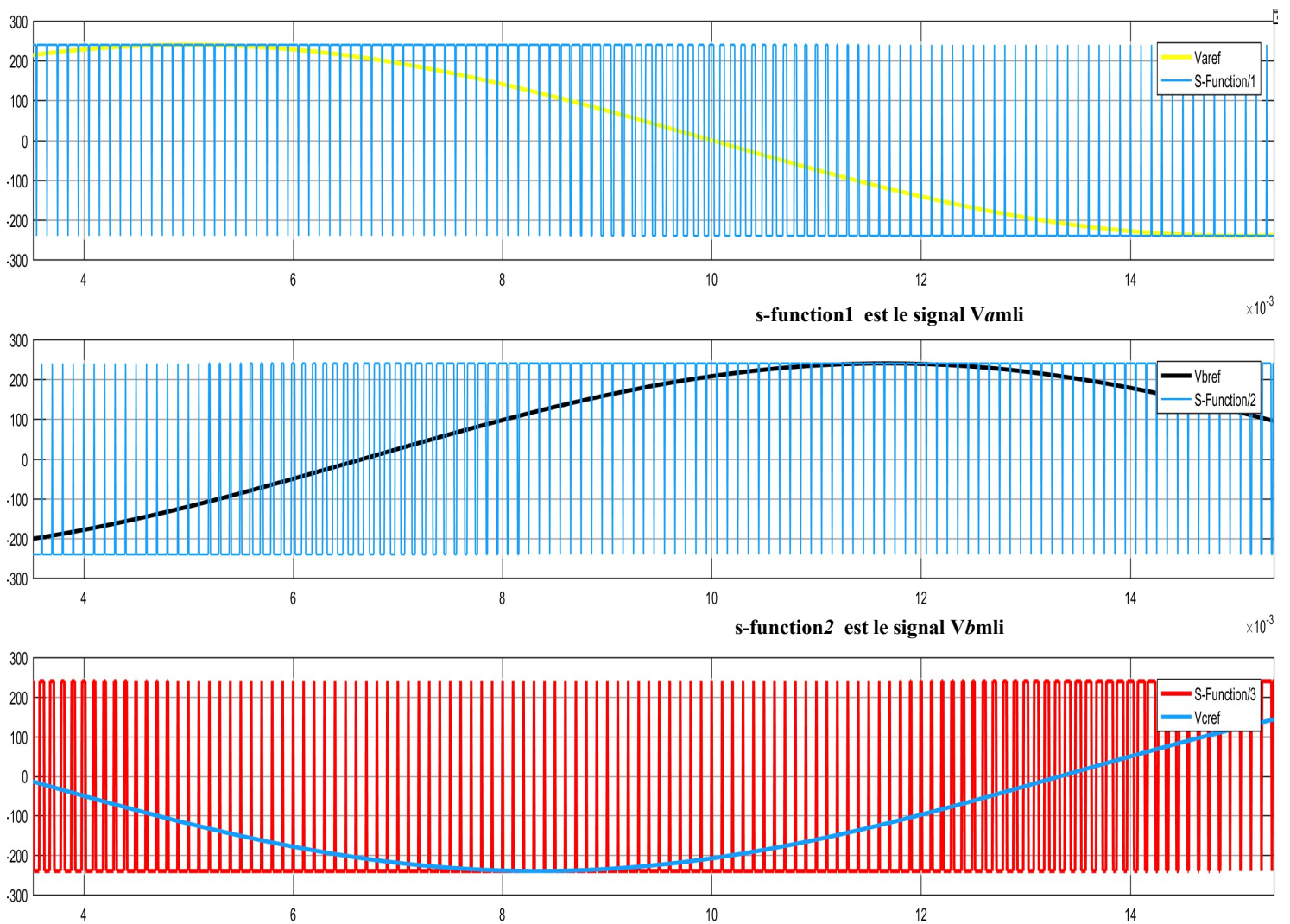


Fig. 2.10: Tensions MLI (Va ,Vb ,Vc) et leurs references

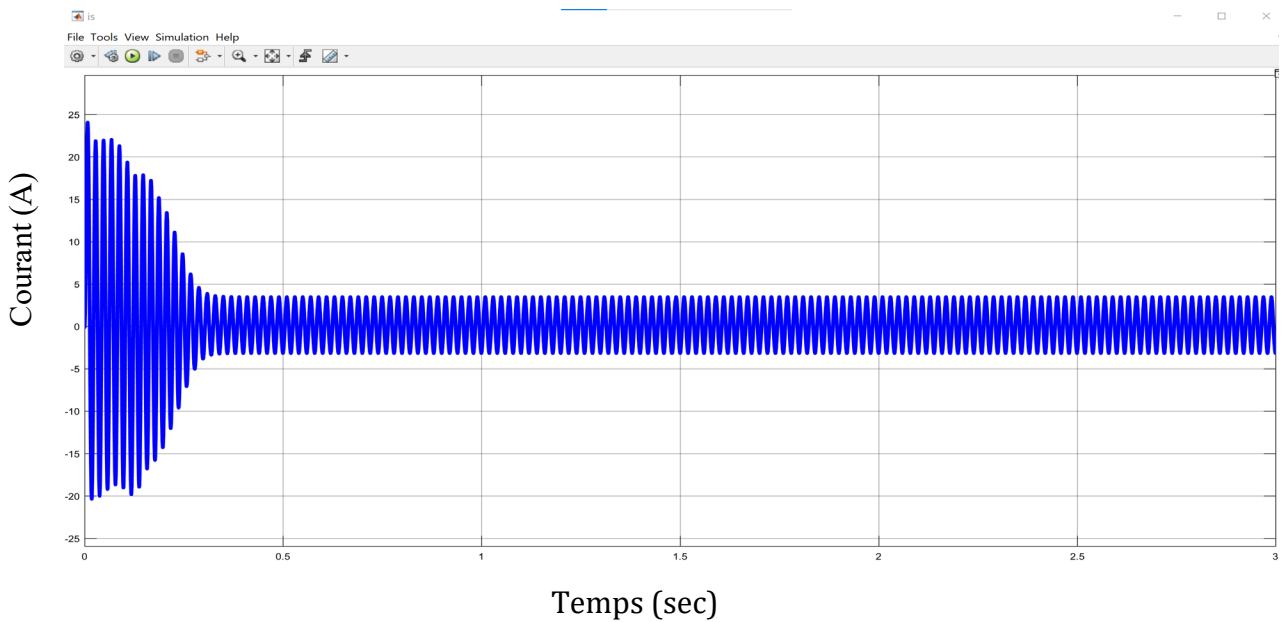
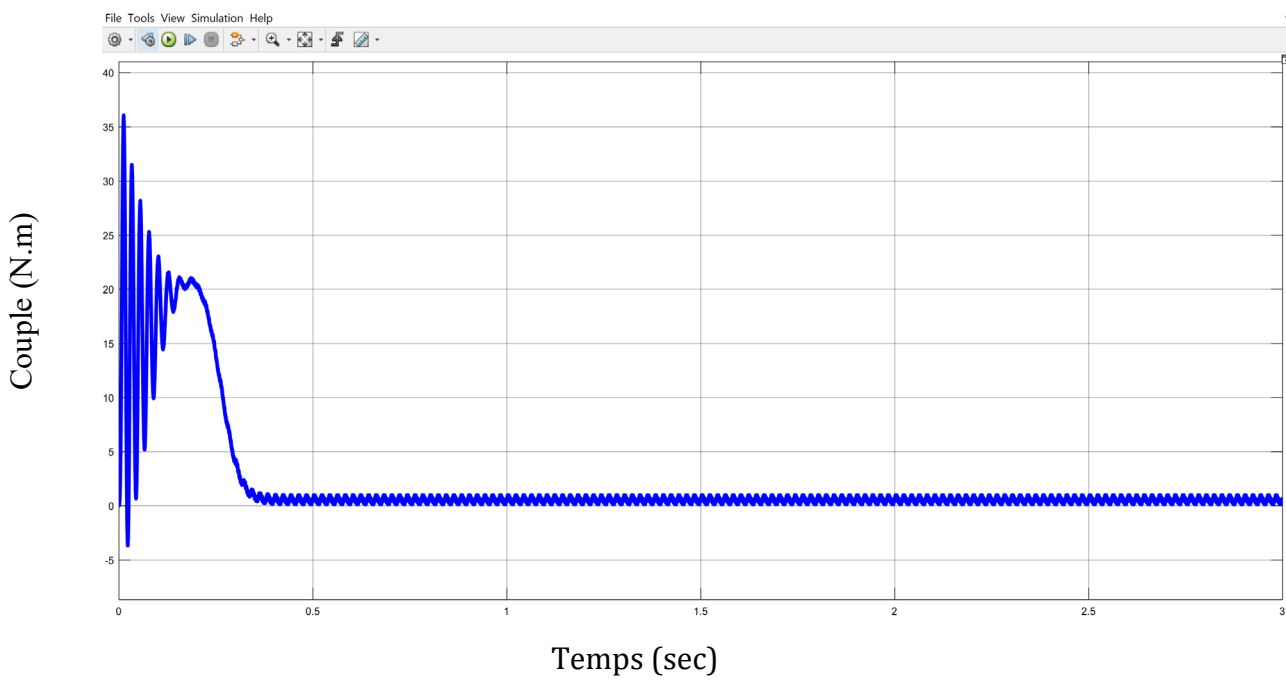
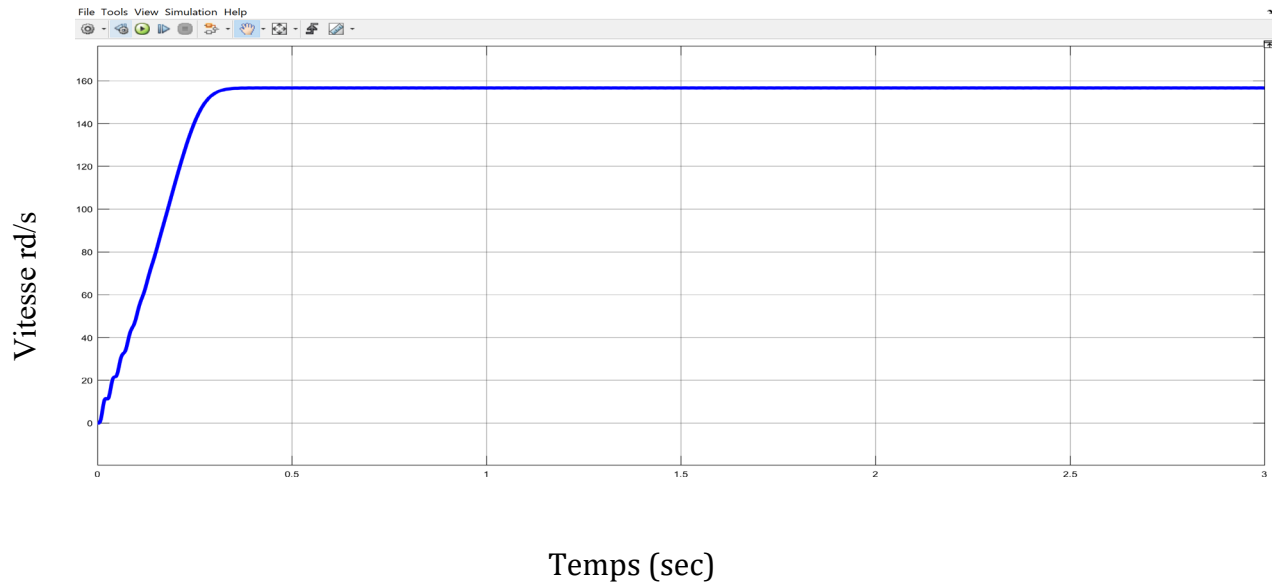


Fig. 2.10.a : démarrage du MAS alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI vectorielle a vide

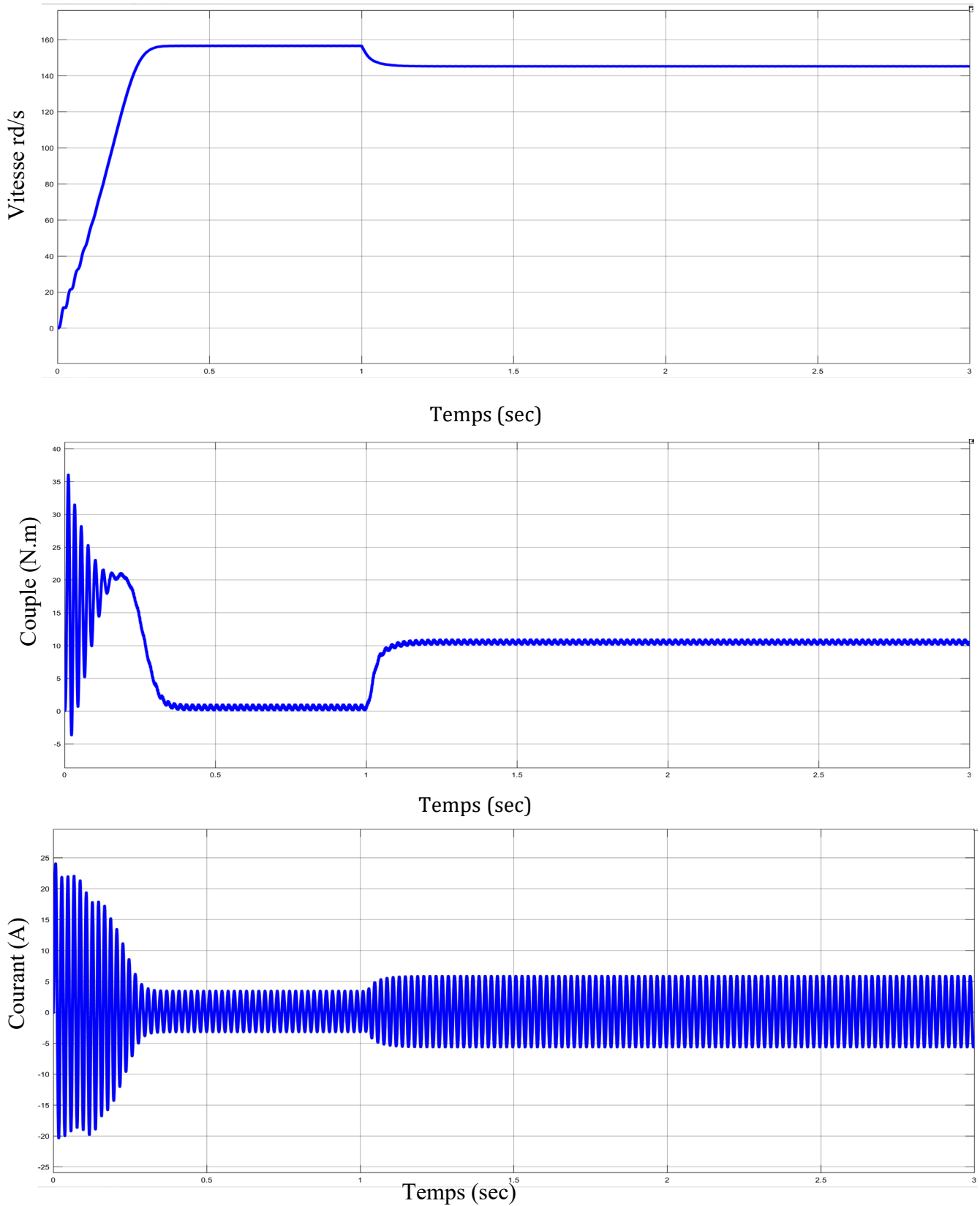


Fig. 2.10 : démarrage du MAS alimenté par un onduleur de tension commandé parMLI vectorielle en charge

2.4 Commentaire et interpretation:

La figure 2.9 représente les tensions de sortie de l'onduleur (v_{AN} v_{BN} v_{CN}), ces tensions sont formées de plusieurs créneaux et la largeur de ces créneaux est liée directement aux instants d'ouvertures et de fermetures des interrupteurs.

* Fig.2.10.a Evolution des grandeurs lors d'un démarrage avec onduleur a vide :

à vide du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension le couple électromagnétique est oscillatoire et devient presque nul en régime continu. Le couple de démarrage atteint la valeur de 36 N.m ce qui permet d'avoir un temps de réponse rapide. Comme on peut le constater, le courant au démarrage atteint des valeurs égales à 5 fois sa valeur en régime établi avant de revenir à sa valeur nominale.

Le moteur tourne à la vitesse de synchronisme à 1500 tr/min (157 rad/sec) puisque la charge est nul (glissement négligeable). Cette vitesse est atteinte à 0,35 sec

* Fig.2.10.b Evolution des grandeurs lors d'un démarrage avec onduleur en charge :

avec une charge de 10 N.m, et après une seconde de mettre en charge le couple électromagnétique tend presque vers la valeur du couple de charge en régime continu et l'amplitude du courant vers une valeur correspondante au courant nominal. Là aussi, le couple de démarrage de valeur élevée permet d'avoir une dynamique rapide.

Quant à la vitesse, on constate une chute de vitesse de 100 tr/min (11 rad/sec) et cela est dû à l'application de la charge. Cette vitesse est atteinte à 0,15 sec.

2.9 conclusion :

Dans ce deuxième chapitre on a présenté la modélisation du convertisseur de fréquence Commandé par les différentes techniques les plus fréquentes.

Les techniques MLI permettent la reconstitution des tensions désirées, en amplitude et en fréquence, à la sortie de l'onduleur. Cependant, ces techniques sont imparfaites car elles présentent des harmoniques générés par ces ondes MLI qui entraînent des pertes dans la ligne (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes Joule, fer et par courants de Foucault) ainsi que des pulsations du couple de la charge. Ces harmoniques sont généralement repoussés vers des fréquences élevées ce qui facilite leurs filtrages. Donc, pour avoir des performances élevées, il est nécessaire d'installer des filtres à la sortie de l'onduleur.

Chapitre 3

TECHNIQUE DE COMMANDE DES ONDULEURS àMLI-TRIANGLE SINUSUIDALE

3.1 Introduction :

Les onduleurs de tension sont present dans le domaine de lelectronique de puissance surtout dans les variateurs de Vitesse des machines tournante .

La forte evolution des onduleurs dune part et le developement des semi conducteurs dautre part generalisent une technique dite la modulation de largeur dimpulsion .

Le terme SPWM signifie « Sinusoidal pulse width modulation » est une technique de modulation de largeur d'impulsion utilisée dans les onduleurs. Un onduleur génère une sortie de tension alternative à partir d'une entrée de courant continu à l'aide de circuits de commutation pour reproduire une onde sinusoïdale en générant une ou plusieurs impulsions carrées de tension par demi-cycle. Si la taille des impulsions est ajustée, la sortie est dite modulée en largeur d'impulsion. Avec cette modulation, certaines impulsions sont produites par demi-cycle. Les impulsions proches des extrémités du demi-cycle sont constamment plus étroites que les impulsions proches du centre du demi-cycle de sorte que les largeurs d'impulsions sont comparées à l'amplitude équivalente d'une onde sinusoïdale à cette partie du cycle. Pour modifier la tension de sortie efficace, les largeurs de toutes les impulsions sont amplifiées ou réduites tout en conservant la proportionnalité sinusoïdale.

3.2. les types de technique de commandes:

- Technique de modulation de largeur d'impulsion unique :
Utilisé pour les circuits monophasés. pour contrôler le temps d'activation ou pour contrôler le signal de grille d'un transistor afin que la tension de sortie de l'onduleur puisse être contrôlée.
- Modulation de largeur d'impulsion d'injection de troisième harmonique :
La tension de troisième harmonique n'est pas présente sur les tensions de

phase et la ligne à ligne pour une charge triphasée avec un point neutre qui est de type virgule flottante. Par conséquent, il ne provoque aucune distorsion sur les tensions de phase.

- Modulation de largeur d'impulsion multiple :
consiste en plusieurs nombres d'impulsions par demi-cycle de la tension de sortie. Chaque impulsion peut être modifiée par le signal porteur. La fréquence de l'onde triangulaire est supérieure à celle utilisée dans la modulation de largeur d'impulsion unique.

3.3 Principe de la technique MLI triangle sinusoidale:

La PWM sinusoïdale est une technique PWM typique. Dans cette technique PWM, la référence de tension alternative sinusoïdale V_{ref} est comparée à l'onde porteuse triangulaire à haute fréquence V_c en temps réel pour déterminer les états de commutation pour chaque pôle dans les onduleurs de tension. Après comparaison, les états de commutation pour chaque pôle peuvent être déterminés sur la base de la règle suivante :

Référence de tension $V_{ref} >$ Support triangulaire V_c : l'interrupteur supérieur est allumé (tension polaire= $V_{dc}/2$).

Référence de tension $V_{ref} <$ Support triangulaire V_c : l'interrupteur inférieur est allumé (tension polaire= $-V_{dc}/2$).

Ici, la valeur crête à crête de l'onde porteuse triangulaire est donnée comme la tension du circuit intermédiaire V_{dc} . Dans cette technique PWM, la condition nécessaire pour la modulation linéaire est que l'amplitude de la référence de tension V_{ref} doit rester en dessous du pic de la porteuse triangulaire V_c , c'est à dire, $v_{ref} \leq V_{rec}/2$. Étant donné que cette technique PWM utilise une onde porteuse haute fréquence pour la modulation de tension, ce type de technique PWM est appelé technique PWM basée sur la porteuse. En particulier, cette technique basée sur les porteuses est appelée SPWM car la référence est donnée sous la forme d'une onde sinusoïdale. C'est ce qu'on appelle aussi la technique PWM de comparaison triangulaire car elle utilise la porteuse d'une onde triangulaire. La figure 3.1 illustre la technique PWM sinusoïdale pour une phase.

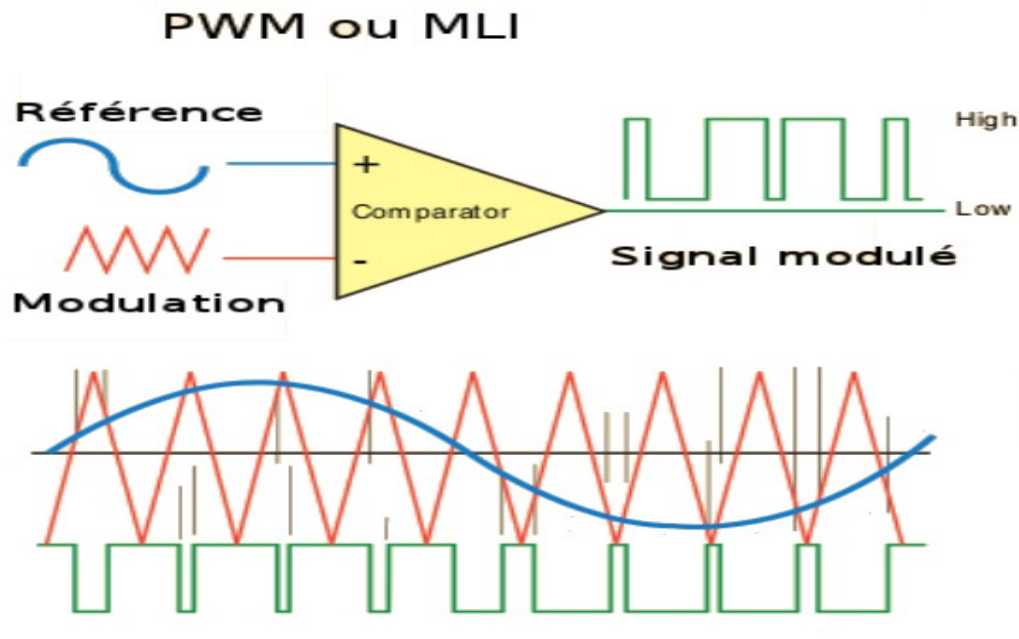


Figure 3.1 technique analogique [12]

3.4 Onde modulante et onde porteuse:

Dans les techniques PWM basées sur la porteuse, la forme d'onde de référence de tension souhaitée est appelée *onde de modulation*. De plus, une onde qui est modulée avec l'onde modulante est appelée *onde porteuse* ou *porteuse*. L'onde porteuse a généralement une fréquence beaucoup plus élevée que l'onde modulante. La forme d'onde triangulaire est la porteuse la plus couramment utilisée dans la technique PWM pour moduler la tension alternative. D'autre part, différentes formes d'onde modulante peuvent être utilisées selon la technique PWM. La technique SPWM typique utilise la forme d'onde de modulation sinusoïdale.

Différence entre les références de tension de pôle et de tension de phase

Une sortie d'onduleur déterminée en comparant une référence de tension avec l'onde porteuse triangulaire est la tension de pôle. Ainsi, la référence de tension qui est comparée à l'onde porteuse triangulaire est considérée comme la référence de tension de pôle. La technique SPWM typique utilise une référence de tension de phase comme référence de tension de pôle. D'autre part, différentes références de tension de pôle peuvent être utilisées selon les techniques PWM.

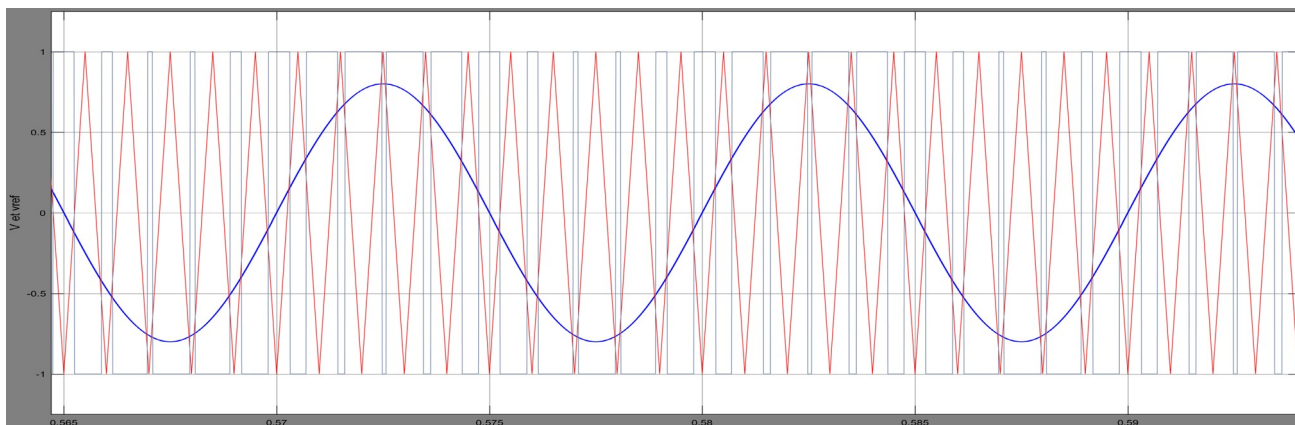


Figure 3.2 Principe de la modulation

3.5. Caractéristiques PWM :

la fréquence est un composant principal de la technique PWM, il est compréhensible que la fréquence affecte la capacité de PWM à exercer un contrôle au sein d'une application. Par conséquent, la fréquence d'onde carrée doit être suffisamment élevée si vous contrôlez des LED, par exemple, pour obtenir l'effet de gradation approprié.

nous pouvons utiliser PWM pour contrôler les moteurs (servo). Nous pouvons également l'utiliser pour contrôler l'angle d'un servomoteur. En termes d'applications, cela est bénéfique lorsque nous l'attachons à un dispositif mécanique comme un bras robotique dans un environnement d'assemblage ou de fabrication. C'est idéal car un servo utilise un arbre qui tourne dans une position spécifique en fonction de sa ligne de commande.

3.5.1 Fréquence PWM :

Une fréquence ou une période est spécifique au contrôle d'un servo particulier. Typiquement, un servomoteur anticipe une mise à jour toutes les 20 ms avec une impulsion comprise entre 1 ms et 2 ms. Cela équivaut à un rapport cyclique de 5 à 10 % à 50 Hz. Maintenant, si l'impulsion est à 1,5 ms, le servomoteur sera à 90 degrés, à 1 ms, 0 degré et à 2 ms, 180 degrés. En résumé, en mettant à jour le servo avec une valeur comprise entre 1 ms et 2 ms, on peut obtenir une amplitude de mouvement complète.

PWM est également actuellement dans des systèmes de communication spécifiques, et son cycle de service est utilisé pour transmettre des informations sur des canaux de communication. Dans l'ensemble, PWM est une méthodologie ou une technique pour générer des signaux de sortie basse fréquence à partir d'impulsions haute fréquence.

En commutant rapidement la tension de sortie d'une branche d'onduleur entre les tensions supérieure et inférieure, la sortie basse fréquence devient essentiellement la tension moyenne sur la période de commutation.

Le PWM en tant que technique de contrôle est parfaitement adapté à une vaste gamme d'applications. Avec son cycle de service, la fréquence PWM est le fondement de sa fonctionnalité en tant que méthode de contrôle.

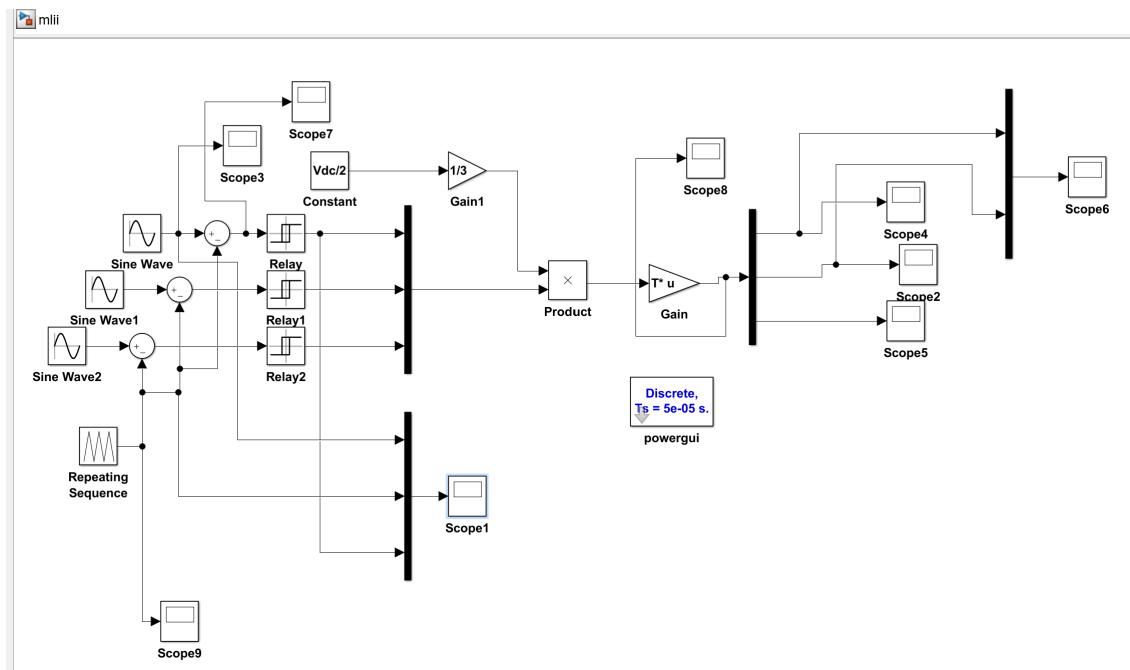


Figure 3.3 Schéma simulink de la commande en MLI (triphase)

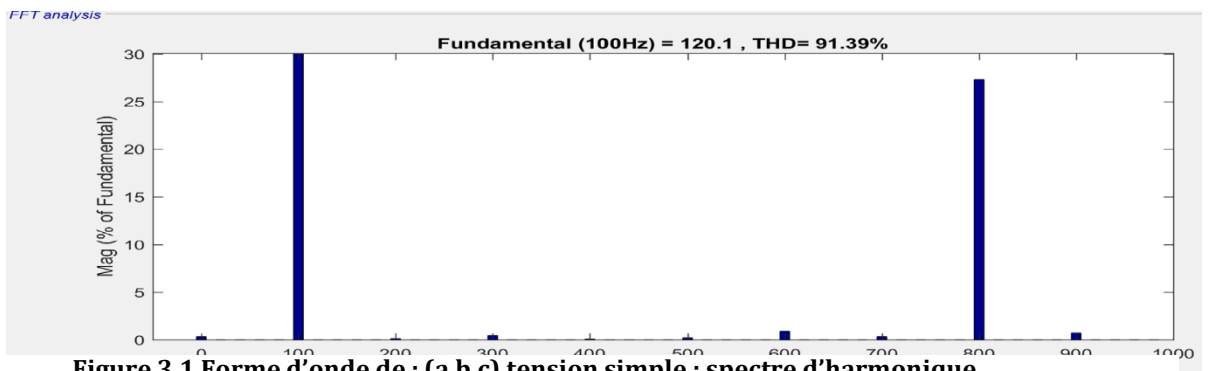
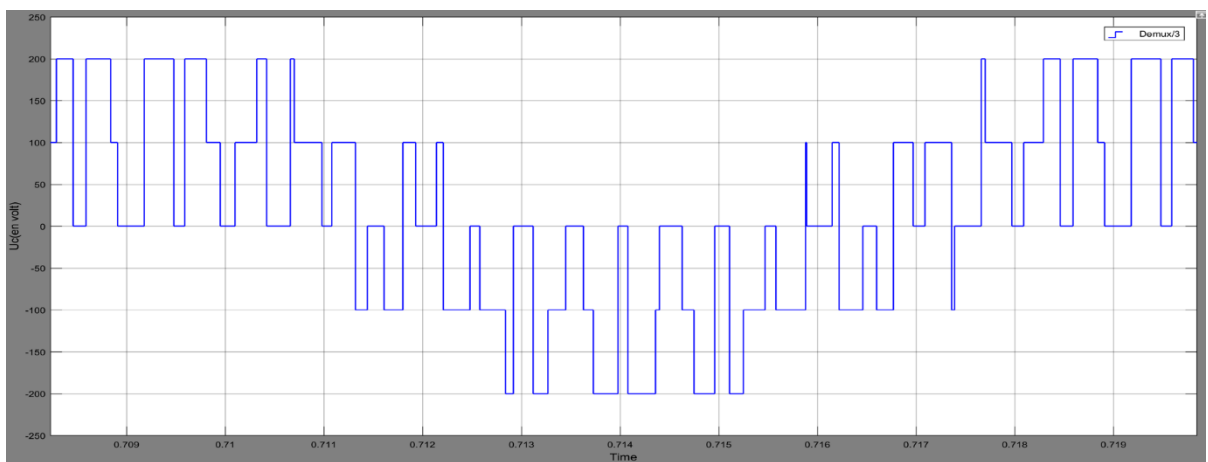
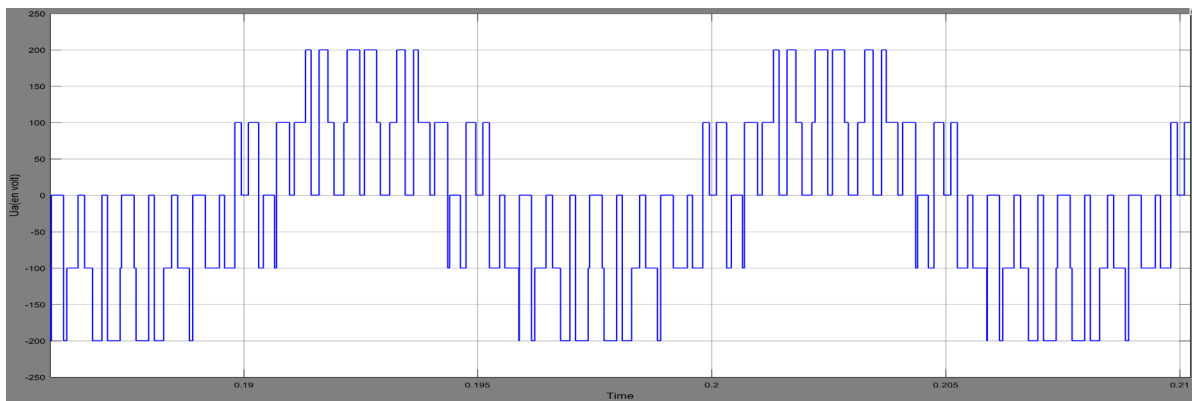
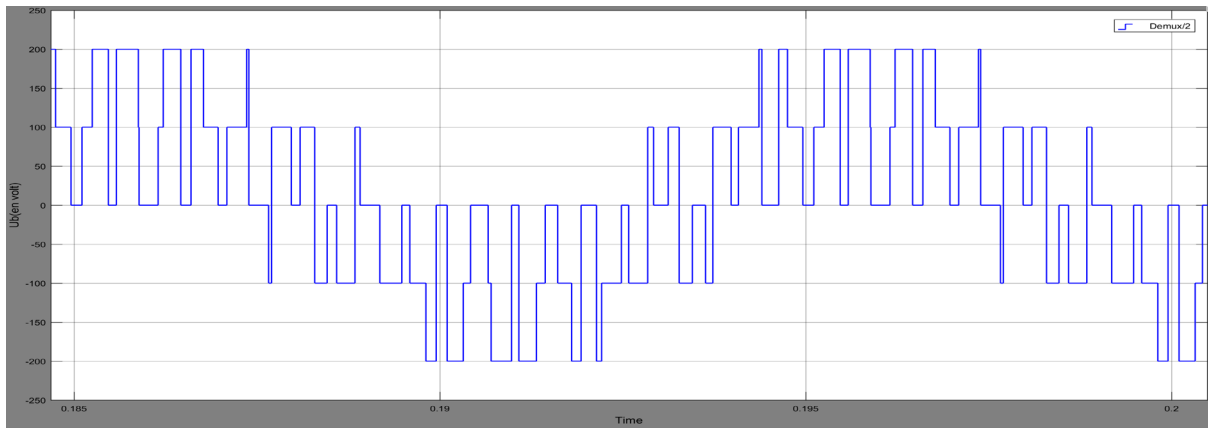


Figure 3.1 Forme d'onde de : (a,b,c) tension simple ; spectre d'harmonique

3.6. Conclusion:

En modulation de largeur d'impulsion, la fréquence des impulsions reste fixe, mais la durée de l'impulsion positive (la largeur d'impulsion) est modulée. Lors de l'utilisation d'appareils PWM, le programmeur définit généralement le temps de cycle de l'appareil dans un registre, puis utilise un autre registre pour spécifier le nombre de cycles d'horloge de base,

Chapitre 4

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction:

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC), des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques. Elles sont basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. [13]

Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), ces stratégies de commande directe appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux. Elle présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, la robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation, l'absence des transformations de Park. Par leur nature, ils peuvent être fonctionnelles sans capteur de Vitesse. [12,13]

Beaucoup de travaux ont vu le jour sur ce sujet depuis que les principes furent énoncés par Takahashi, ce qui a donné lieu à l'emploi de diverses stratégies. Dans ce chapitre on exposera les principes des contrôles directs de couple d'un moteur asynchrone que l'on comparera aux commandes par orientation du flux rotorique. Dans ce chapitre on a entamé juste l'étude théorique, espérant que d'autres étudiants fassent une meilleure simulation de ce type de commande.

4.1 principe du contrôle de couple

4.1.1 L'action sur le flux statorique

Le flux statorique dans un repère lié au stator est donné par l'équation suivante :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (4.1)$$

Sur un intervalle période de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , l'expression (2.1) peut s'écrire comme suit :

$$\phi_s = \phi_{s0} + V_s T_e - \int_0^t R_s i_s dt \quad (4.2)$$

Où : ϕ_{s0} est le vecteur flux à $t=0$

Pour simplifier, on considère le terme $R_s i_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s , ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée.

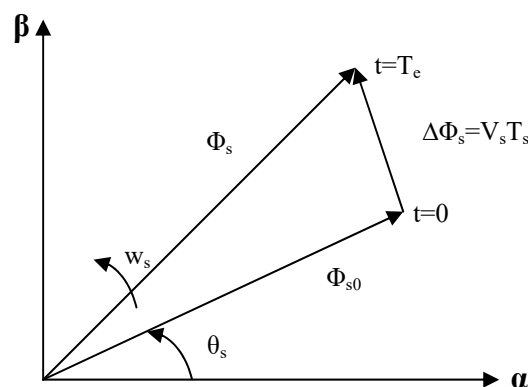
A partir de l'équation (4.1) on trouve :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = V_s \quad (4.3)$$

Donc :

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s T_e \quad (4.4)$$

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur ϕ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s (figure 4.1)



(Figure 4.1 Evolution du flux statorique dans le plan (α, β))

En choisissant une séquence correcte du vecteur V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur ϕ_s une trajectoire désirée.

Il est alors possible de fonctionner avec un modèle du flux ϕ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre l'extrémité de ϕ_s sur une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s .

Lorsque le vecteur tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s est donnée par $\frac{d\phi_s}{dt}$, correspondant pratiquement au V_s .

Sur la figure 4.2 on représenté trois directions possible de vecteur flux ϕ . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur

Par contre, dans le cas où V_s est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux ϕ_s , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure 4.2.

De même, on relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul.

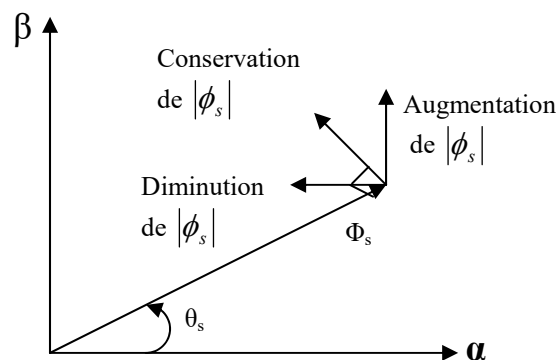


Figure 4.2 : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s

4.1.2L'action sur le couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor.

$$C_e = \frac{p.M}{\sigma.L_s.L_r} |\phi_s| |\phi_r| \sin \theta_{sr} \quad (4.5)$$

Où : θ_{sr} est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

D'après l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator (chapitre I, équation (1.31)), on peut écrire une relation entre les flux statorique et rotorique comme suit :

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma.Tr} - jW_m \right) \phi_r = \frac{M}{\sigma.Tr.L_s} \phi_s \quad (4.6)$$

Dans cette relation on constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à σTr .

En supposant que par son réglage, l'amplitude de ϕ_s est maintenue limite dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de ϕ_r sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation (4.6) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle θ_{sr} .

4.2 Description de la structure de contrôle

4.2.1 Sélection du vecteur de tension V_s

Une sélection appropriée du vecteur tension V_s par (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer vecteur flux ϕ_s de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ϕ , du sens de rotation de ϕ , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones $N=i$, avec $i=[1,6]$, déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur la figure 4.3.

Lorsque le vecteur flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée $N=i$, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension.

Il s'agit des vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i+4} , V_{i+5} représentés sur la figure 4.3. Sur toute la zone $N=i$ parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension V_s sélectionné reste le même, soit :

- Si V_{i+1} (pour $i \leq 5$ sinon V_{i-5}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ croît et C_e croît.
- Si V_{i+5} (pour $i \leq 1$ sinon V_{i-1}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ croît et C_e décroît.
- Si V_{i+2} (pour $i \leq 4$ sinon V_{i-4}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ décroît et C_e croît.
- Si V_{i+4} (pour $i \leq 2$ sinon V_{i-2}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ décroît et C_e décroît.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les deux vecteurs tension V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés puisque ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux ϕ_s dans le secteur i .

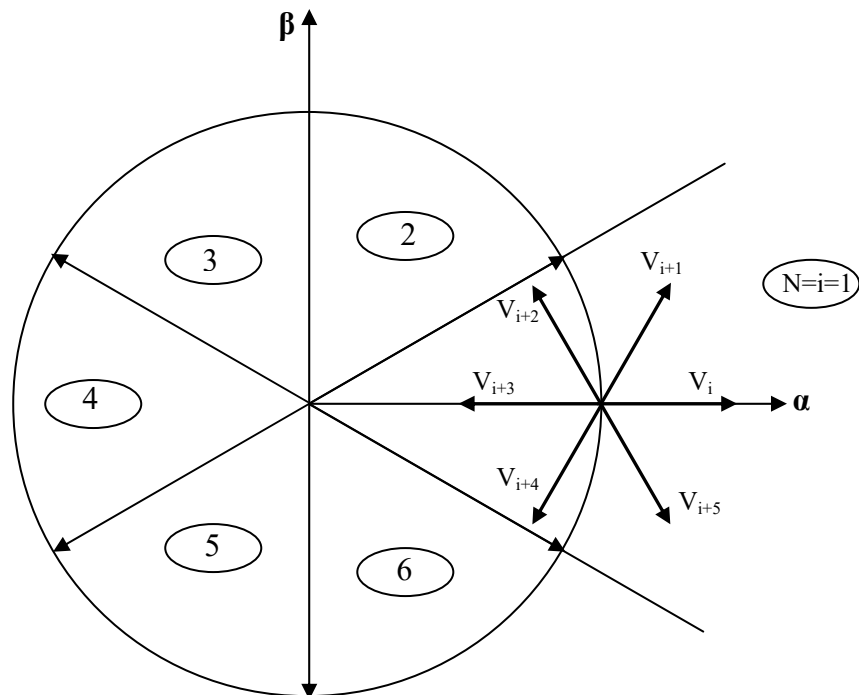


Figure 4-3 : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone $N=i$

4.2.2 Estimation du flux statorique

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

: A partir de l'équation (4.1)

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt$$

On obtient les composantes α, β du vecteur ϕ_s :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (4.8)$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) de mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformation de *Concordia* :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (4.9)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_f \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_f (S_b - S_c) \end{cases} \quad (4.10)$$

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

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (4.11)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (4.12)$$

On écrit le module du flux statorique comme suivant :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (4.13)$$

4.2.3 Estimation du couple électromagnétique

A partir des flux statoriques $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$, et les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, on peut mettre l'expression du moment du couple sous la forme :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha})$$

4.2.4 Elaboration du vecteur de commande

4.2.4.1 Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur ϕ dans une couronne circulaire comme le montre la figure 4.4

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de ϕ_s afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet en plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

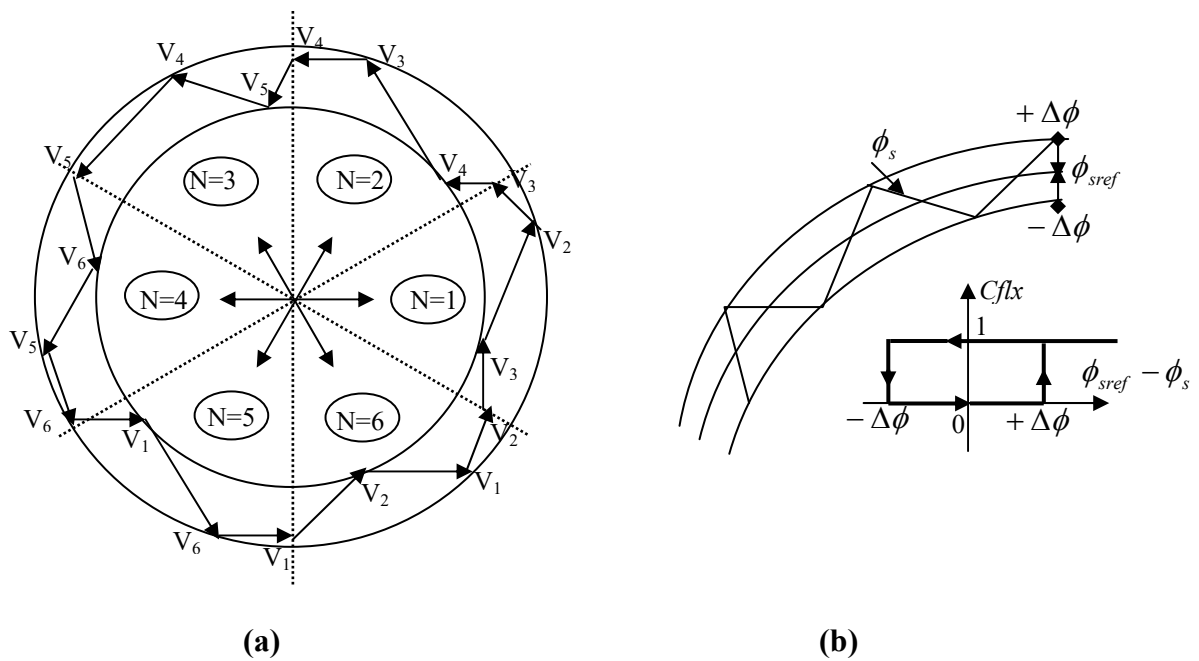
La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne $Cflx$ indique directement l'amplitude du flux qui doit être augmentée ($Cflx=1$) ou diminuée ($Cflx=0$) de façon à maintenir :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

avec :

ϕ_{sref} la consigne de flux,

$\Delta\phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur.



.Figure 4-4 correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

.4.2.4.2 Le correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple tel que :

$$|C_{e_{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e$$

avec : $C_{e_{ref}}$ la référence de couple .

ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur.

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

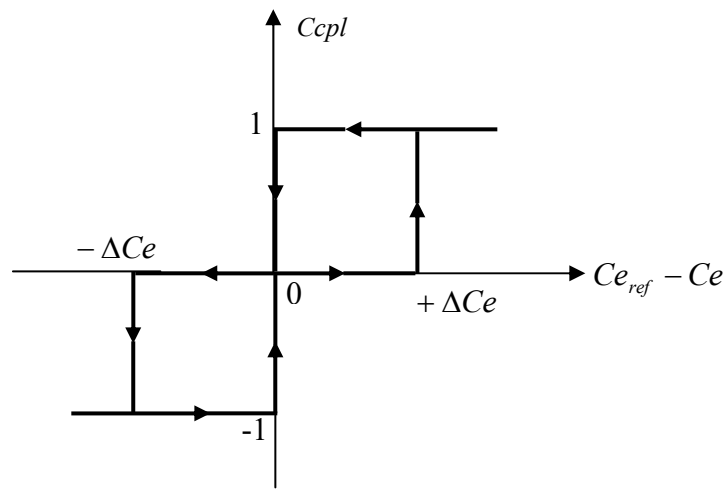
Deux solutions peuvent être envisagées :

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

4.2.4.2.1 Le correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation soit pour un couple positif ou négatif. La figure 4.5 montre l'état de sortie du comparateur suivant l'évolution du couple

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 un consigne négative ou diminuée $ccpl=0$.



.Figure 4-5 : correcteur de couple à trois niveaux

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

4.2.4.2.2 Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux ϕ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteur nuls.

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

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais. Ceci permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs, dominant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

4.2.5 Table de vérité et schéma d'implantation de la DTC

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables cfx , $ccpl$ et de la zone N_i de la position de ϕ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante :

Table de commande.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur
$Cfx=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$Ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux
$Cfx=0$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$Ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux

.Figure 4.6 : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V_0 ou V_7 . La rotation du flux est arrêtée et cela entraîne une décroissance du couple C_e . On choisit alternativement V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

La structure du contrôle direct de couple est résumée ci-dessous :

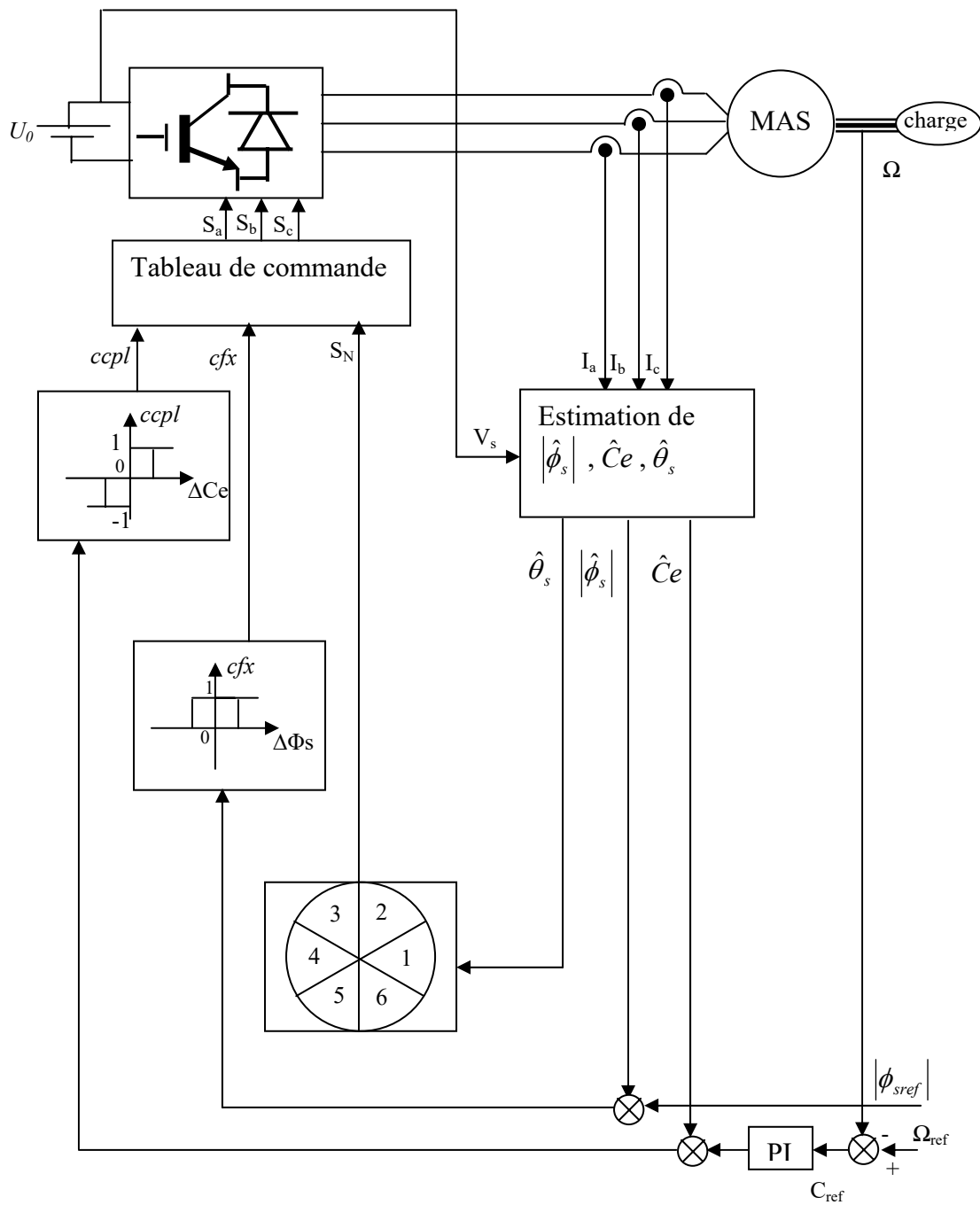


Figure 4.7 schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

la figure 4.7 représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone.

Le choix judicieux des largeurs de bande des 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 par, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voir machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, les autres phase influx le changement de séquence.

4.3 conclusion

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

Conclusion Générale

Ce présent travail est consacré à l'étude d'une commande par orientation du flux par des régulateurs classiques, et des régulateurs fractionnaires appliqués à un moteur asynchrone.

Dans ce memoire, nous avons utilisé le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère de Park associé à un onduleur de tension suivi par une représentation d'état du modèle de la machine. Nous avons également présenté les modèles de simulation des modules intervenant dans la simulation de l'ensemble onduleur-machine, ceci nous a permis de mettre en évidence le fort couplage existant entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, d'après les équations de la machine et des résultats obtenus par simulation sous logiciel Matlab/Simulink.

La structure de contrôle considérée est une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. Ensuite nous avons présenté les résultats de simulation de la commande vectorielle .

L'analyse de la robustesse de la commande vis-à-vis des variations des paramètres de la machine a montré que la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine. En effet nous avons montré que les variations de la résistance rotorique influençaient beaucoup les performances de la commande.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Souad Chaouch, "Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de vitesse", Thèse de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [2] Abdelkoudouss FAQIR "Commande à Structure Variable d'un Entraînement à Machine Asynchrone Soumis à Un Environnement Mécanique Variable" Doctorat L'Université de Picardie Jules Verne France décembre 2003.
- [3] Miloudi Abdallah " Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes d'un Moteur Asynchrone" thèse Doctorat Es-Science Université Oran JUIN 2006.
- [4] Leonhard W., "Control of Machines with the Help of Microelectronics", Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [5] G. Grellet, G. Clerc "Actionneurs électriques", Editions Eyrolles, 1997.
- [6] F. Blaschke, "The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine", Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [8] y. Miloud, a. Draou "Performance Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive" Turk J Elec Engin, VOL.13, NO.2 2005, TUBITAK.
- [9] Rong-Jong Wai , Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin, "Robust Decoupled Control of Direct Field-Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics", IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854
- [10] Takahashi, I. Ohmori, Y., " High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor " , Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2 , on page(s): 257-264 que.
- [11] Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi, " Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control' ' , IECON. 23rd International Conference on Vol 2, Issue, 9 14 Nov 1997 Page(s): 546 – 551
- [12] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A "FOC and DTC: Two Viable Schemes for induction Motors Torque Control", Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787
- [13] Toufouti Riad " Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone "

ANNEXE A

Routine en C de la SVPWM

Nous présentons les routines essentielles de notre programme sous Mex-file S-Function:

```
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
    InputRealPtrsType uPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);
    real_T *y = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    // static void mdlOutputs(double *y, double *x, double *u, SimStruct *S, int tid)

    double tm,Es2,Ualpha,Ubeta,Van,Vbn,Vcn,phi,Vs;
    double ta,tb,t0,taon,tbon,tcon;
    double t = ssGetT(S);
    int Sector;
    double pi=3.14159265359;

        tm = t-TMLI*floor(t/TMLI);
        if (tm<0) tm+=TMLI;

    Es2 = u(3);

    Ualpha= u(0);
```



```
Ubeta000000=(2*u(1)+u(0))/sqrt(3));

//-----
/// Sector :
if (Ualpha*Ubeta>0)
{
    if (Ubeta>0)
    {
        if (fabs(Ubeta)/fabs(Ualpha)<sqrt(3))
        {
            Sector=1;
        }
        else Sector=2;
    }
    else if (Ubeta<0)
    {
        if (fabs(Ubeta)/fabs(Ualpha)<sqrt(3))
        {
            Sector=4;
        }
        else Sector=5;
    }
}
else if (Ualpha*Ubeta<0)
{
    if (Ubeta>0)
    {
        if (fabs(Ubeta)/fabs(Ualpha)<sqrt(3))
        {
            Sector=3;
        }
        else Sector=2;
    }
    else if (Ubeta<0)
    {
        if (fabs(Ubeta)/fabs(Ualpha)<sqrt(3))
        {
            Sector=6;
        }
        else Sector=5;
    }
}
}
```

```
//-----000003-----
```

```
Vs =sqrt((Ualpha*Ualpha)+(Ubeta*Ubeta))*0.577;
phi= atan2(Ubeta,Ualpha);
```

```
switch(Sector){
```

```
    case 1:
```

```
        ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+pi/3))/Es2);
        tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi))/Es2);
        t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
        taon = ((ta+tb+t0/2)/2);
        tbon= ((tb+t0/2)/2);
        tcon = ((t0/2)/2);
```

```
        if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
        if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
        if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
        break;
```

```
    case 2:
```

```
        ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+2*pi/3))/Es2);
        tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-pi/3))/Es2);
        t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
        taon = ((ta+t0/2)/2);
        tbon= ((ta+tb+t0/2)/2);
        tcon = ((t0/2)/2);
```

```
        if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
        if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
        if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
        break;
```

```
    case 3:
```

```
        ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+3*pi/3))/Es2);
        tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-2*pi/3))/Es2);
        t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
        taon = ((t0/2)/2);
```

000004

```
tbon=((ta+tb+t0/2)/2);
tcon = ((tb +t0/2)/2);
```

```
if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
break;
```

```
case 4:
```

```
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+4*pi/3))/Es2);
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-pi))/Es2);
t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
taon = ((t0/2)/2);
tbon= ((ta+t0/2)/2);
tcon = ((ta+tb+t0/2)/2);
```

```
if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
break;
```

```
case 5:
```

```
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+5*pi/3))/Es2);
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-4*pi/3))/Es2);
t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
taon = ((tb+t0/2)/2);
tbon= ((t0/2)/2);
tcon = ((ta+tb+t0/2)/2);
```

```
if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
break;
```

```
case 6:
```

000004

```
tbon=((ta+tb+t0/2)/2);
tcon = ((tb +t0/2)/2);
```

```
if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
break;
```

```
case 4:
```

```
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+4*pi/3))/Es2);
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-pi))/Es2);
t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
taon = ((t0/2)/2);
tbon= ((ta+t0/2)/2);
tcon = ((ta+tb+t0/2)/2);
```

```
if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
break;
```

```
case 5:
```

```
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+5*pi/3))/Es2);
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-4*pi/3))/Es2);
t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
taon = ((tb+t0/2)/2);
tbon= ((t0/2)/2);
tcon = ((ta+tb+t0/2)/2);
```

```
if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
break;
```

```
case 6:
```

000005

```
ta=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(-phi+6*pi/3))/Es2);
tb=((sqrt(3)*TMLI*Vs*sin(phi-5*pi/3))/Es2);
t0=(TMLI-ta-tb);
```

```
    taon = ((ta+tb+t0/2)/2);
    tbon= ((t0/2)/2);
    tcon = ((ta+t0/2)/2);
```

```
if (tm(TMLI-taon)) { y[0]=Es2;} else { y[0]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tbon)) { y[1]=Es2;} else { y[1]=-Es2;}
if (tm(TMLI-tcon)) { y[2]=Es2;} else { y[2]=-Es2;}
```

```
    break;
```

```
}
```

```
y[3]= Sector;
y[4]= ta;
y[5]= tb;
y[6]= t0;
y[7]= taon;
y[8]= tbon;
y[9]= tcon;

}
```

ANNEXE B

1. Paramètres du moteur asynchrone utilisé durant la simulation

Tension nominale	220/380 <i>V</i>
Courant nominal	6,4 /3,7 <i>A</i>
Puissance nominale	1,5 <i>KW</i>
Vitesse nominale	1420 <i>tr/min</i>
Nombre de paires de pôles	2
Résistance de l'enroulement statorique	4,85 Ω
Résistance de l'enroulement rotorique	3,805 Ω
Inductance cyclique statorique par phase	274 <i>mH</i>
Inductance cyclique rotorique par phase	274 <i>mH</i>
Inductance mutuelle	258 <i>mH</i>
Moment d'inertie des parties tournantes	0,031 <i>kg.m²</i>
Coefficient de frottement visqueux	0,00114 <i>N.m.s/rad</i>

2. Paramètres de l'onduleur à deux niveaux de tension utilisé durant la simulation

Tension continue	500 <i>V</i>
Fréquence de commutation	10 <i>KHz</i>

Abstract

The progress recently made in the fields of the power electronics and the calculators in real time allowed recently the rise of the variable speed transmissions for the machines AC current. The asynchronous motor, thanks to its robustness, its low cost and its simple construction is essential more and more in the field of the drives at variable speed. This paper presents the direct torque and stator flux control of induction machines.

Direct torque control method (DTC) proposed in 1985 by Takahashi seems to be more competitive than flux oriented control (FOC).

Simulation results demonstrate the validity of the model and of DTC control

Résumé

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et des calculateurs en temps réel ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite : DTC (commande directe du couple) d'une machine à induction.

Cette stratégie de commande proposée par Takahashi en 1985 pour concurrencer la méthode de commande par orientation du flux (FOC).

Les résultats de simulation démontrent la validité de cette stratégie.

الملخص

ظهر التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) المطبق على الآلات غير المتزامنة في نصف الثمانينيات. كان بديلاً عن طرق (FOC) والتحكم الميداني الموجه (PWM) التحكم التقليدية عن طريق تعديل عرض النبضة في الواقع، الهدف هو التنظيم المباشر لعزم دوران الآلة، من خلال تطبيق نواقل الجهد للعكس، والتي تحدد مختلف DTC مبدأ حالتها. المتغيرين المتحكم فيهما هما: تدفق الجزء الثابت والعزم الكهرومغناطيسي. الكلمات المفتاحية: آلة غير متزامنة، تحكم مباشر في عزم الدوران، تعديل متجه للفضاء