

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

Commande vectorielle avec observateur d'une machine asynchrone
alimentée par un onduleur multi-niveaux

Proposé et dirigé par :

-Monsieur: Mohamed BEDBOUDI

Présenté par :

- BEN NACEUR Salem
- FORDJEN Amar
- KERCHA Moussa

Année Universitaire : 2010 / 2011

Remerciements

Au nom d'ALLAH, le tout miséricordieux, le très miséricordieux, par de divinité à part lui, le vivant, celui qui subsiste par lui Même.

Nous remercions avant tous ALLAH pour son aide, ses Innombrables dons, ALLAH qui nous a donné la force, la volonté et le moral pour accomplir nos études en ingénieur en Génie électrique.

Nous remercions notre encadreur M : BEDBOU-DI.M pour son aide qu'il nous a fourni afin d'achever ce modeste travail.

Nous adressons également nos remerciements aux examinateurs pour avoir Accepter de juger notre travail, Que soient remercie tous nos enseignants durant toute nos années d'études.

Enfin, nous n'oublions pas à remercier le personnel du département de Génie Electrique et toute les personnes qui nous ont aidé de prêt ou de loin à réaliser ce travail dans les meilleures conditions morales et matériels.

Salem, Moussa, Amar.

Table des notations et symboles :

MAS	Machine asynchrone
FOC	Field oriented control.
S, R	Indices correspondants au stator et au rotor.
(a, b, c)	Indices correspondants au trois phase A,B,C.
θ [rad /s]	Angle électrique rotorique.
θ_s [rad /s]	Angle électrique statorique.
V [V]	Tension.
I [A]	Courant.
Φ [web]	Flux.
R_r [Ω]	Résistance rotorique.
R_s [Ω]	Résistance statorique.
l_r [H]	Inductance propre rotorique.
l_s [H]	Inductance propre statorique.
L_r , L_s [H]	Inductance cyclique rotorique et statorique par phase.
m_r , m_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor et stator.
m_{SR} [H]	Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor
M [H]	Inductance mutuelle cyclique.
C_{em} [N.m]	Couple électromagnétique.
C_r [N.m]	Couple résistant.
C_N [N.m]	Couple nominale.
J [$kg.m^2$]	Moment d'inertie de la partie tournante
f [$N.m.s.rad^{-1}$]	Coefficient de frottement visqueux.
Ω [rad/s]	Vitesse mécanique.
ω_r [rad/s]	Pulsation rotorique.
ω_s [rad/s]	Pulsation statorique.
ω_{gs} [rad/s]	Pulsation de glissement.
P	Nombre de paires de pôles.
T_r , T_s [s]	Constant de temps rotorique et statorique.

Tables des notations et symboles :

σ	Coefficient de dispersion de blondel.
(α, B)	Axes correspondant au référentiel lié au stator.
(d, q)	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
(U, V)	Axes du système biphasé.
(X, Y)	Axes de repère immobile au rotor.
S	Opérateur dérivé de LAPLACE.
$[P(\theta)]$	Matrice de PARK.
K_i, K_p	Gains du régulateur PI du courant statorique.
$K_{i\phi}, K_{p\phi}$	Gains du régulateur PI du flux rotorique.
$K_{i\Omega}, K_{p\Omega}$	Gains du régulateur PI de la vitesse.
τ_i	Constante de temps du courant en boucle fermée.
τ_ϕ	Constante de temps du flux rotorique en boucle fermée.
<i>MLI</i>	Modélisation de Largeur d'Impulsion
<i>NPC</i>	Neural Point Clamping
$U_f [V]$	Source de tension continue d'entrée de l'onduleur
$V_{ABCM} [V]$	Tension de demi-bras A, B ou C
$U_{AB}, U_{AB}, U_{AB} [V]$	Tension composées de sortie de l'onduleur
$V_{s\alpha} [V]$	Tension simple de sortie de l'onduleur utilisée dans la simulation
$V_{ABCM} [V]$	Tension simple de sortie de l'onduleur
$i_{a012} [A]$	Courant d'entrée de l'onduleur
$i_{123} [A]$	Courant de sortie de l'onduleur
$V_p [V]$	Porteuse triangulaire
$V_{pm} [V]$	Amplitude de la porteuse triangulaire
$V_{ref123} [V]$	Tension de référence
$V_m [V]$	Amplitude de la référence
m	Indice de modulation
r	coefficient de réglage en tension
$f_p [HZ)$	Fréquence de la porteuse

Tables des notations et symboles :

[A]	matrice d'évolution d'état du système.
[B]	matrice de système de commande.
[U]	matrice de commande.
$\hat{\cdot}$	Indication des grandeurs estimées
*	Indication des grandeurs de référence
$\hat{\cdot}$	Indication des erreurs estimées

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	01
-----------------------	----

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION D'UN MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION	03
I.2. MODELISATION DE LA MAS	04
I.2.1. Description	04
I.2.2. Hypothèses simplificatrices	04
I.2.3. Equations électriques	05
I.2.4. Equations magnétiques	07
I.2.5. Equations mécaniques	08
I.3. TRANSFORMATION DE PARK	08
I.3.1. Modèle d'état d'un MAS	09
I.3.2. Modèle d'état et choix du référentiel	10
A-par rapport au champ tournant	10
B- référentiel lié au stator	11
-Résultat de simulation	11
A-Démarrage à vide	11
B-Démarrage en charge	12
C-Inversement du sens de marche	13
I.4. ALIMENTATION DE LA MAS PAR CONVERTISSEUR STATIQUE	15
I.4.1. Modélisation du redresseur	15
I.4.2. Modélisation du filtre	17
I.4.3. Modélisation de l'onduleur deux niveaux	17
I.4.3.1 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur deux niveaux	17
I.4.3.2. fonction de connexion	18
-Résultat de simulation	19
I.4.4. Interprétation des résultats	22
I.5. Conclusion	22

CHAPITRE II

MODELISATION ET SIMULATION D'UN ONDULEUR TROIS NIVEAUX	
II.1. INTRODUCTION.....	23
II.2. STRUCTURE D'UN ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX.....	24
II.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION.....	24
II.4. MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION.....	25
II.5. TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOIDALE.....	25
II.6. MODELISATION D'UN BRAS DE L'ONDULEUR.....	26
II.6.1. Commande complémentaire.....	26
II.6.2. Différentes configurations d'un bras.....	27
II.6.3. Fonctions de connexion.....	28
II.6.4. Modélisation aux valeurs instantanées.....	29
II.7. ONDULEUR TROIS NIVEAUX A UNE PORTEUSE.....	30
II.8. ONDULEUR TROIS NIVEAUX A DEUX PORTEUSE.....	33
II.9. ASSOCIATION D'UN ONDULEUR TROIS NIVEAUX AVEC LA MAS.....	35
II.10. RESULTAT DE SIMULATION.....	36
A-Démarrage à vide.....	36
B-Démarrage en charge.....	37
II.11. CONCLUSION.....	38

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
III.1. INTRODUCTION.....	39
III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	39
III.3. CHOIX DE TYPE D'ORIENTATION DE FLUX.....	42
III.4. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.....	42
III.4.1. Contrôle indirecte de flux.....	42
III.4.2. Contrôle directe de flux.....	43
III.5. DECOUPLAGE ENTREE – SORTIE	45
III.6. BLOC DE DEFLUXAGE.....	47
III.7. DETERMINATION DE θ_r ET ω_s	48
III.8. REGULATION.....	49

III.8.1.Caractéristiques des régulateurs.....	49
-Stabilité.....	49
-Précision.....	49
-Rapidité.....	49
III.8.2.Calcul des régulateurs.....	50
-Régulateur de courant.....	50
-Régulateur de flux.....	52
-Régulateur de vitesse (PI).....	53
III.9. RESULTAT DE SIMULATION.....	54
III.10. CONCLUSION.....	58

CHAPITRE IV

UTILISATION DE L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER POUR L'ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

IV.1. INTRODUCTION	59
IV.2. PRINCIPE D'UN ESTIMATEUR	59
IV.3. PRINCIPE DES OBSERVATEURS	60
IV.4. APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	63
IV.5. OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT DE LUENBERGER	63
IV.6. LES RESULTATS DE SIMULATION	66
IV.7. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	70
IV.8. CONCLUSION.....	70

Introduction générale

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant de point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré. La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs. Sa commande est simple car deux grandeurs couple-flux sont découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien et interdit son emploi dans les milieux hostiles. En outre, les machines de très grandes puissances sont difficiles à réaliser. En revanche, les machines à courant alternatif possèdent de nombreux avantages. L'absence du collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée. La machine asynchrone est de conception simple, robuste et peut être coûteuse à l'achat et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges et peut aussi fonctionner dans les milieux critiques.

La commande des machines à courant alternatif nécessite une alimentation alternative capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible et à fréquence et amplitude variables. Généralement, dans les applications industrielles, on utilise les onduleurs à deux niveaux. Ces convertisseurs sont limités en puissance et en tension de sortie. De même les caractéristiques spectrales des tensions délivrées sont limitées. Pour remédier à ces problèmes, on utilise généralement des groupements en série ou en parallèle de ces

onduleurs à deux niveaux.

Le développement des composants à semi-conducteurs a permis récemment l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs DC/AC : onduleurs multiniveaux. Plusieurs structures sont proposées pour ces onduleurs, à savoir les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, à diodes flottantes et ceux à structure NPC. Dans le cadre de notre travail, on va s'intéresser aux onduleurs multiniveaux NPC et particulièrement à l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge. Ainsi il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tensions offerts par la structure de ce nouveau convertisseur. L'utilisation de cet onduleur dans les domaines de forte puissance et/ou de haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'application.

Dans une première partie, on donne le modèle de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par un redresseur-filtre-onduleur classique à deux niveaux.

Ensuite, dans une deuxième partie, on développe le modèle d'un onduleur trois niveaux à structure NPC, on applique deux stratégies de commande : MLI à une seule et à deux porteuses.

Dans la troisième partie, nous abordons l'étude d'une commande à flux orienté. Cette technique qui permet de réaliser un découplage entre la commande du flux et celle du couple.

Enfin, on applique une méthode de reconstruction du flux rotorique en utilisant l'observateur de Luenberger.

1.1.Introduction :

Depuis l'invention de la MAS par Nikola Tesla en 1890, cet outil reste toujours favorable chez les industriels grâce à sa simplicité de construction, d'entretien, de robustesse, et sa commandabilité. Ces avantages s'accompagnent toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [1].

La modélisation est une étape très importante et nécessaire, que soit pour étudier les comportements ou élaborer des commandes des différents types des machines (à courant continu DC ou alternatif AC). Les MAS sont composées de deux parties essentiels : partie fixe appelée « stator » et partie mobile appelée « rotor » ; on peut aussi classer les MAS selon la conception en deux catégories :

- MAS à rotor bobiné
- MAS à cage d'écureuil

Ces deux modèles sont les modèles les plus connus dans le domaine industriel car ce sont accessibles facilement à partir de leur plaque à bornes.

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de PARK afin de rendre le système triphasé en système biphasé, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques et mécaniques) qui gèrent la machine dans chaque repère. Ensuite nous décrivons l'alimentation qui sera :

1- Directement par le réseau, dans ce cas nous effectuons plusieurs essais :

- Un démarrage à vide.
- Un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge constante au cours de l'essai.
- Enfin on inverse le sens de rotation de la MAS.

2- L'alimentation de la MAS à l'aide d'une association : redresseur- filtre- onduleur à 2 niveaux.

I.2. Modélisation de la MAS :

I.2.1. Description :

Chaque MAS possède trois bobines statoriques (A_s , B_s , C_s), ces dernières sont portées sur un repère écartées d'un angle égal à 120° et alimentées par une source électrique alternative équilibrée. En parallèle à ces bobines on trouve trois autres bobines portées sur un repère rotorique tout cela est simplifié sur le schéma (figure (I.1)) en prenant en compte que le décalage entre le repère statorique et le repère rotorique est d'un angle de θ .

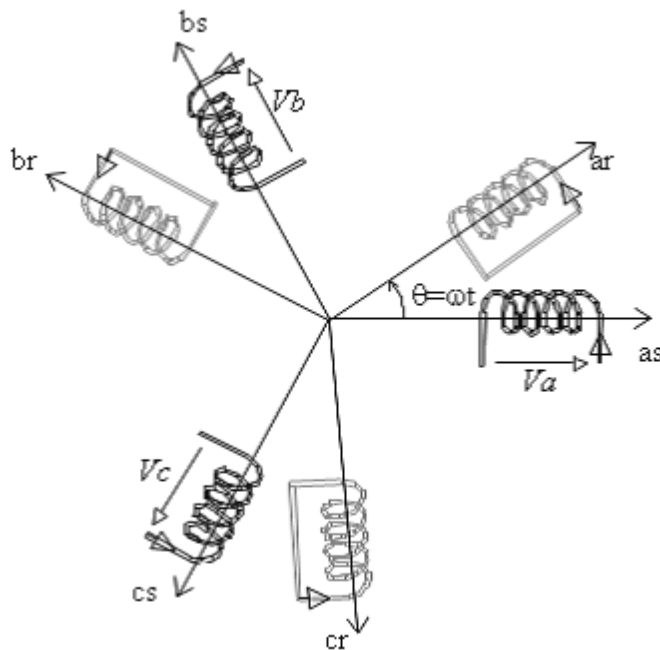


Figure.(I.1) : Modèle d'une machine asynchrone Triphasée

I.2.2. Hypothèses simplificatrices :

Dans ce travail nous supposons que :

- ✓ L'enroulement est réparti d'une façon ou on aura une f.m.m. sinusoïdale si on l'alimente par un courant sinusoïdal,
- ✓ On néglige tous les effets et les phénomènes : le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault, l'effet de peau et l'effet des encoches.

- ✓ On suppose aussi que toutes les inductances sont constantes.
- ✓ Entrefer constant.
- ✓ L'additivité des flux.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale de l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et les enroulements rotoriques en fonction de l'angle électrique.

A partir de ces hypothèses on peut distinguer trois types d'équations qui définissent précisément la MAS ce sont :

- ❖ Les équations électriques.
- ❖ Les équations magnétiques.
- ❖ Les équations mécaniques.

1.2.3.les équations électriques:

D'après la loi de Faraday on a :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \tag{I.1}$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \tag{I.2}$$

Ou bien d'une manière plus raccourcie :

A-au stator :

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

Ou pour bien détailler :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

La résistance statorique est la même pour les trois phases :

$$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc}$$

B- au rotor :

$$[V_{rabc}] = R_r [I_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt}$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

De la même façon : $R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$

- $[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t$
- $[V_{rabc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$
- $[I_{sabc}] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t$
- $[I_{rabc}] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$

1.2.4. Les équations magnétiques :

A- au stator :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{I.5})$$

- Cette équation est l'écriture raccourcie de :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

B- au rotor :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{sr}][I_{sabc}] \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

N.B:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

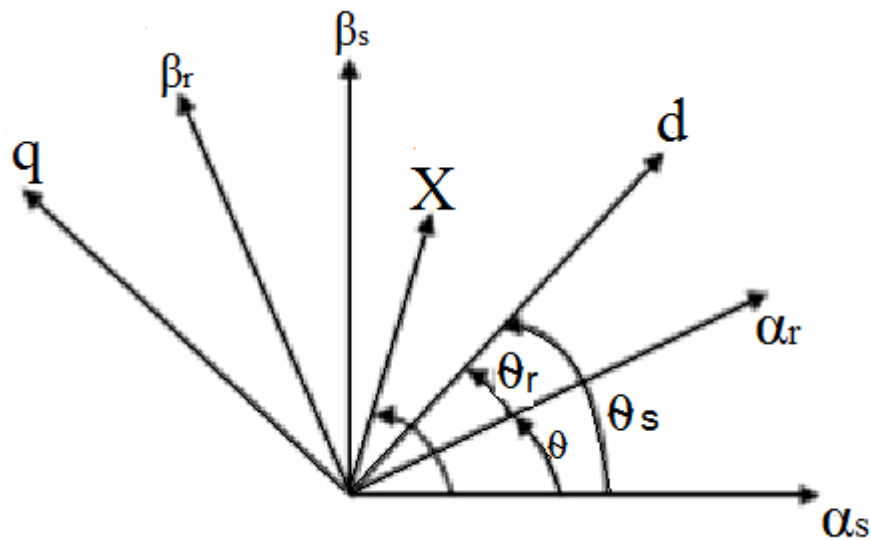
La résolution analytique du système d'équations (I.3) et (I.4) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

1.2.5. L'équation mécanique :

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

1.3. Transformation biphasé triphasé (T.de PARK) :

La transformation de PARK est basée sur une transformation triphasée-biphasée qui permet de passer d'un repère à trois axes soit disant (a, b, c) à un repère (α , β) qui est toujours fixe par rapport à (a, b, c), puis vers le repère (d, q) qui est mobile.



-Figure.(I.2) : Transformée de PARK.

- θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.
- θ_s : angle de rotation de (dq) par rapport au stator.
- θ_r : angle de rotation de (dq) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation : $\theta_s = \theta + \theta_r$

La transformation triphasé-diphasé est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

-De la même façon pour passer du biphasé au triphasé :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

-Remarque : Dans la matrice $P(\theta)$ l'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques.

-Les grandeurs statoriques sont transformées:

$$[X_{\alpha\beta s}] = P(\theta_s) [X_{dq s}] \quad (\text{I.12})$$

-Pour les grandeurs rotoriques :

$$[X_{\alpha\beta r}] = P(\theta_r) [X_{dq r}] \quad (\text{I.13})$$

1.3.1. Modèle d'état d'une MAS :

Ainsi, pour le cas du référentiel synchronisme, qui semble le plus utilisé nous avons le modèle qui suit après séparation des parties réelles et imaginaires.

Equations de tension :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Equations de flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M_s I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M_s I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_r I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

On peut écrire l'expression du couple électromagnétique d'une forme générale dérivée du bilan de puissance:

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I.16})$$

I.3.2. le modèle d'état et choix du référentiel :

A-par rapport au champ tournant (d ,q) :

Le choix de ce référentiel permet d'avoir des valeurs constantes en régime permanent

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_t}{\delta L_s} & \omega_s & \frac{M}{\delta L_s L_r T_r} & \frac{M}{\delta L_s L_r} \omega_r \\ -\omega_s & \frac{-R_t}{\delta L_s} & \frac{M}{\delta L_s L_r} \omega_r & \frac{M}{\delta L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Avec:

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion de la machine

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: constante du temps des courants statoriques

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante du temps des courants rotoriques

B- le référentiel lié au stator :

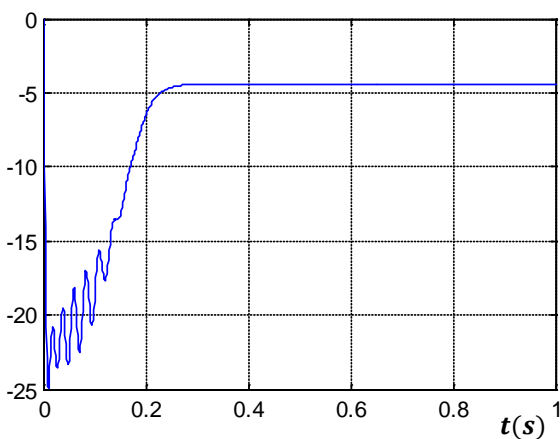
$$\begin{aligned}
 \mathbf{X} &= \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} & \mathbf{U} &= \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} & \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.18}
 \end{aligned}$$

-Résultats de simulation:

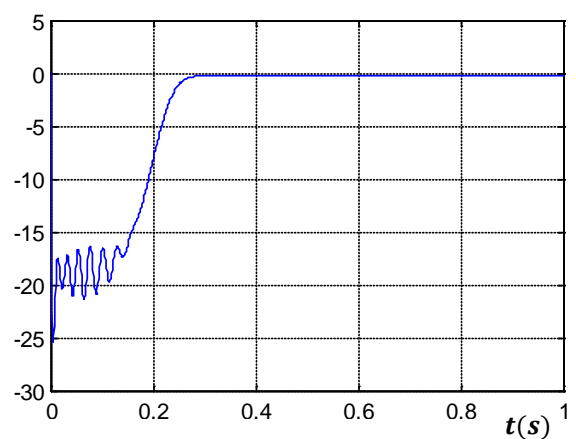
On a alimenté notre machine directement par le réseau dans plusieurs essais et on a obtenu ces résultats :

A- Le cas de démarrage à vide :

le courant I_{sd} (A)



le courant I_{sq} (A)



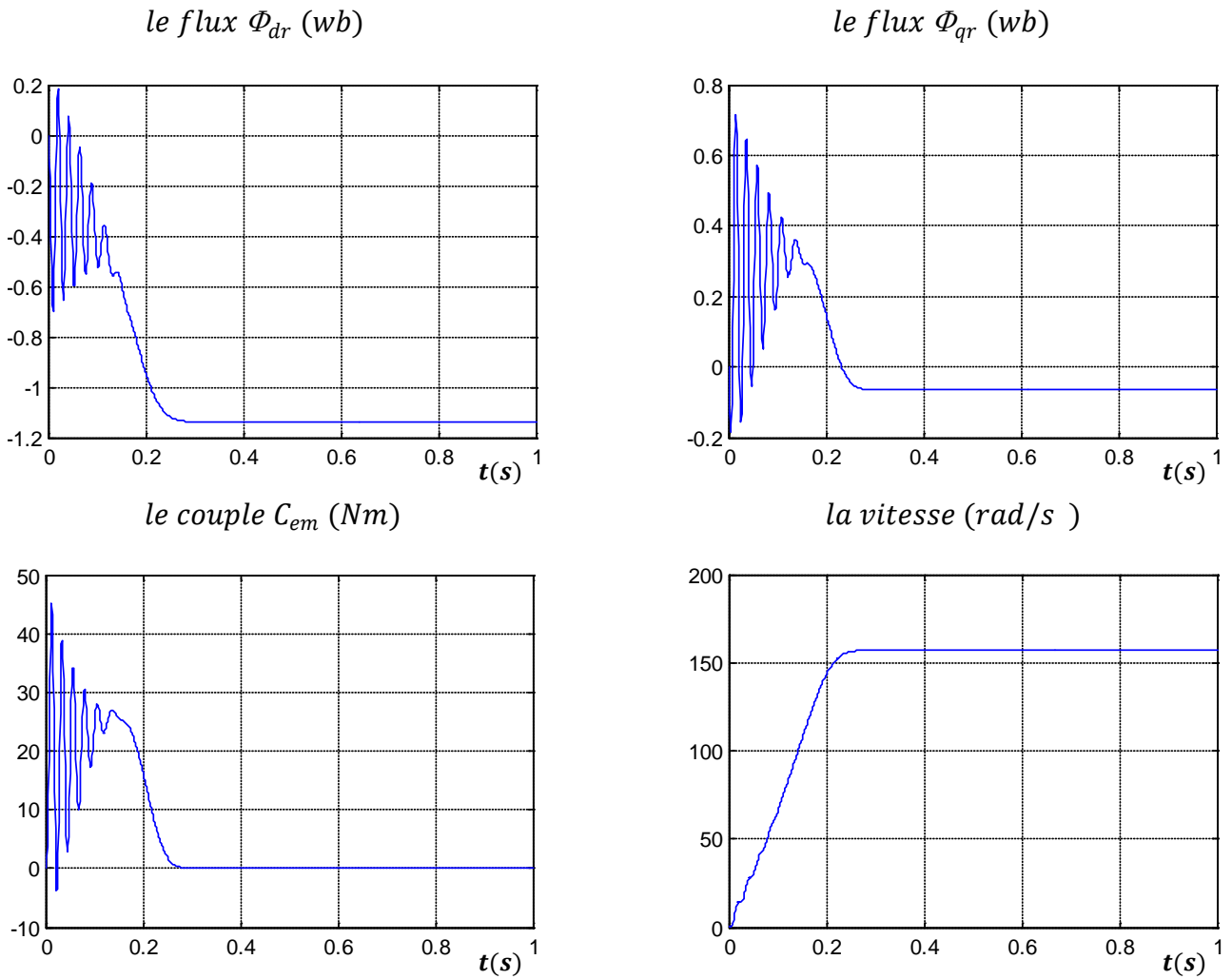
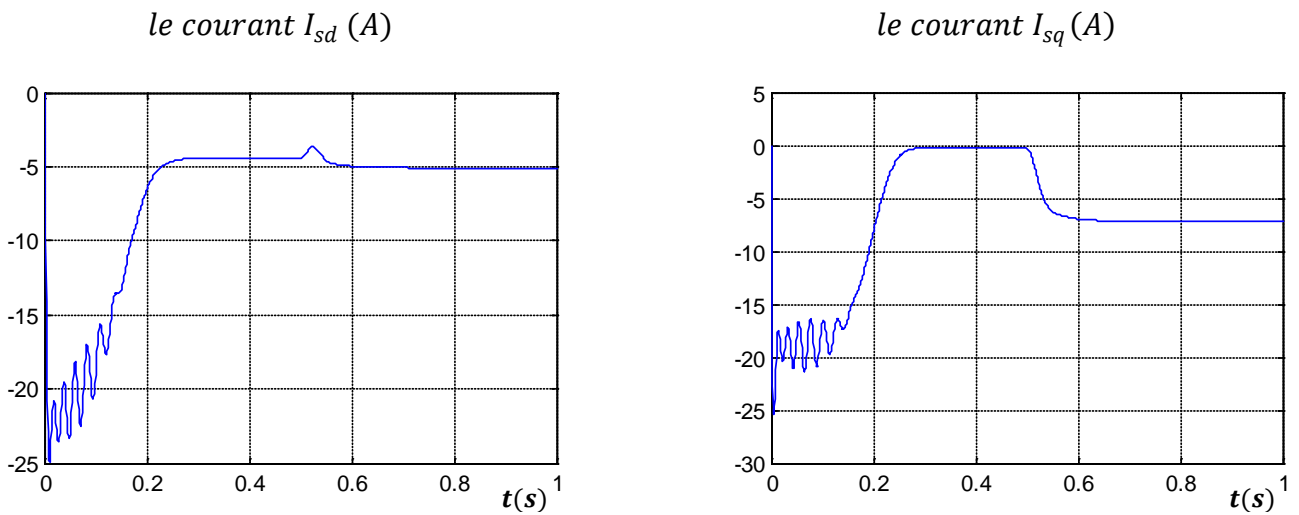


Figure. (I.3) : Démarrage de la MAS à vide

B- Le cas du démarrage en charge :



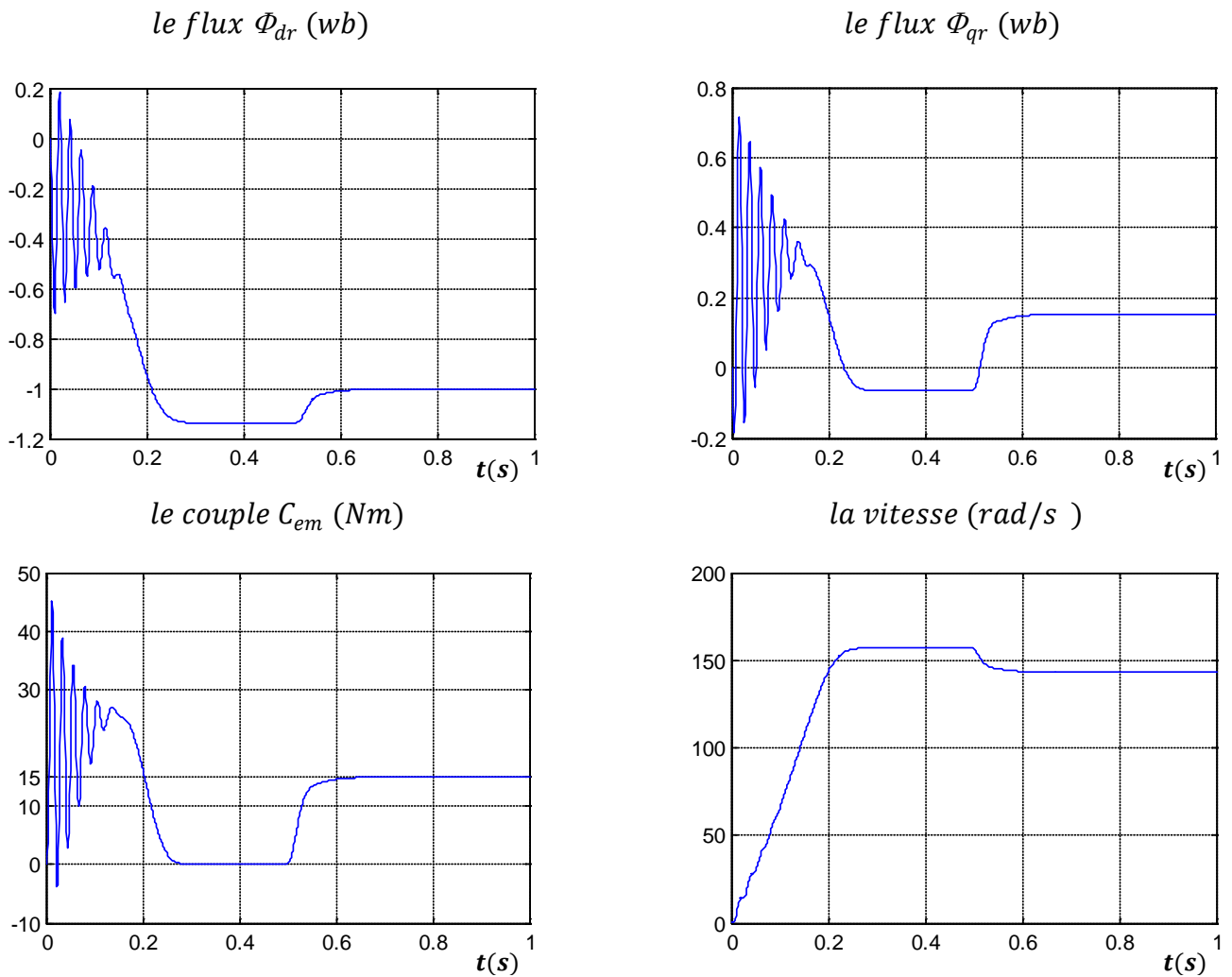


Figure. (I.4) : démarrage de la machine à vide puis application d'une charge ($C_r=15$ N.m).

C -le cas de l'inversement du sens de marche:

Dans ce cas là on change le sens de rotation par l'inversement des pôles, et cet inversement doit être accompagné par un changement de signe de la vitesse ω_s , cela peut signifier que notre repère tourne dans l'autre sens et permet d'obtenir les résultats suivants :

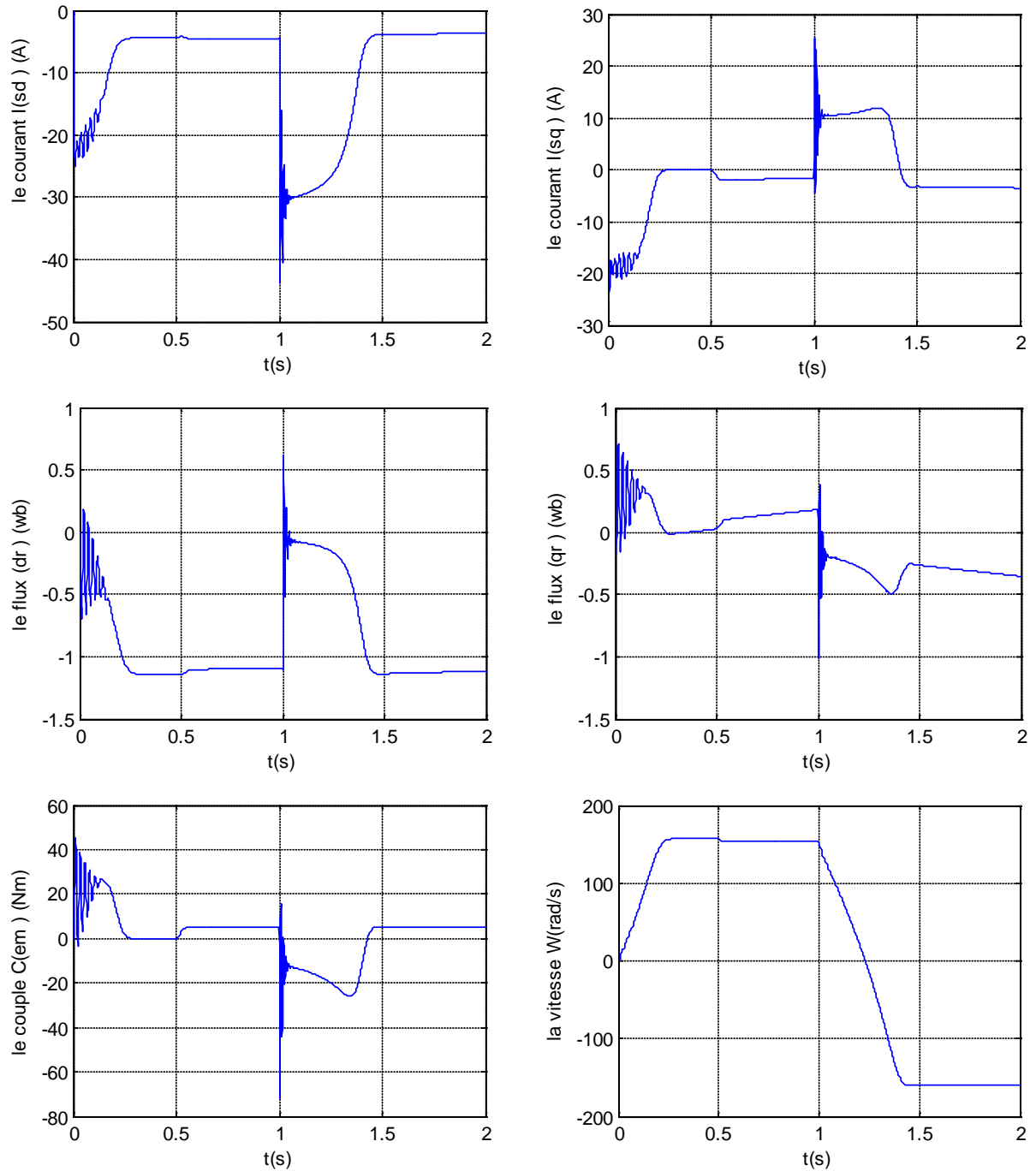


Figure. (I.5): le cas de démarrage en inversant le sens de rotation

I.4. Alimentation de la MAS par un convertisseur statique:

Dans cette partie on va alimenter notre machine par l'association d'un redresseur, un filtre(RC) et un onduleur à deux niveaux classique (figure (I.6)).

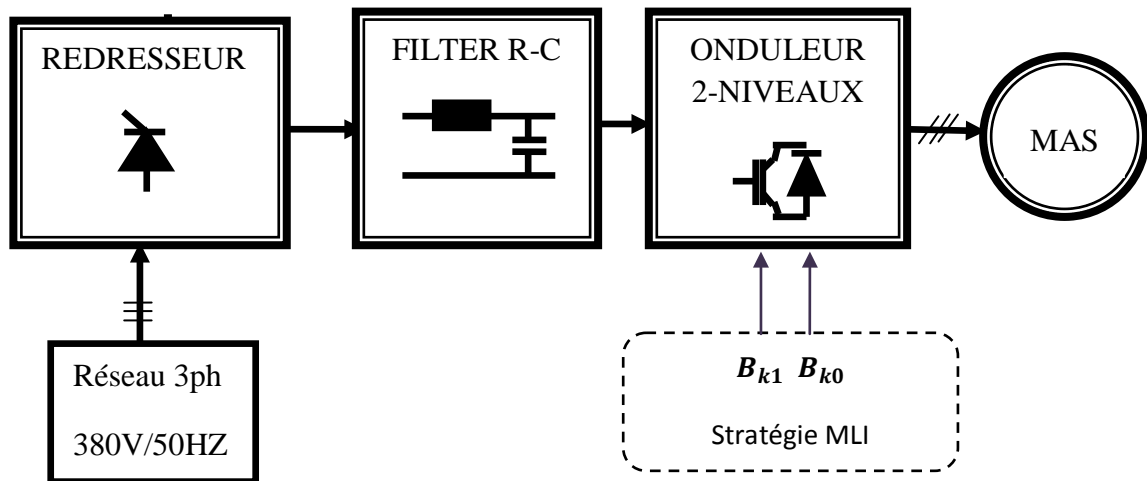


Figure. (I.6): Schéma de l'association alimentation-machine

I.4.1. Modélisation du redresseur :

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées (schéma de la figure I.7).

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également, il ne vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieure à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j) ; j=1, 2, 3$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes : D_i conduit si $V_i = \text{Max}(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2, 3$
 D'_i conduit si $V_i = \text{Min}(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2, 3$ pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur : $U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j=1,2,3$

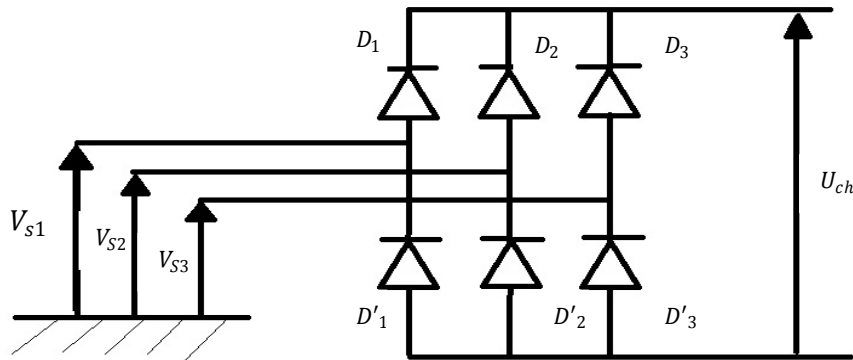


Figure. (I.7): Redresseur à diodes pont de Graetz

Ainsi on présente sur la figure (I.8) le résultat de la simulation.

la tension V_{ch} (V)

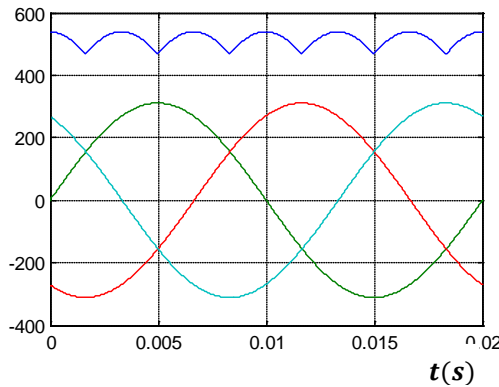


Figure. (I.8): tension redressée

I.4.2. Modélisation du filtre :

Pour filtrer la tension délivrée par le pont redresseur, on utilise un filtre R-C.

-Calcul des paramètres du filtre :

La fonction de transfert est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1+RC.P} \quad (\text{I.19})$$

La pulsation correspond de coupure est :

$$\bullet \quad \omega_c = \frac{1}{RC} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{I.20})$$

Pour filtrer la tension U_f il faut que : $\omega_c < 2\pi f$ ou f est la fréquence signal à filtrer. On choisit les paramètres suivants : $RC=0.01$, pour cela : $R_f= 1K\Omega$, $C_f= 10\mu F$. le résultat de simulation est donné par la figure (I.9).

la tension V_f (V)

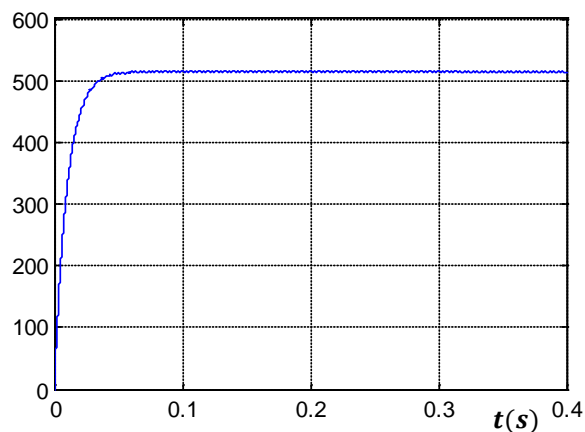


Figure. (I.9) : tension filtrée

I.4.3. Modélisation de l'onduleur deux niveaux :

L'onduleur triphasés à deux niveaux, se compose de trois bras et une source de tension continue, chaque bras est formé de deux interrupteurs en série, chaque interrupteur comporte un transistor et une diode montée en tête bêche, la figure(I.10) donne une représentation schématique de cette onduleur.

I.4.4. Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur deux niveaux :

Pour réduire la complexité de l'onduleur, on présente chaque paire transistor-diode (T_{ks}, D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}), et grâce à la symétrie de sa structure, on procède l'étude sur un seul bras figure(I.11).

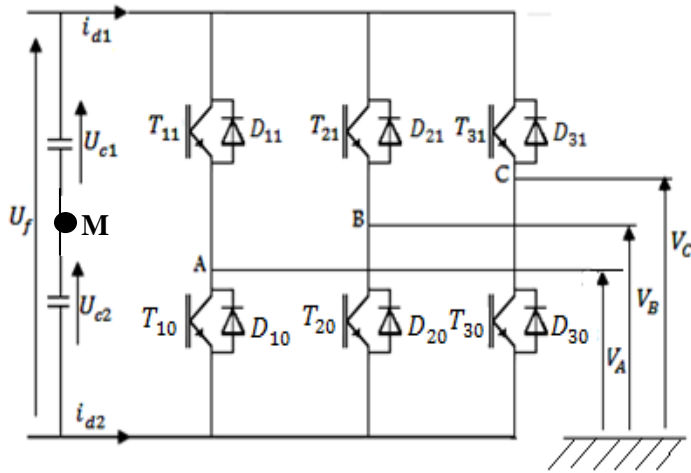


Figure. (I.10) Représentation schématique d'un onduleur de tension deux niveaux

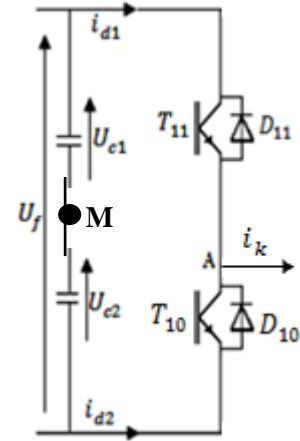


Figure. (I.11) Représentation schématique d'un seul bras d'onduleur de tension deux niveaux

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux totalement commandable, on définit la commande complémentaire suivante (avec B_{k0} : base du transistor inférieure, B_{k1} : base du transistor inférieure):

$$B_{k0} = \overline{B_{k1}} \tag{I.21}$$

I.4.3.2 fonction de connexion :

La fonction de connexion des interrupteurs décrit son état ouvert ou fermé :

$$F_{ki} = \begin{cases} 0, & \text{ouvert} \\ 1, & \text{fermé} \end{cases} \tag{I.22}$$

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes de deux interrupteurs d'un bras d'onduleur doivent être complémentaires c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \tag{I.23}$$

Les potentielles des nœuds A,B,C de l'onduleur triphasés à deux niveaux par-rapport au point milieu imaginaire M sont données par les tensions suivantes [2]

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} U_f \\ V_{BM} = F_{21} U_f \\ V_{CM} = F_{31} U_f \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Les différentes tensions composées de cet onduleur s'expriment au moyen des fonctions de connexion suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21})U_f \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31})U_f \\ U_{CB} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11})U_f \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{CA}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Les équations (I.25) et (I.26) permettent d'exprimer les tensions de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \cdot U_f \quad (\text{I.27})$$

Résultat de simulation :

On présente sur la figure (I.12) le résultat de simulation pur un indice de modulation $m=48$ et un

Coefficient de réglage $r=0.8$

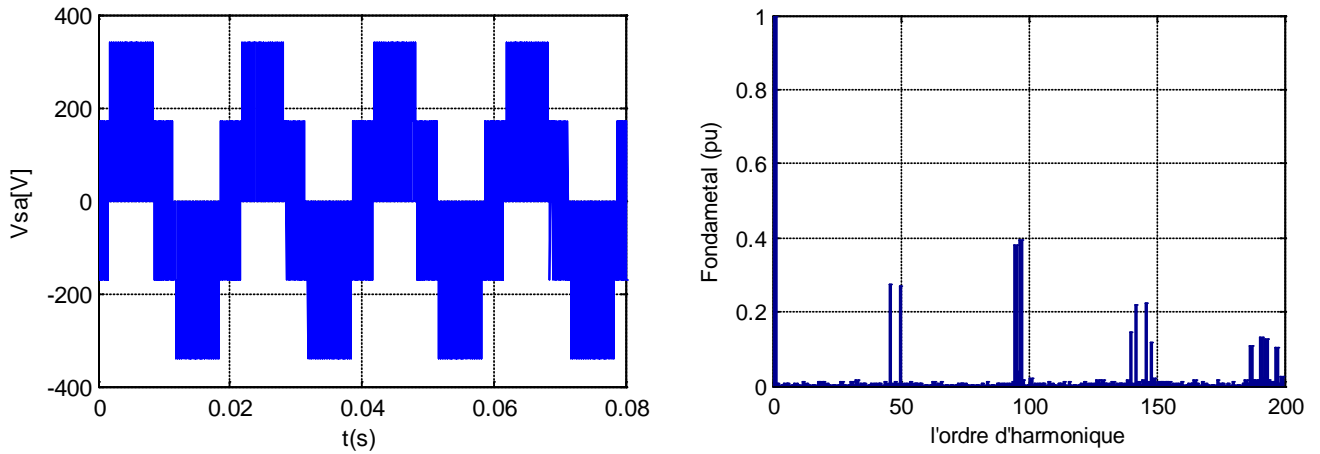
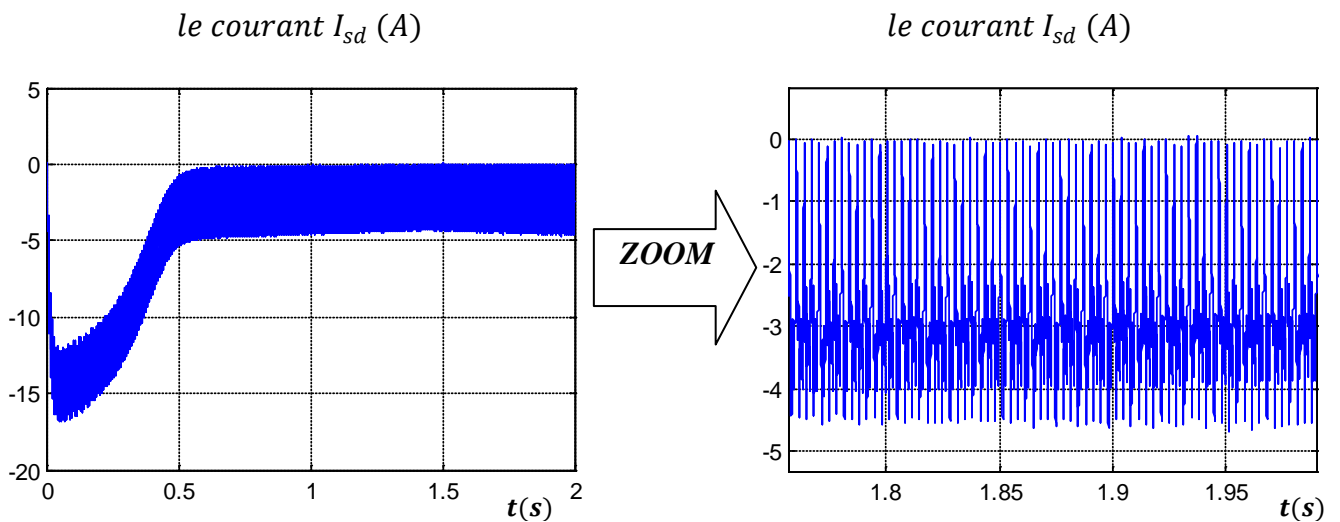


Figure. (I.12) : Représentation de la tension simple $V_{SA}(t)$ d'un onduleur deux niveaux

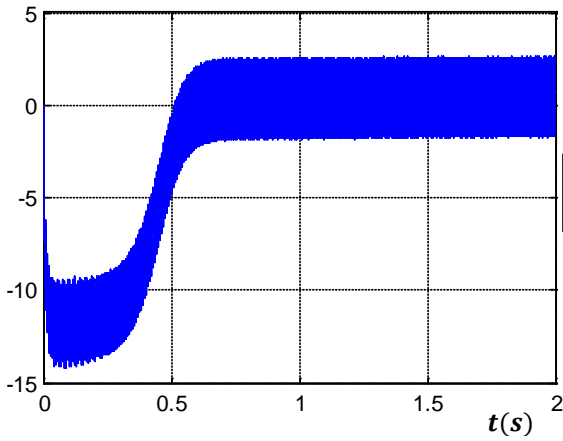
Et son spectre d'harmonique avec $m=48$

Résultat de simulation de l'association redresseur-filtre-onduleur deux niveaux:

On présente sur la figure (I.14) les résultats de simulation pour un démarrage à vide.

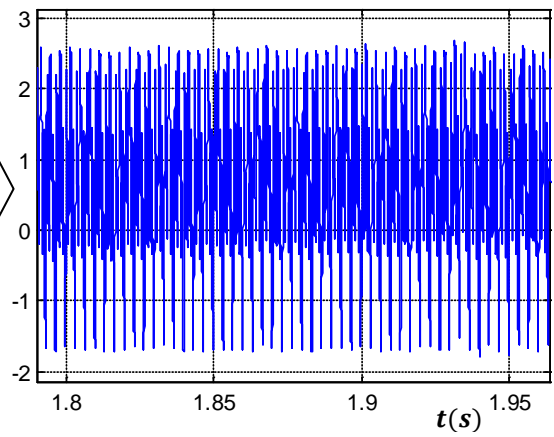


le courant I_{sq} (A)

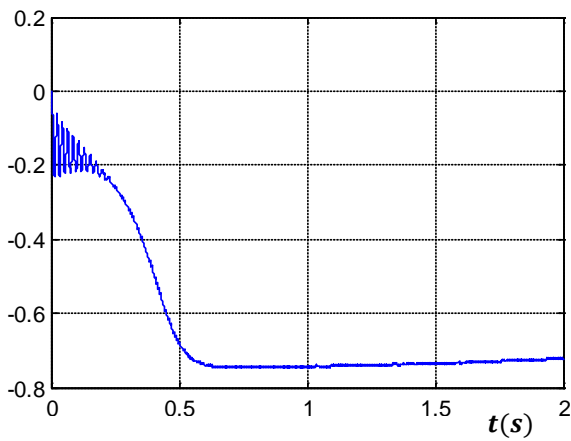


ZOOM

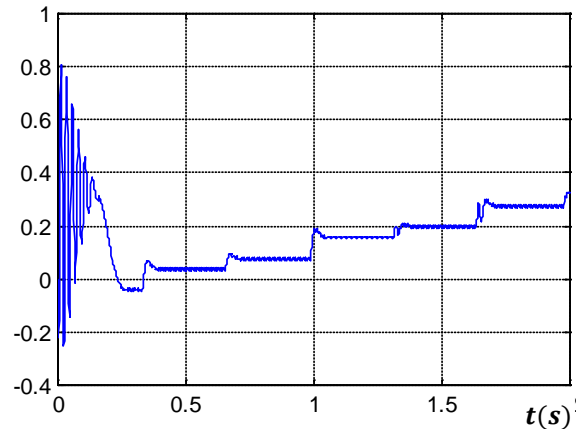
le courant I_{sq} (A)



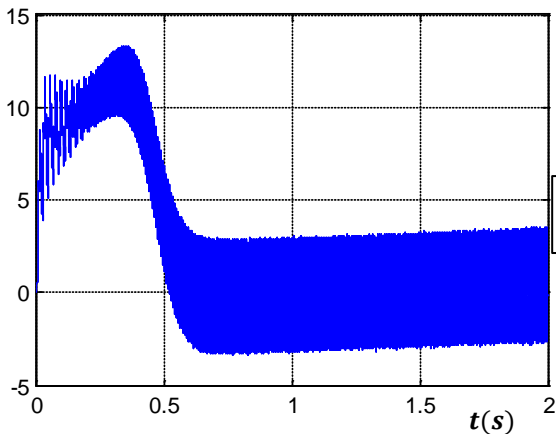
le flux Φ_{dr} (wb)



le flux Φ_{qr} (wb)

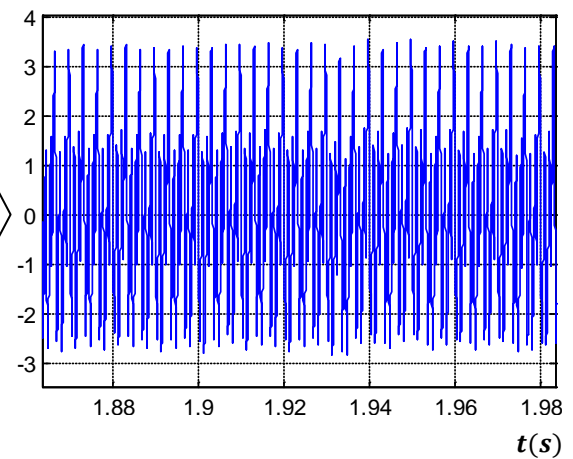


le couple C_{em} (Nm)



ZOOM

le couple C_{em} (Nm)



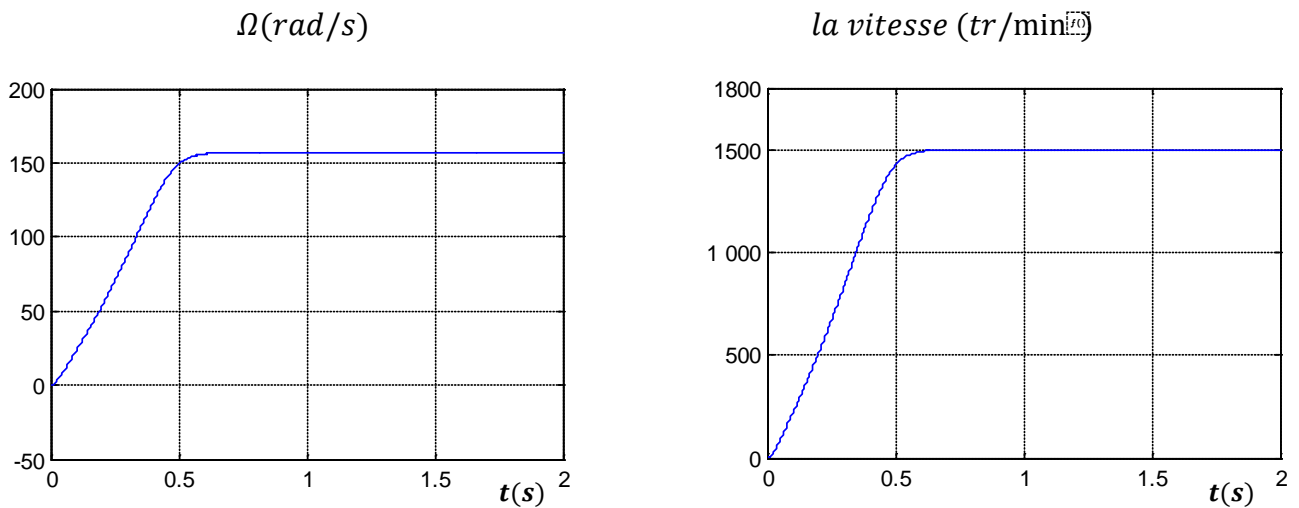


Figure. (I.13): Démarrage de la MAS à partir d'un redresseur-filtre-onduleur

1.4.4. Interprétation des résultats :

Les figures précédentes présentent le démarrage de la machine asynchrone pour différents régimes de fonctionnement : à vide, en charge et avec inversion du sens de marche pour deux cas d'alimentation : directement du réseau et par un onduleur deux niveaux. La comparaison de ces résultats pour les deux types d'alimentation montre la différence des deux formes du couple, lorsque la machine est alimentée par un onduleur le couple présente plus d'ondulation à cause de la nature d'alimentation qui est riche en harmoniques. Les allures des composantes du flux, du courant et de la vitesse sont semblables à celles que nous avons obtenu avec l'alimentation à partir du réseau électrique.

1.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée par une machine biphasée équivalente à l'aide d'une transformation permettant le passage d'un repère triphasé à un repère biphasé. Cette modélisation nous a montré qu'il y a un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. L'utilisation d'un onduleur de tension à deux niveaux permet de varier la vitesse de rotation de la machine asynchrone malgré que la tension délivrée est riche en harmonique. Pour cela on fait appel à une structure multi-niveaux.

II.1. Introduction

La grande majorité des applications d'entraînement par moteur électrique ne nécessite pas de réglage ou de maintien du couple, de la vitesse, de l'accélération ou d'autres grandeurs caractéristiques. Il n'est donc pas utile de mettre en œuvre des moyens de réglage de ces grandeurs. Un simple dispositif de démarrage peut s'avérer indispensable dans certains cas. La machine universelle pour les faibles puissances en alimentation monophasée et la machine asynchrone à cage sont les plus couramment utilisées pour une alimentation directe sur le réseau. Le point de fonctionnement statique dépend donc exclusivement des caractéristiques du réseau, de la machine, et de la charge entraînée. Bien entendu toute variation des caractéristiques de la machine, de la charge et du réseau d'alimentation se traduira par un déplacement du point de fonctionnement. Les accélérations et les décélérations dépendent, elles aussi, exclusivement des caractéristiques de la machine, de la charge et du réseau d'alimentation sans possibilité de réglage.

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue, 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 courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandable, puissant robuste et rapide, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modalisation de largeur d'impulsion. [3] [4]

Dans l'application de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présente un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur.

Ce chapitre présentera le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec une évaluation par simulation numérique des performances de ce type de l'onduleur associé avec une machine asynchrone.

II.2. La structure d'un onduleur de tension à trois niveaux :

Pour l'onduleur à trois niveaux, la condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques) mais uniquement des commandes des transistors (commande externe).

La figure. (II -1) représente la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. La source de tension continue U_f est constituée par l'association en série de deux groupes de condensateurs de filtrage délivrant un potentiel intermédiaire à demi tension ($E=U_f/2$).

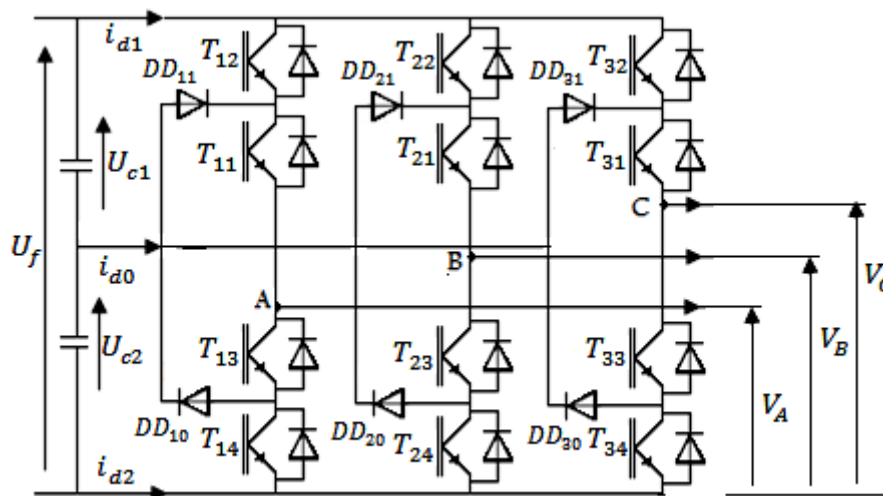


Fig. (II. 1) : structure d'un onduleur trois niveaux.

II.3.Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension trois niveaux :

La structure d'un onduleur de tension NPC 3-niveaux consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur U_f . La source de tension est constituée de deux condensateurs de filtrage délivrant un potentiel à demi-tension. Chaque demi-pont est composé de deux IGBT en série avec un point commun relié par une diode au milieu de la source. Comme pour la structure à deux niveaux, des diodes antiparallèles sur les transistors assurent la circulation des courants pendant la phase de roue libre. Cet onduleur permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue d'une structure classique d'onduleur à deux niveaux. Un autre avantage découle des structures multi-niveaux de tension et qui consiste à une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants.

II.4. La modulation de largeur d'impulsion :

La modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) consiste à générer par alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeur variable. Elle permet ainsi, d'obtenir une fondamentale de tension variable en amplitude et en fréquence. Par conséquent, d'envisager la commande de machines alternatives par les grandeurs satoriques (V_s, f_s).

II.5. La technique traingulo-sinusoidale :

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe, et de fréquence f_p nettement supérieure appelée porteuse, aux trois signaux sinusoïdaux ($V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$) d'amplitude variable et de fréquence f_{ref} , appelée références. L'intersection de ces deux signaux (f_p, V_{ref}) donne les instants de commutation des interrupteurs, le schéma de la figure (II.2) illustre cette technique. [5][6].

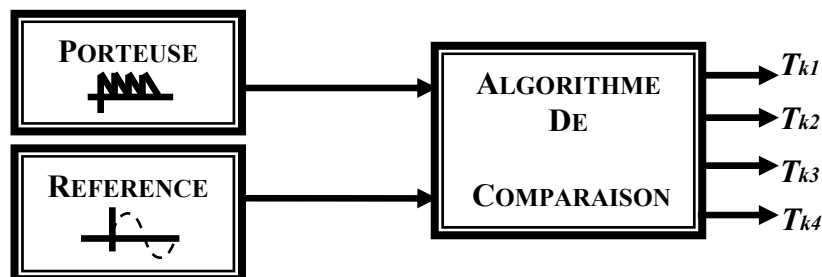


Figure. (II.2) : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale

Cette technique se caractérise par deux paramètres :

- L'indice de modulation (m), est défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse f_p à celle de la référence f_{ref}
- Le coefficient de réglage en tension (r) est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence (V_{refm}) à celle de la porteuse (V_{pm}).

II.6. Modélisation d'un bras de l'onduleur :

L'onduleur à trois niveaux a une structure symétrique, grâce à cette dernière, on procède par bras (Figure (II.3)), ainsi, on définit en première lieu un modèle globale d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet :

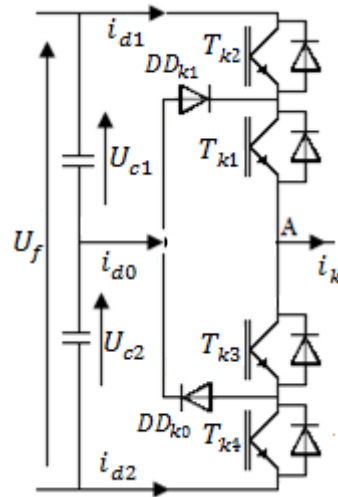


Figure. (II.3) : Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux

II.6.1 Commande complémentaire :

Pour éviter le court-circuit des sources de tentions par conduction de plusieurs intercepteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire [7] .

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (II.1)$$

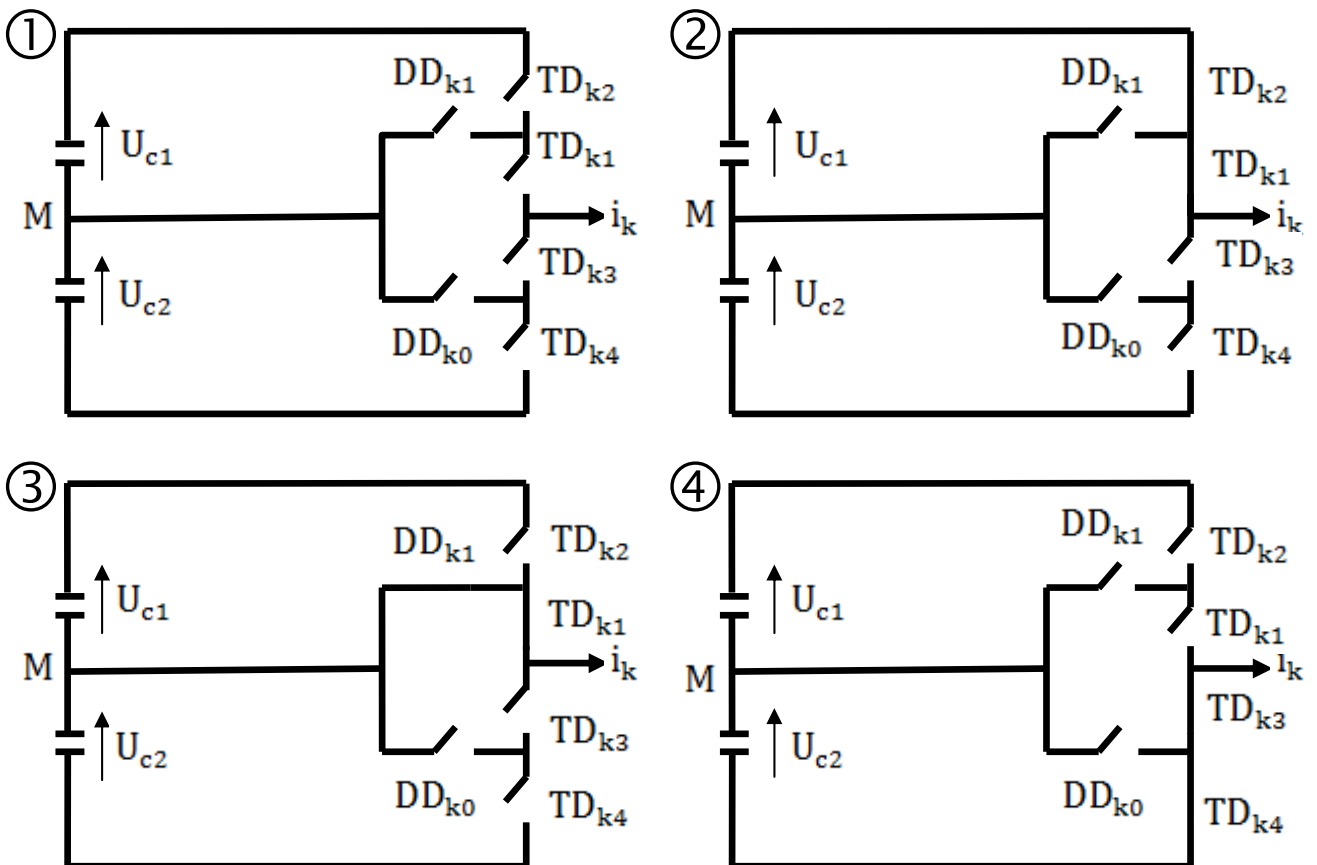
Avec B_{ks} la commande du transistor T_{ks} du bras k

II.6.2 Les différentes configurations d'un bras :

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux permet sa modélisation par bras, et afin de faciliter l'étude on remplace chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel encourant.

$$TD_{ki} = \begin{cases} 0, & \text{ouvert} \\ 1, & \text{fermé} \end{cases}$$

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier [8]



$j=1$: Le demi-bras du haut (la partie F_{k1}, F_{k2}).

$$D'o\grave{u} \quad \begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (II.3)$$

II.6.4 Modélisation aux valeurs instantanées :

Les potentiels des nœuds **A**, **B**, **C** de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par-rapport au point **M** de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant [10].

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{cases} F_{11}F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} \\ F_{21}F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} \\ F_{31}F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (II.4)$$

D'après le système (II.3) on aura

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \quad (II.5)$$

Et les tensions composées sont :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CM} - V_{AM} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Alors que :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \right\}$$

(II.7)

Pour passer aux tensions simples V_A V_B V_C on utilise les relations entre elles et les tensions composées U_{AB} U_{BC} U_{CA} :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \right\}$$

(II.8)

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U_c$ la relation (II.8) s'écrit comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_c$$

(II.9)

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d1} en fonction des courants de charge i_1 , i_2 et i_3 sont donnés par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d1} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases}$$

(II.10)

Dans les onduleurs de tension NPC à 3-niveaux, les signaux MLI de commande des douze transistors sont généralement générés par la comparaison d'un signal de référence par phase de forme sinusoïdale, de fréquence f_{ref} et avec un signal triangulaire de fréquence f_p très supérieur à f_{ref} .

Les tensions de référence, de l'onduleur triphasé, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré sont définies par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_{refm} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_{ref2} = V_{refm} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_{refm} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

(II.11)

II.7. Onduleur trois niveaux commandé par la stratégie à une porteuse :

L'algorithme de la commande pour les trois niveaux se résume pour un bras k comme suite :

$$\begin{cases} |V_{ref}| \leq U_p & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ \& \ B_{k2} = 0 \\ |V_{ref}| > U_p \ \& \ V_{ref} > 0 & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ \& \ B_{k2} = 1 \\ |V_{ref}| > U_p \ \& \ V_{ref} < 0 & \Rightarrow B_{k1} = 0 \ \& \ B_{k2} = 0 \end{cases}$$

(II.12)

La **figure (II.6)** montre le principe de la technique MLI sinusoïdale utilisée pour un onduleur triphasé NPC à 3-niveaux à une porteuse.

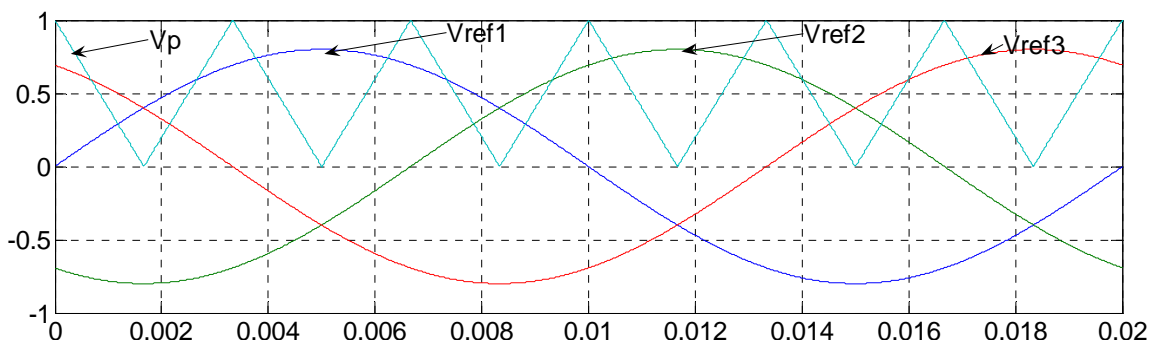
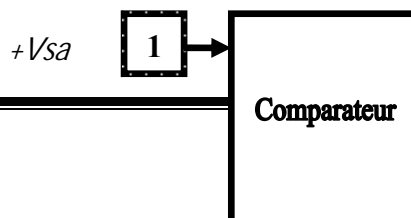


Figure. (II.5) : l'allure d'une porteuse avec les références pour $m=6, r=0.8$.



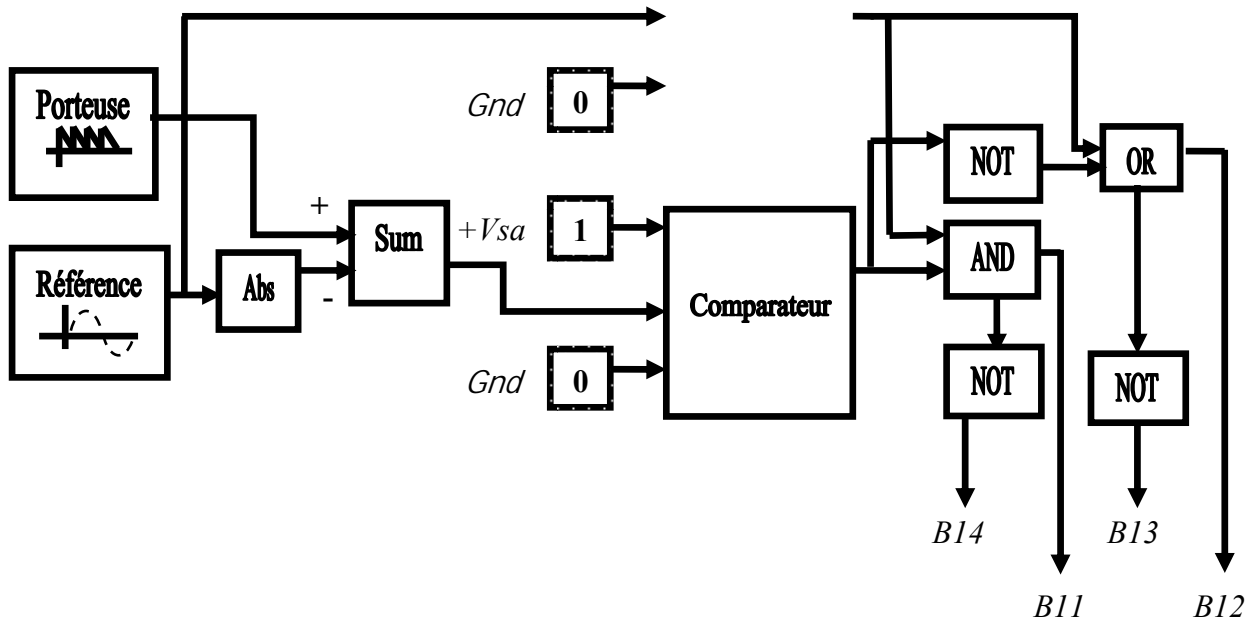


Figure. (II.6) : Organisation fonctionnelle de la simulation d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La figure (II.7) illustre la tension de sortie du premier bras de l'onduleur trois niveaux à une seule porteuse et son spectre d'harmonique pour deux indices de modulation $m=9$ et 48 , $r=0.8$, $uc=300V$.

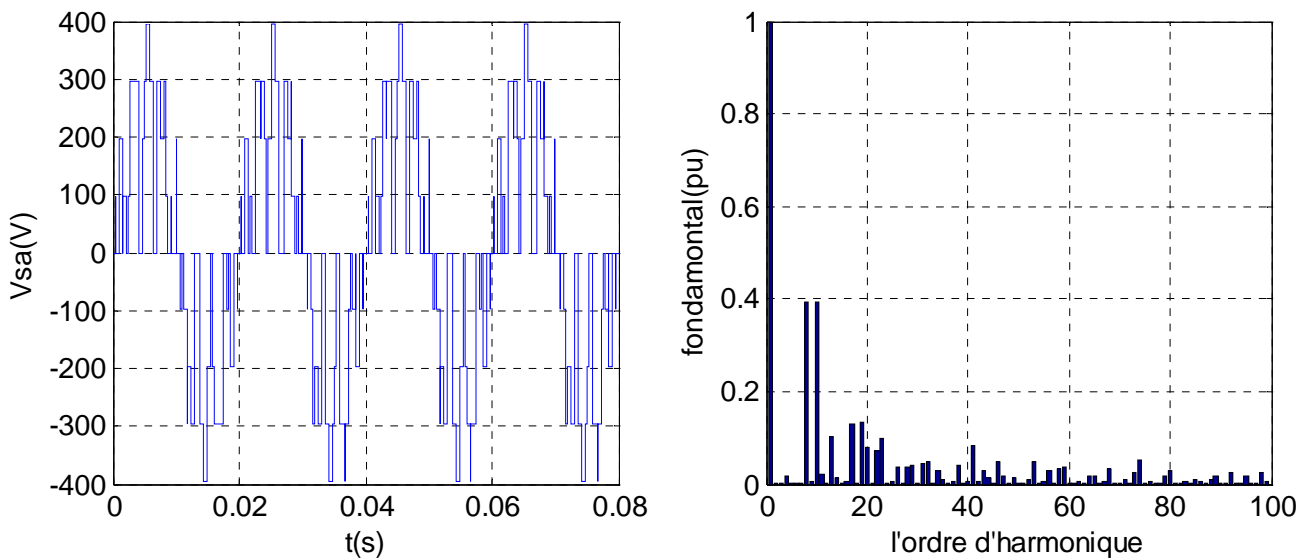


Figure. (II.7) : l'allure de la tension simple $Vsa(t)$ de l'onduleur trois niveaux à une porteuse et son spectre d'harmonique pour $m=9$.

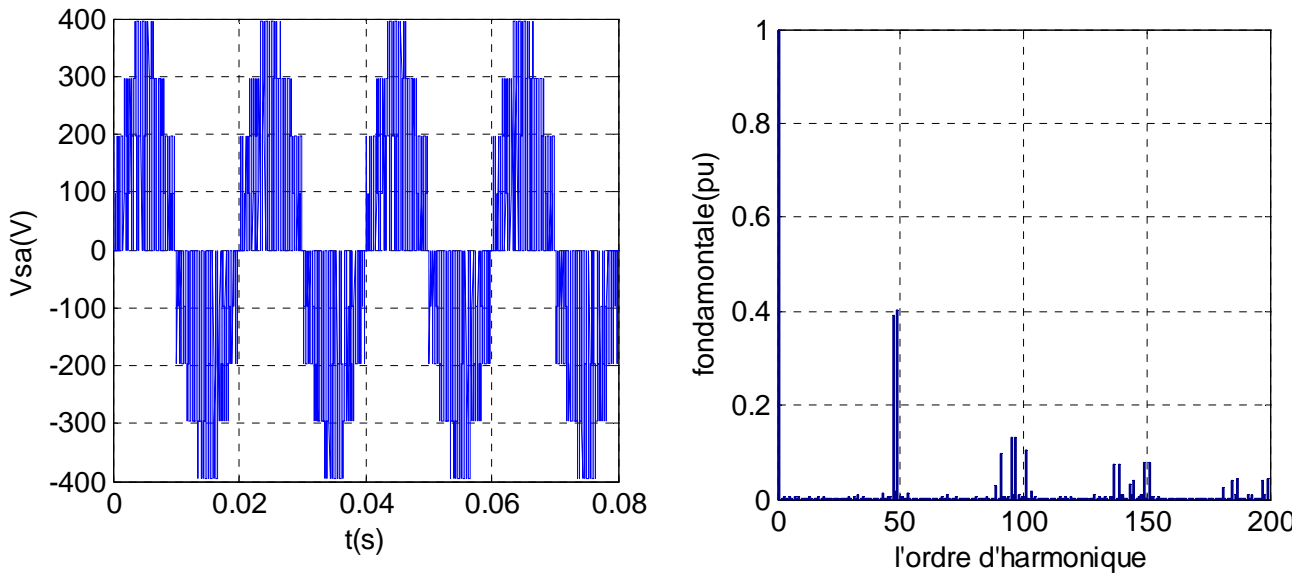


Figure. (II.8) : l'allure de la tension simple $V_{sa}(t)$ de l'onduleur trois niveaux à une porteuse et son spectre d'harmonique pour $m=48$.

II.8. Onduleur à trois niveaux commande par la stratégie à deux porteuses :

Pour les onduleurs à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques, déphasées d'une demi période de hachage ($\frac{1}{2} \cdot f_p$) l'une de l'autre, afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie (figure (II.9)):

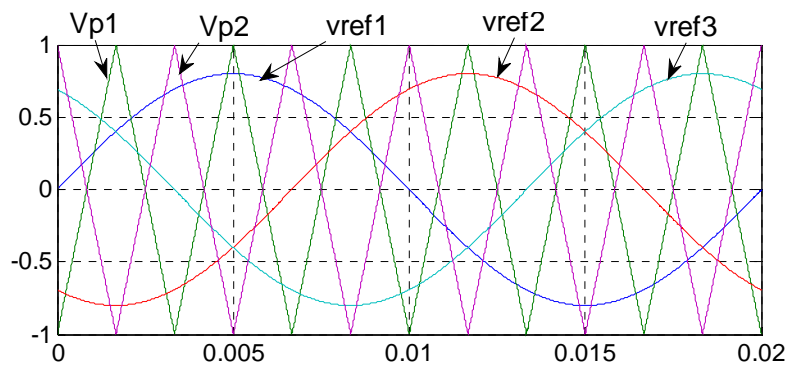


Figure. (II.9) : l'allure de deux porteuses avec les références pour $m=6, r=0.8$.

Le principe de cette stratégie pour un bras k peut être résumé dans deux étapes :

1^{er} étape : Détermination des signaux intermédiaires V_{k1} et V_{k0} :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq V_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_{c1} = \frac{U_f}{2} \\ V_{refk} < V_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad (II.13)$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq V_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < V_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_{c0} = -V_{k0} = U_f \end{cases} \quad (II.14)$$

2^{ème} étape : Détermination du signal de sortie V_{k2} et les ordres des commandes des interrupteurs.

$$\begin{cases} V_{k2} = U_{c1} = \frac{U_f}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1 \quad \& \quad B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -U_{c1} = -\frac{U_f}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0 \quad \& \quad B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 \quad \& \quad B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (II.15)$$

Avec

$$\begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (II.16)$$

Les figures (II.10) et (II.11) présentent la tension simple d'une phase avec son spectre d'harmoniques de l'onduleur trois niveaux à deux porteuses pour deux indices de modulation $m=9$ et 48.

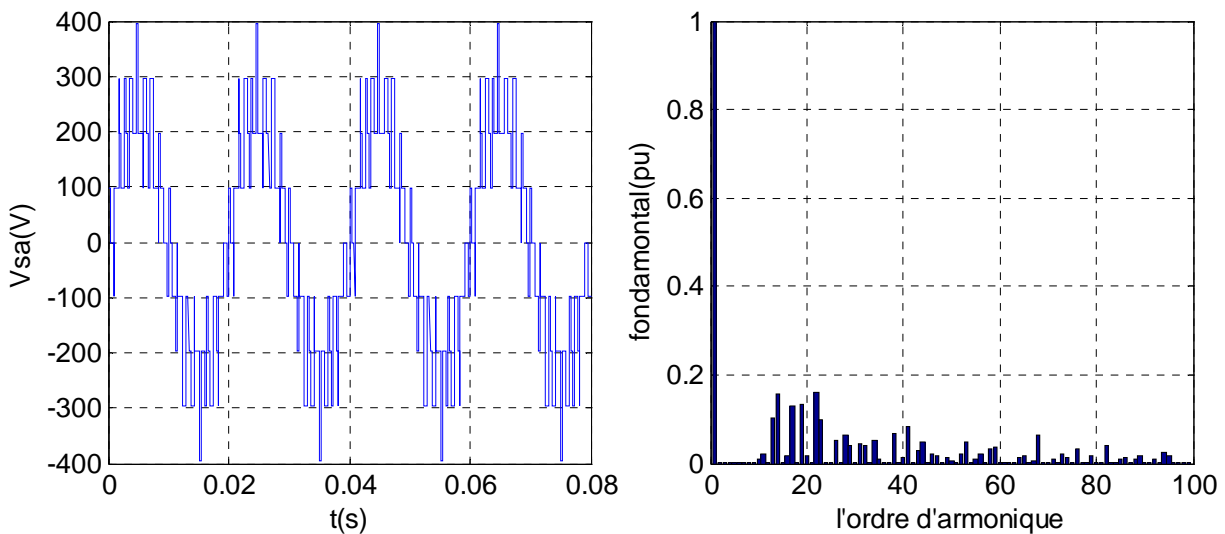


Figure. (II.10) : l'allure de la tension simple $V_{sa}(t)$ de l'onduleur trois niveaux à deux porteuses et son spectre d'harmonique pour $m=9$.

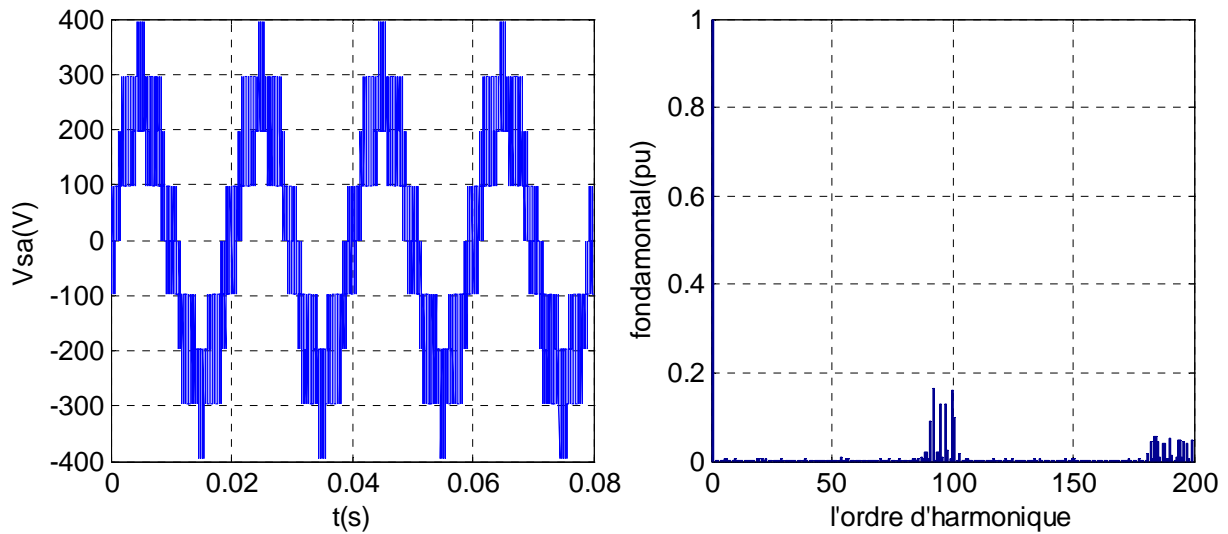


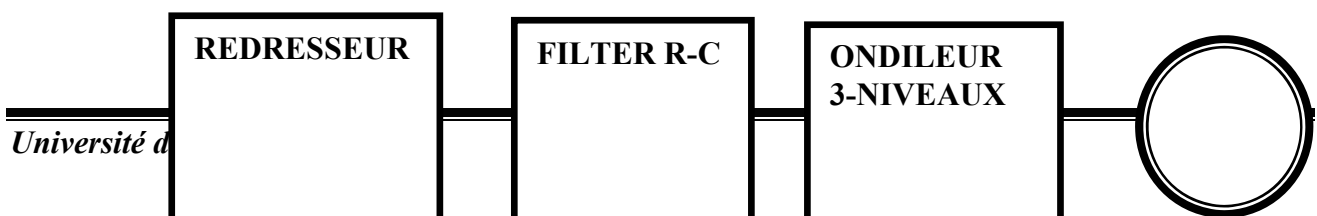
Figure. (II.11) : l'allure de la tension simple $V_{sa}(t)$ de l'onduleur trois niveaux à deux porteuses et son spectre d'harmonique pour $m=48$.

On remarque que :

- les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour de la fréquence $m \cdot f_r$ pour l'onduleur à une porteuse et $2 \cdot m \cdot f_r$ pour l'onduleur à deux porteuses.
- L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées ce qui facilite leur filtrage

II.9. Associations d'un onduleur trois niveaux avec la machine :

Pour faire fonctionner la machine asynchrone à vitesse variable, il existe deux modes d'alimentation : soit une alimentation en tension ou en courant, soit en tension avec courant imposé. Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose, au niveau de l'enroulement statorique, ou un courant de forme et d'amplitude donnée ou une tension de forme et d'amplitude donnée. Pour notre étude, nous avons opté pour une alimentation avec onduleur de tension, dont le schéma complet de principe de l'alimentation est donné par la figure (II.12) :



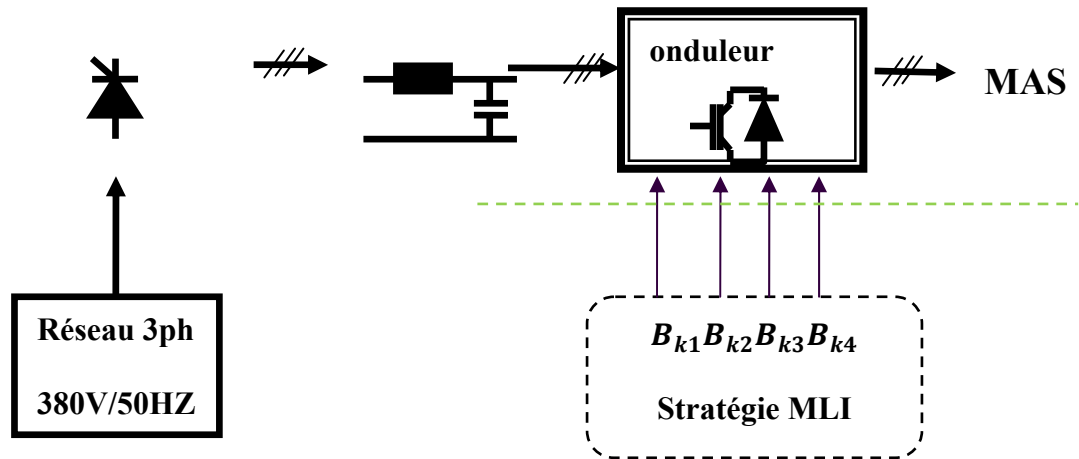


Figure. (II.12) : Schéma général du système variateur – MAS

Ce convertisseur statique fournit ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Ce convertisseur est composé d'un redresseur triphasé à diode (éventuellement à thyristors contrôlés), d'un filtre et d'un onduleur de tension comportant trois bras indépendants. Le filtre R-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone au réseau.

II.10. Résultat de simulation :

Dans cette simulation nous avons utilisé l'onduleur trois niveaux commandé en MLI à deux porteuses, avec un indice de modulation $m=48$, $r=0.8$. Le repère choisi pour la machine est lié au champ tournant, pour un fonctionnement à vide et en charge.

à vide :

$$i_{sd}(A)$$

$$i_{sa}(A)$$

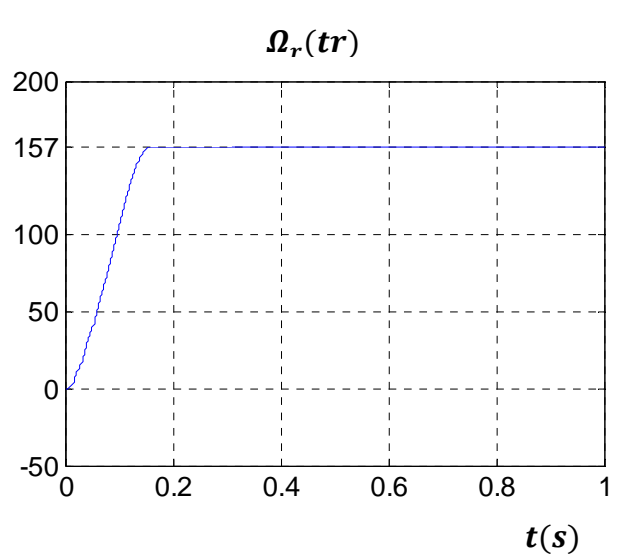
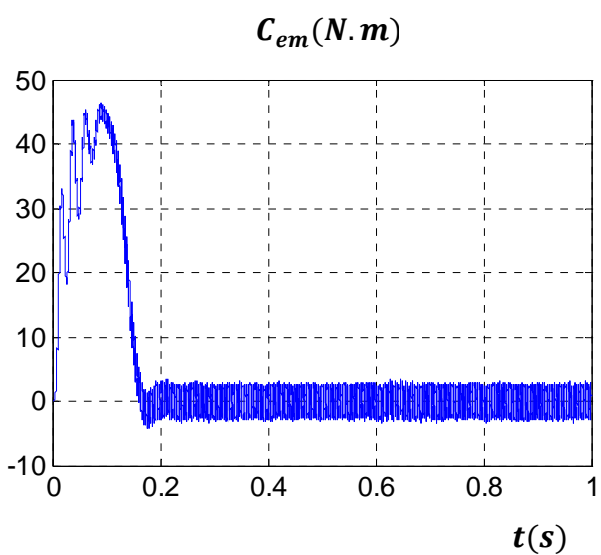
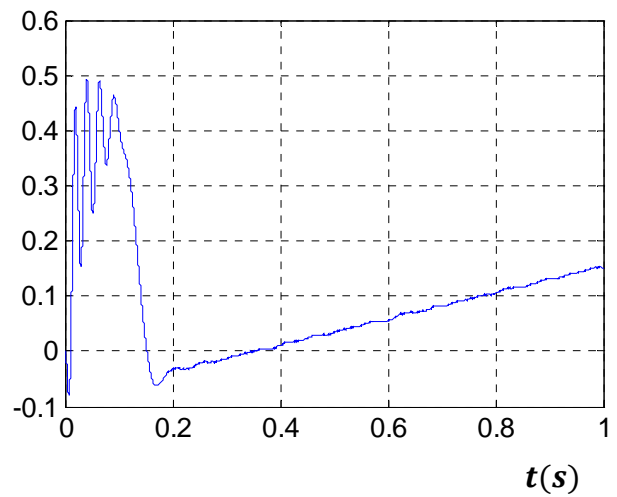
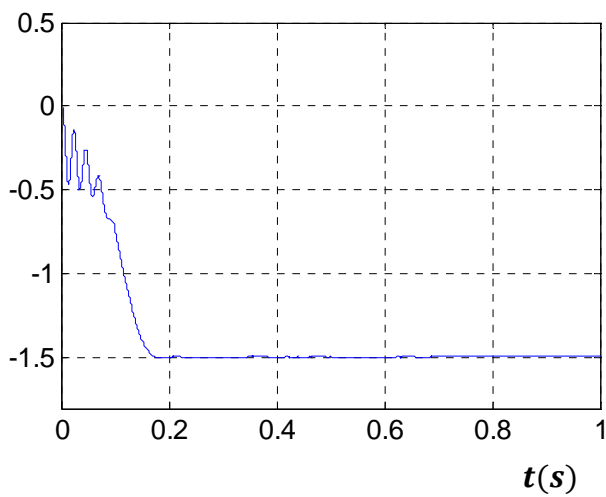
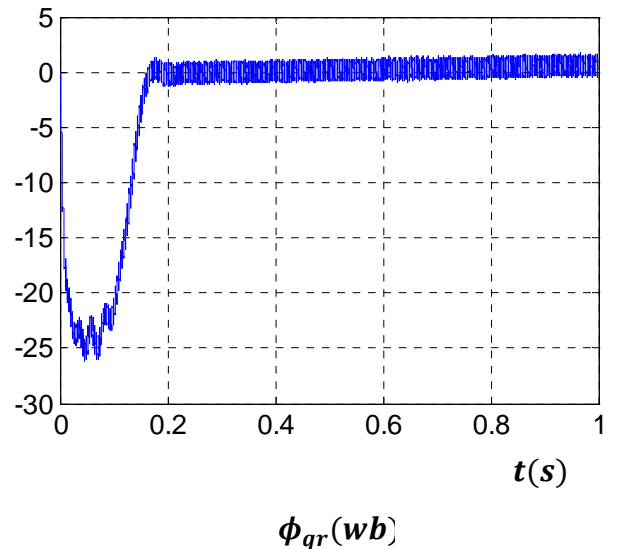
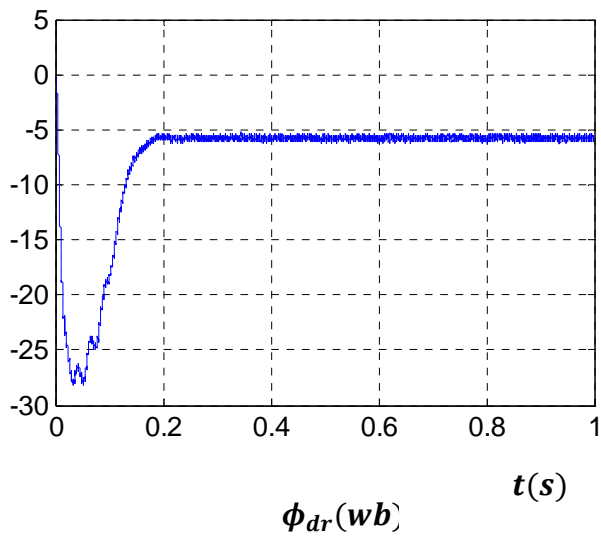
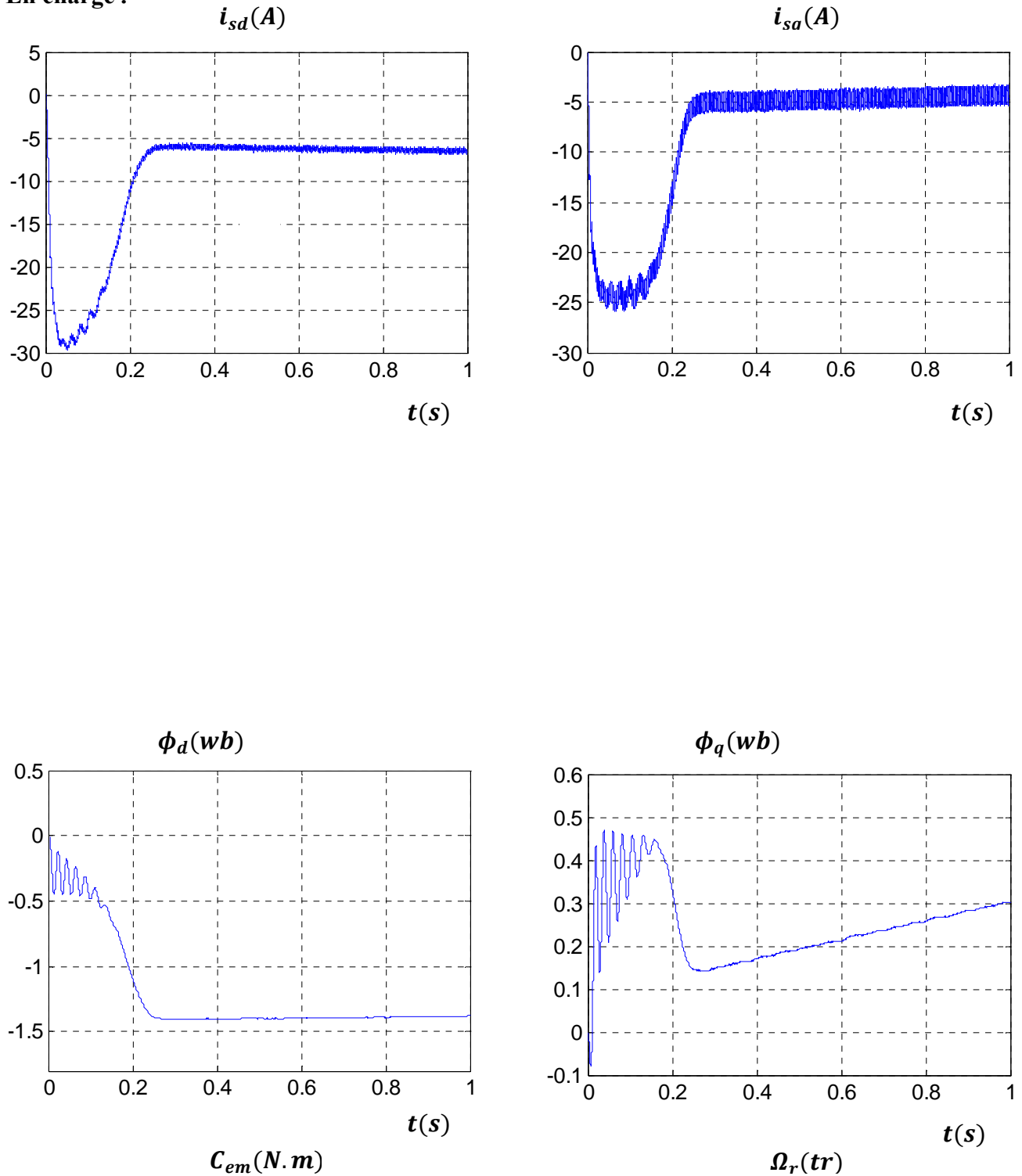


Figure. (II-13) : l'allure de $i_{sd}(t)$, $i_{sq}(t)$, $\phi_d(t)$, $\phi_q(t)$, $C_{em}(t)$, $\Omega_r(t)$ de la machine (marche à vide).

En charge :



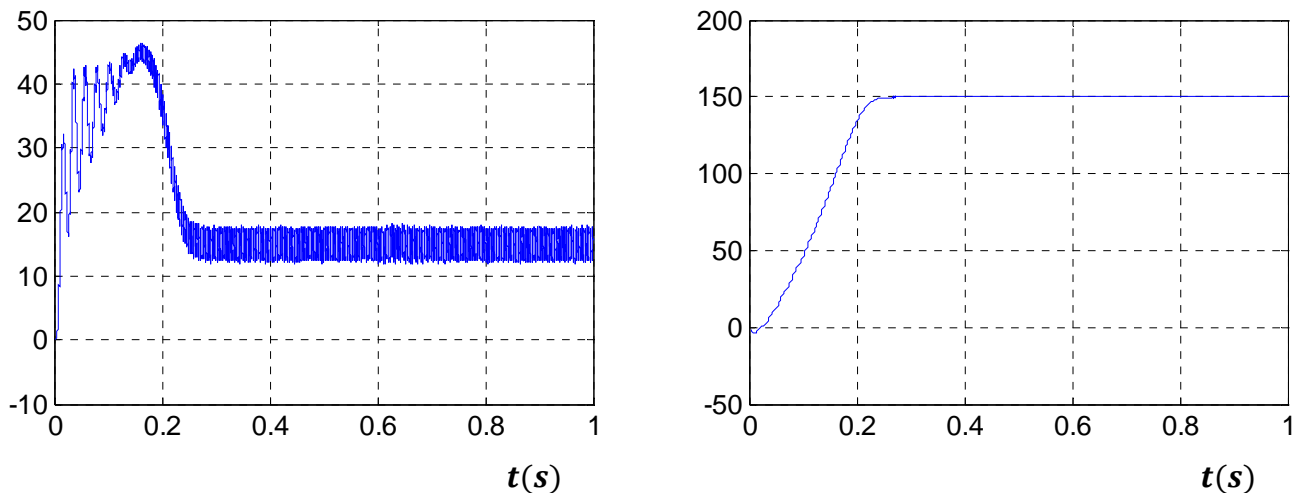


Figure. (II-14) : l'allure de $i_{sd}(t)$, $i_{sq}(t)$, $\phi_d(t)$, $\phi_q(t)$, $C_{em}(t)\Omega_r(t)$ de la machine marche en charge.

II.11. CONCLUSION :

Dans ce chapitre on a montré un modèle de fonctionnement de l'onduleur trois niveaux à structure NPC, puis nous avons défini les différentes configurations d'un bras de cet onduleur. Nous avons présenté les deux stratégies de commande de l'onduleur à savoir : MLI à une seule et à deux porteuse.

L'objectif de la commande MLI réside dans le décalage des harmoniques vers les fréquences les plus élevées ce qui facilite le filtrage. L'utilisation de l'onduleur à trois niveaux présente deux avantages :

- La montée en puissance.
- L'amélioration de la qualité de la tension délivrée.

III.1. Introduction :

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position. Parmi les commandes scalaires proposées pour la commande de la machine on cite la commande scalaire ($v/f = \text{constante}$) qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse.

En 1972, **Blaschke** a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu.

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone [11].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques (PI).

III.2. Principe de la commande vectorielle :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'expression du couple de la M.A.S est donnée par :

$$c_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{sq} - \Phi_{Rq} i_{sd}) \quad \text{(III-1)}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe (d) d'un repère lié au champ tournant, (Fig. III-2) :

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad \text{(III-2)}$$

Le couple devient :

$$c_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{sq}) \quad \text{(III-3)}$$

Où encore moyennant une constante K'_t prés, C_{em} devient.

$$\begin{cases} c_{em} = K'_t \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{sq} \\ K'_t = p \frac{M}{L_R} \end{cases} \quad \text{(III-4)}$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continue MCC

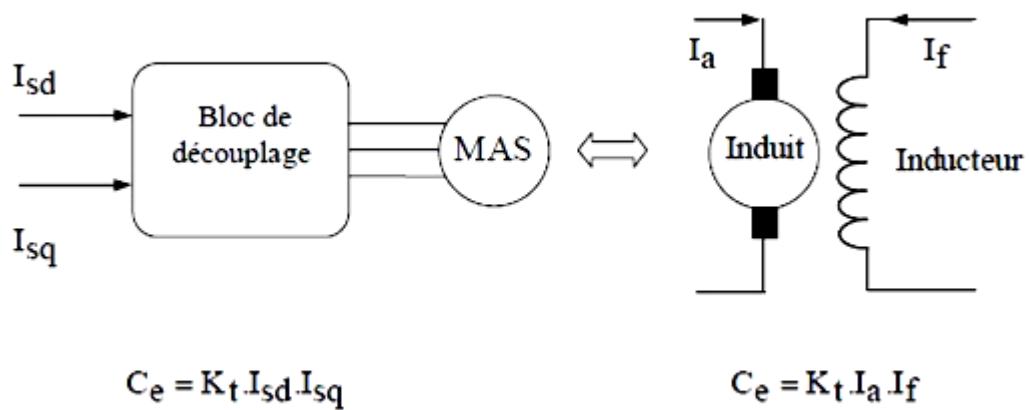


Figure. (III.1) : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MAS

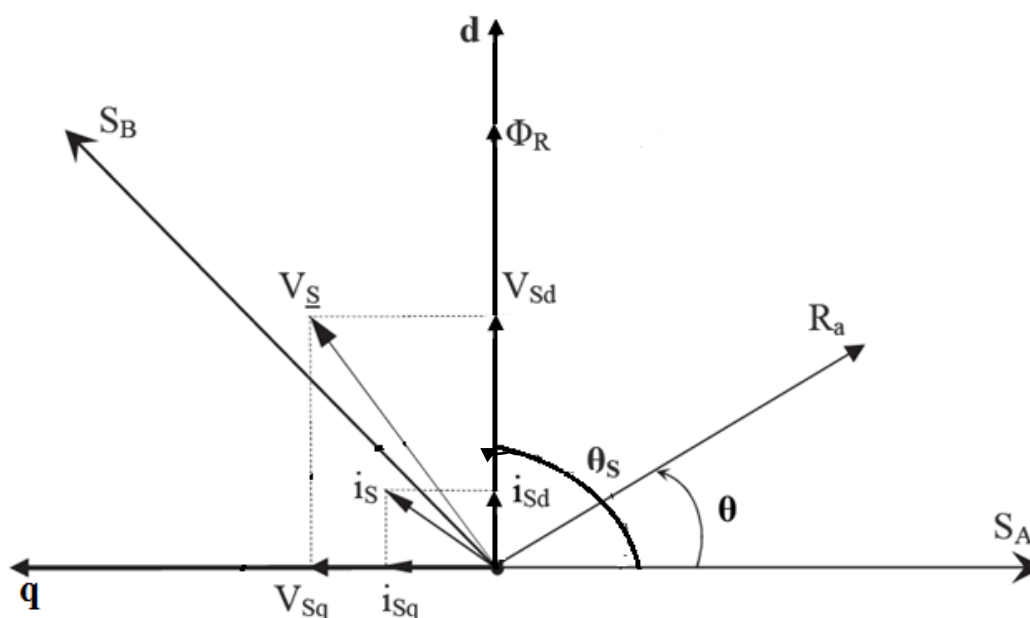


Figure. (III .2) : Référentiel lié au flux rotorique

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. L'expression (III.4) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.

i_a, i_{sq} : composantes de couple.

i_f, i_{sd} : composantes de flux.

En effet, à partir de ce principe de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier de la façon suivante :

- ✓ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant ;
- ✓ Selon l'orientation du repère (d-q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant ;

- ✓ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

III.3. Choix du type d'orientation de flux :

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [13], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

III.4. Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique :

Tous les travaux de recherche effectués sur la commande vectorielle utilisent deux méthodes principales :

La première « méthode indirecte » a été initiée par **K.HASS**. La seconde connue sous le nom « méthode directe » a été introduite par **F.BLASCHKE**.

III.4.1. Contrôle indirecte du flux :

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a pas besoin de capteur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci nécessite la présence d'un capteur de position, cette commande indirecte est plus simple que la commande directe mais les résultats obtenus sont de performances plus faibles. L'inconvénient majeur de cette méthode, est la sensibilité envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique.

III.4.2. Contrôle directe de flux :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure du flux :
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2-Le coût de production élevé (capteur et filtre) [12].

Dans ce chapitre nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ C_e = p \cdot \frac{M}{T_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sd} \\ \omega_{gs} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \end{array} \right. \quad (\text{III-})$$

5)

La commande vectorielle assurant le contrôle du flux et du couple et définie par le système d'équation (III-5). Le schéma bloc de cette structure est représenté par le schéma bloc de la figure (III-3)

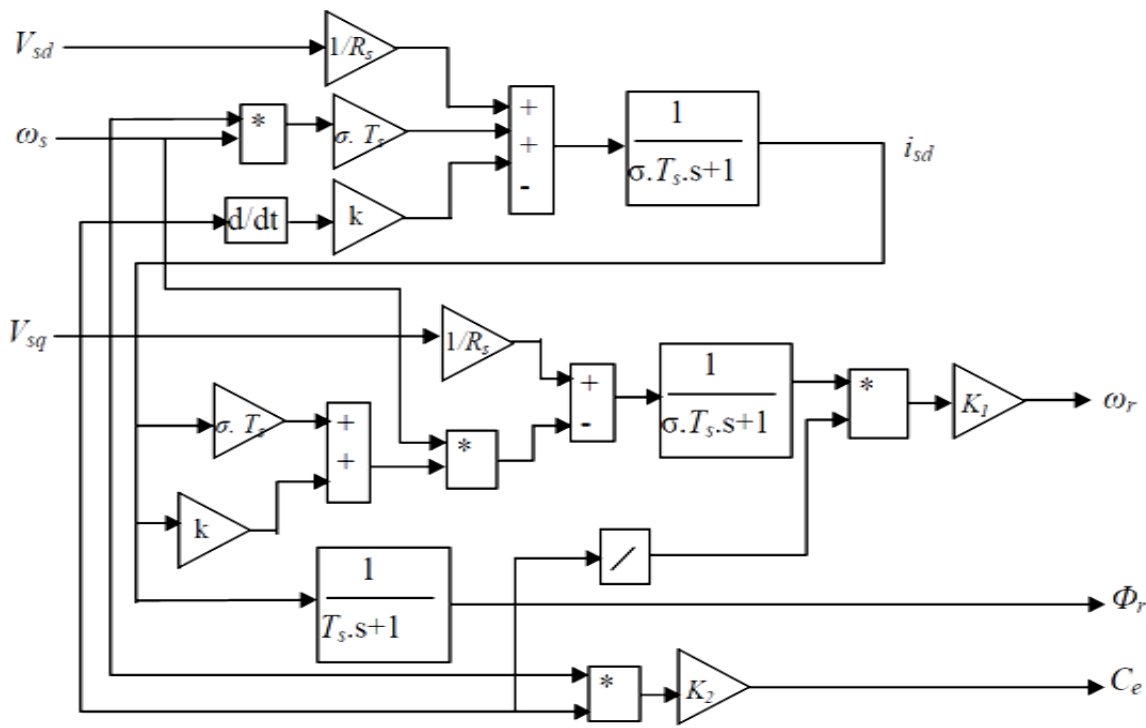


Figure.(III.3) : Structure de la commande par orientation du flux rotorique pour une alimentation en tension

Le schéma bloc qu'on illustré par la figure (III-4) explique le principe de la commande vectorielle directe d'une machine alimentée en tension.

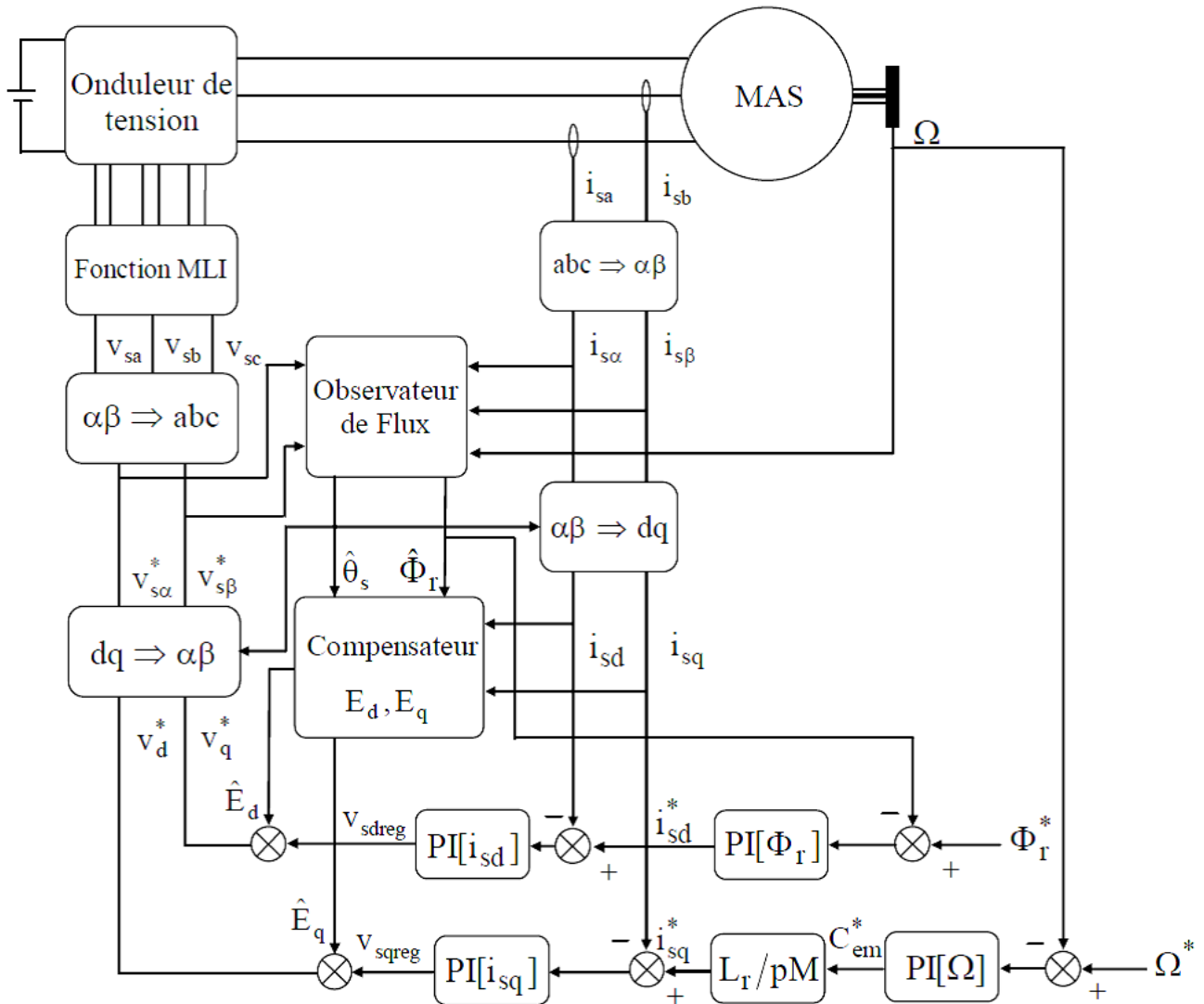


Figure. (III.4) Structure de la commande vectorielle directe par orientation du flux

III.5. Découplage entrée-sortie :

Le bloc de découplage de la figure (III -5) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante (i_{sq}) et le flux rotorique par la composante (i_{sd}).

A partir du système d'équation (III-5), nous avons :

$$\begin{cases} \sigma \cdot i_{sd} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \quad (III-6)$$

6)

Ou encore :

$$7) \quad \begin{cases} \left(\sigma \cdot T_s \cdot \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \quad \text{(III-7)}$$

Les tensions « V_{sd} , V_{sq} » sont définies par le système :

$$8) \quad \begin{cases} \left(\sigma \cdot T_s \cdot \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} \end{cases} \quad \text{(III-8)}$$

Ce qui nous donne à partir du système (III-7) :

$$\begin{aligned} V_{sd}^* &= V_{sd} - e_d \\ V_{sq}^* &= V_{sq} - e_q \end{aligned} \quad \text{(III-9)}$$

Avec:

$$10) \quad \begin{aligned} e_d &= -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ e_q &= \omega_s \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{aligned} \quad \text{(III-10)}$$

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivante :

Figure.(III.6) : profil du flux rotorique de défluxage

Le flux de référence est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones [13].

III.7. Détermination de β, ω_s :

- *Calcul de β*

Les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût.

Le flux peut être reconstitué par :

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte,
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique) sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

Le système d'équation (III-5) permet d'estimer le flux $\hat{\Phi}_r$:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M i_{sd}}{T_r S + 1} \quad \text{(III-11)}$$

- *Calcul de ω_s et θ_s*

La position θ_s est mesurée par la méthode indirecte.

La pulsation statorique s'écrit, d'après (III-5) :

$$\omega_s = \omega_r + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{III-12})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque Φ_r est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = \omega_r + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r + \xi} \quad \text{avec } \xi \ll 1 \quad (\text{III-13})$$

Nous avons :
$$\theta_s = \frac{\omega_s}{s} \quad (\text{III-14})$$

III.8. Régulation :

III.8.1. Caractéristiques des régulateurs :

a-Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [11].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [13].

b-Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c-Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations [11].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [13].

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle « PI » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, une boucle est réalisée pour le flux et une autre boucle pour la vitesse de la machine.

III.8.2. Calcul des régulateurs :

- **Régulateur de courant [14] :**

Le découplage proposé (III-8) permet d'écrire :

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s S)} \quad \text{(III-15)}$$

$$\frac{i_{sq}}{v_{sq1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s S)}$$

$$R_{eq} = R_s + \frac{M^2}{L_s T_r} \quad \text{(III-16)}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type première ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(s) = K_P + \frac{K_i}{S} \quad \text{(III-17)}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (III-7)

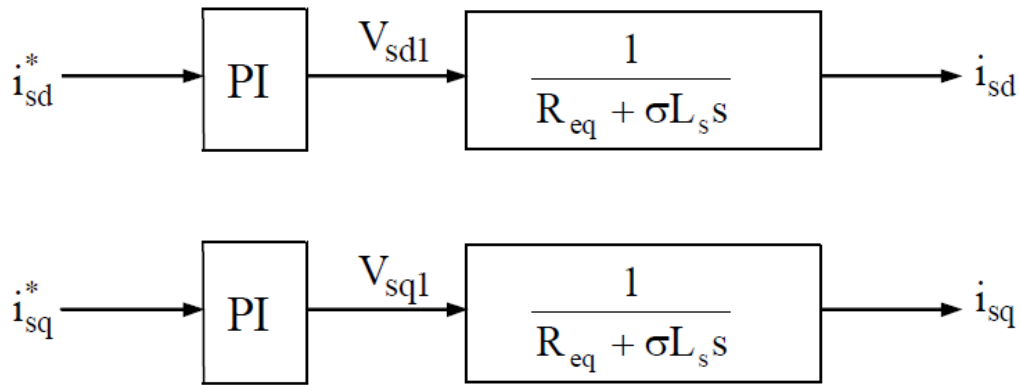


Figure.(III.7) : Schéma en boucle ouverte

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur,

Soit :

$$\frac{\sigma L_s}{R_{eq}} \cdot S + 1 \quad \text{Par} \quad \frac{K_P}{K_i} \cdot S + 1$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_P}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_{eq}} \tag{III-18}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{K_i}{R_{eq} \cdot S}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (III-8)

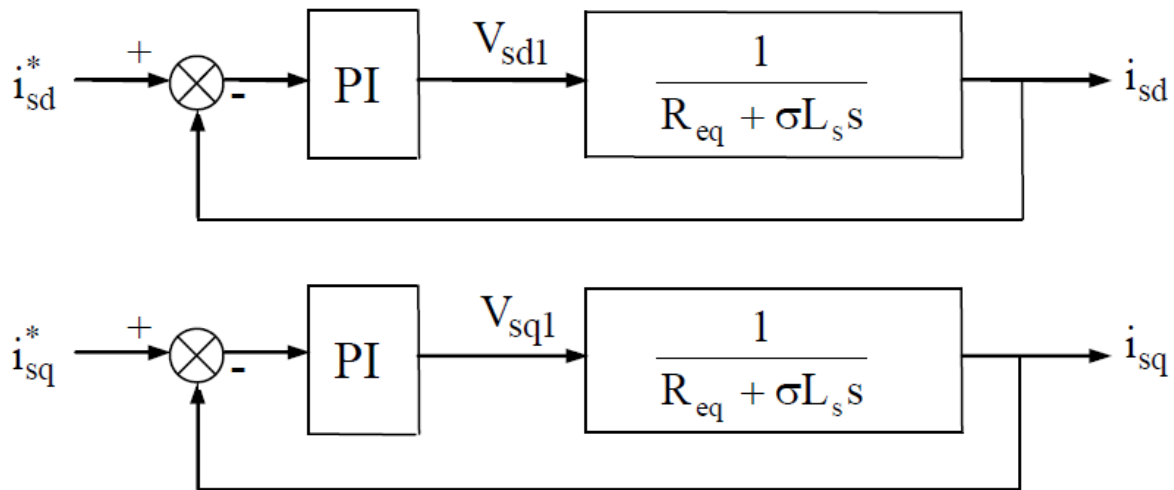


Fig.(III-8) : Schéma en boucle fermée

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{R_{eq}}{K_i} \cdot s + 1} \quad (III-19)$$

Donc : $\tau_i = \frac{R_{eq}}{K_i}$

Les paramètres de régulateur de courant sont :

$$K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i}$$

$$K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \quad (III-20)$$

- **Régulateur de flux [14] :**

Le découplage proposé (III-5) permet d'écrire :

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r \cdot s + 1} \quad (III-21)$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type première ordre.
 Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (III-9)

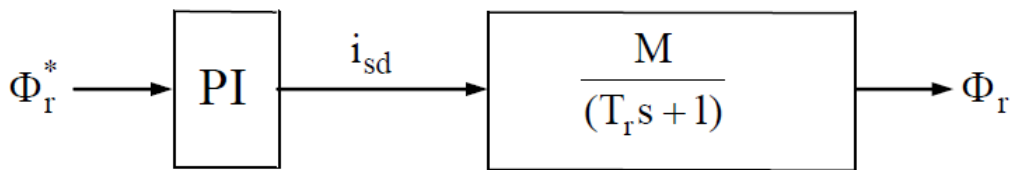


Figure.(III.9) : Schéma en boucle ouverte

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur.

Soit :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = K_p\phi \tag{III-22}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{1}{\frac{s}{MK_{i\phi}}}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (III-10)

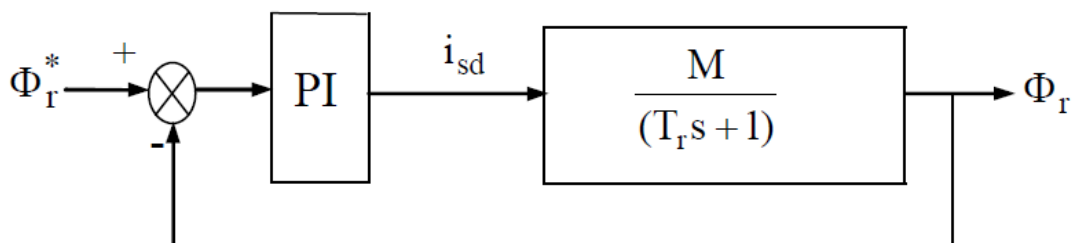


Figure.(III.10) : Schéma en boucle fermée

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{s}{MK_{i\phi}} + 1} \tag{III-23}$$

Donc :
$$\tau_{\phi} = \frac{1}{MK_i\Phi} \tag{III-24}$$

Les paramètres de régulateur de flux sont :
$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau_{\phi}} \\ K_{p\phi} = \frac{Tr}{M\tau_{\phi}} \end{cases} \tag{III-25}$$

- **Régulateur de vitesse (PI) [14] :**

La chaîne de régulateur de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

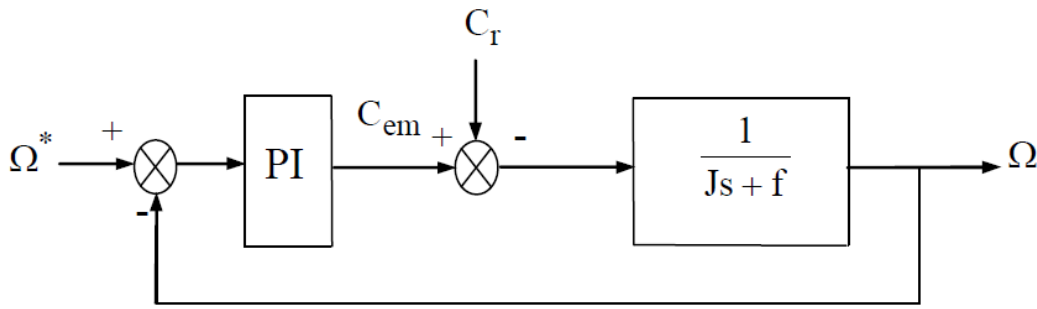


Figure. (III.11) : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse (PI)

Nous avons :

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{J \cdot S + f} \tag{III-26}$$

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

$$\Omega = \frac{1}{j_s + f} \left(\frac{K_{p\Omega} + K_{i\Omega}}{S} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{j_s + f} \tag{III-27}$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} \cdot S + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}} \cdot S^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} \cdot S + 1} \Omega^* - \frac{\frac{S}{K_{i\Omega}}}{\frac{J}{K_{i\Omega}} \cdot S^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} \cdot S + 1} \Omega \tag{III-28}$$

Cette fonction de transfert (III-27) possède une dynamique de deuxième ordre.

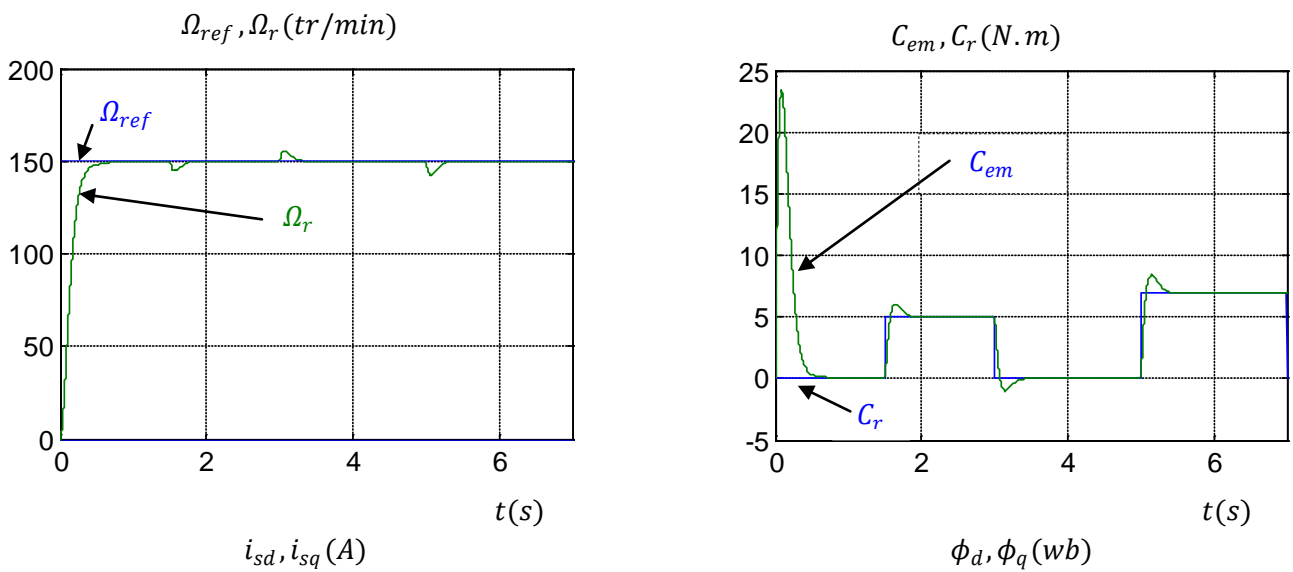
En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}$

$$K_{i\Omega} = J\omega_n^2$$

$$K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \tag{III-29}$$

III.9. Résultats de simulation :

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variables à savoir la variation de la charge, de la vitesse et l'inversement du sens de marche.



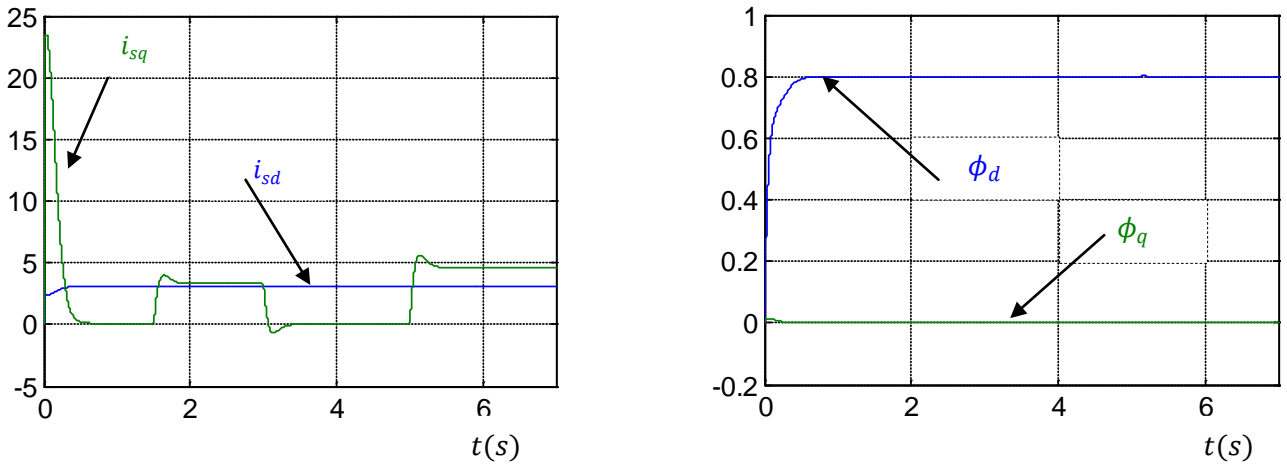


Figure. (III.12) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de la charge Sans onduleur.

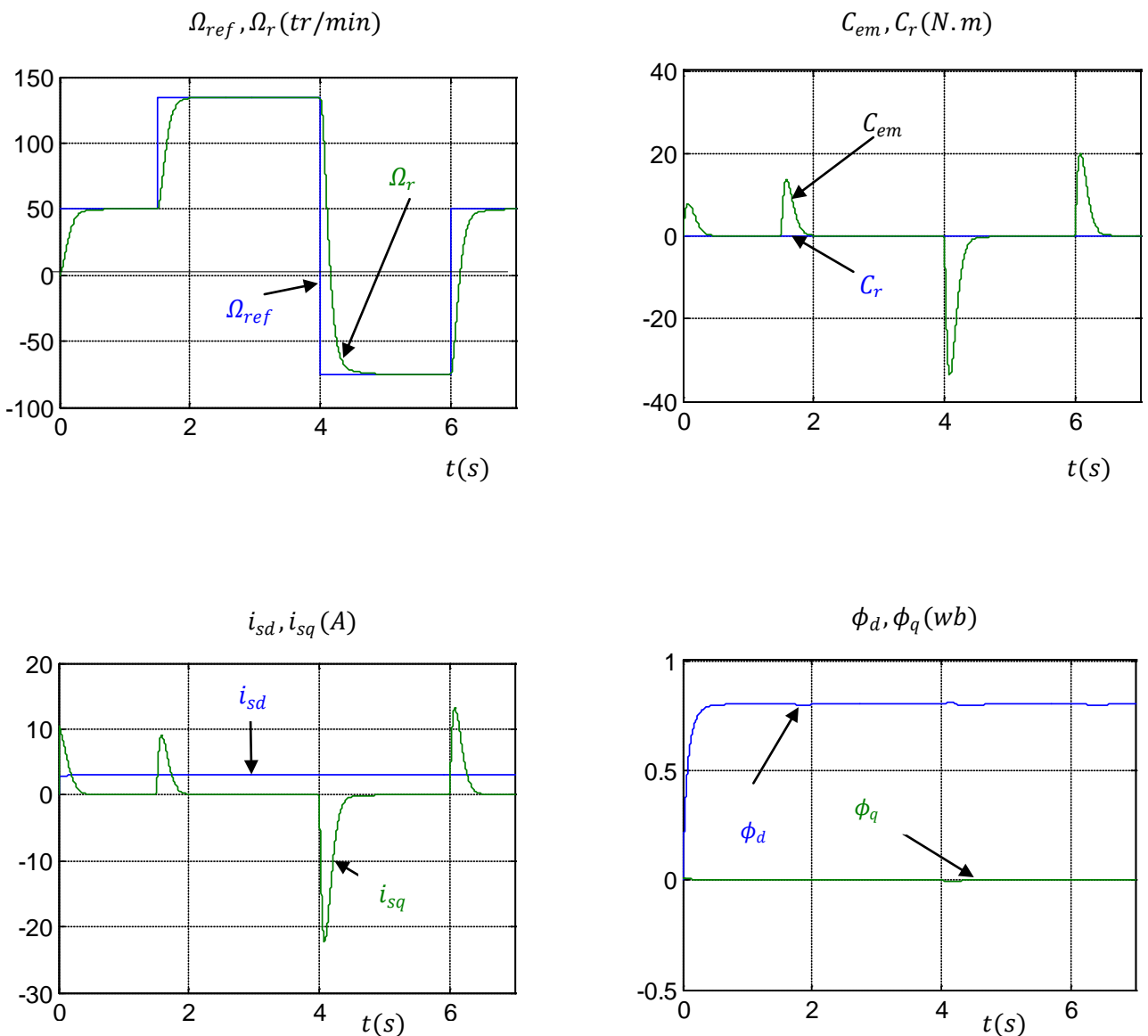


Figure. (III.13) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de la vitesse et inversement du sens de marche Sans onduleur.

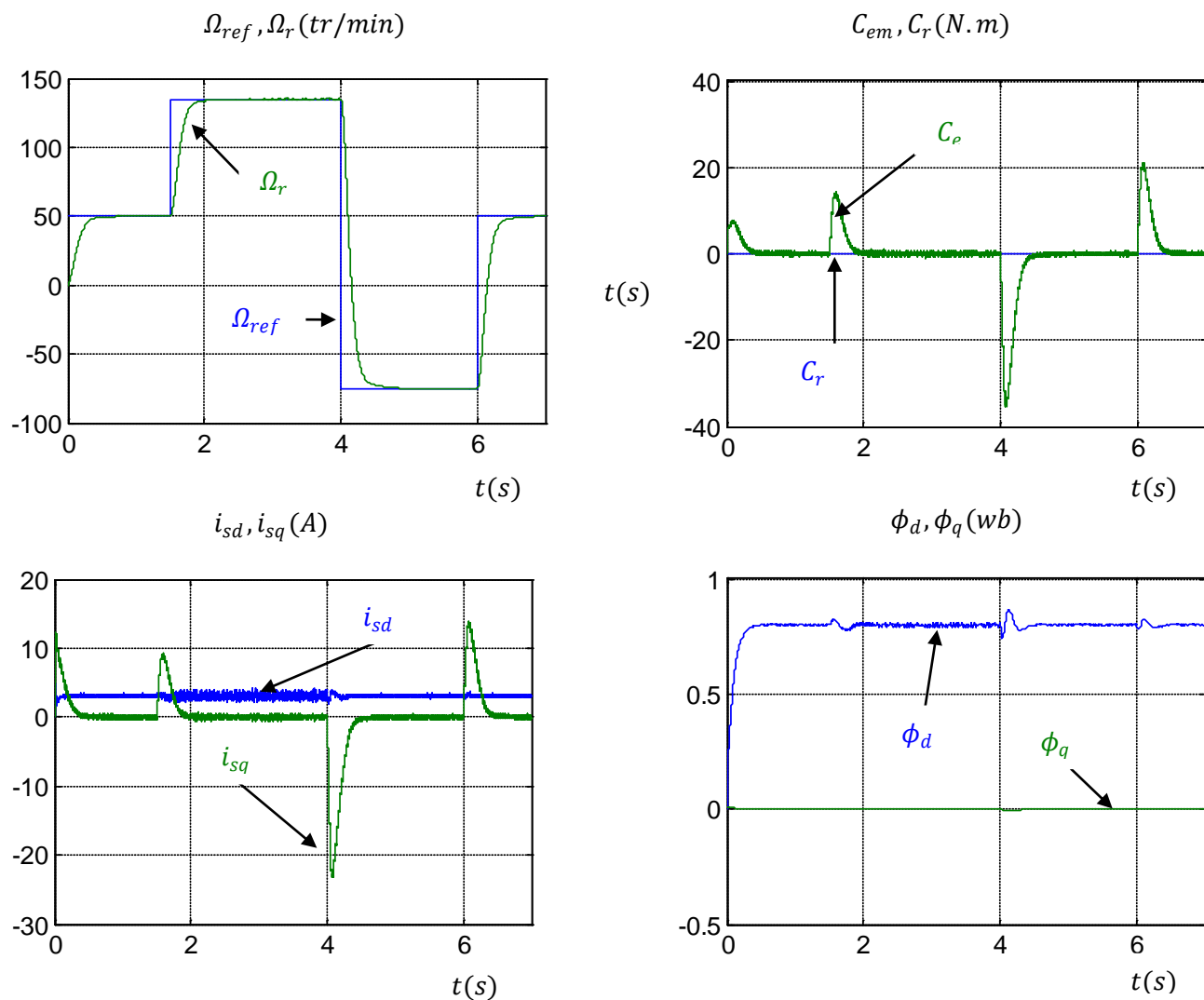
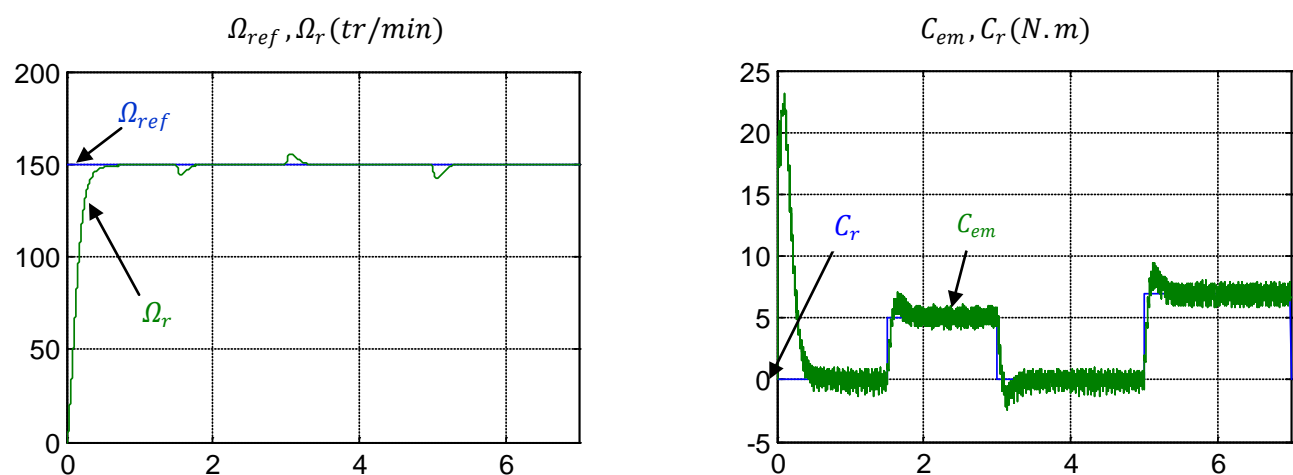


Figure. (III.14) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de la vitesse et du sens de marche avec onduleur.



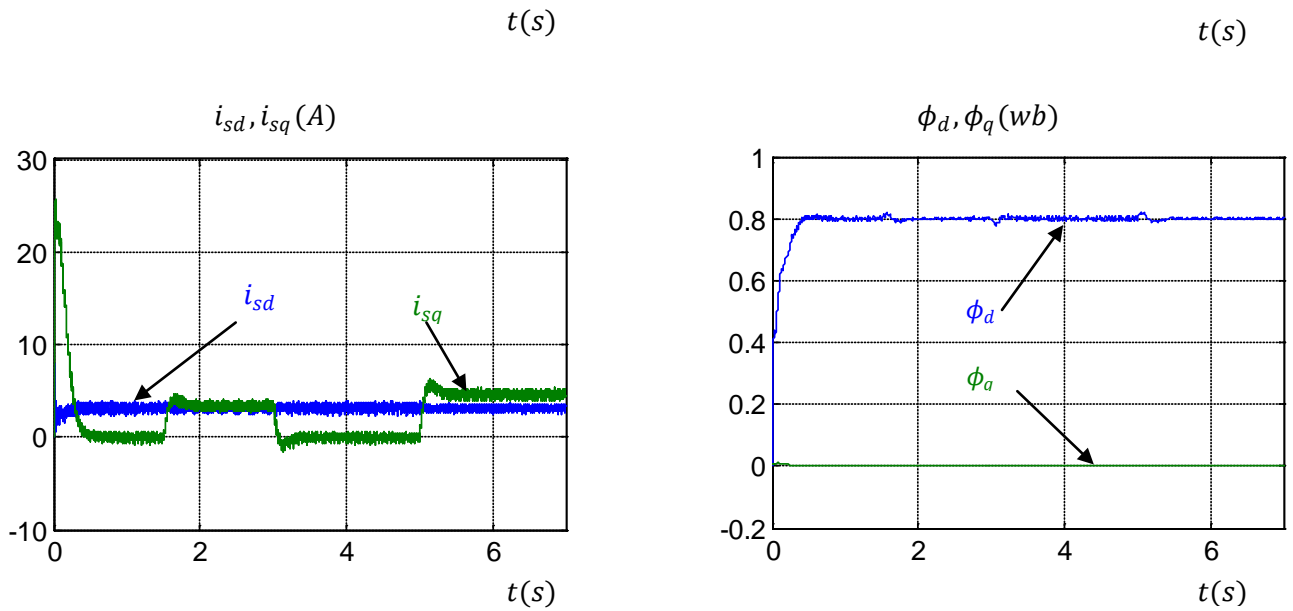
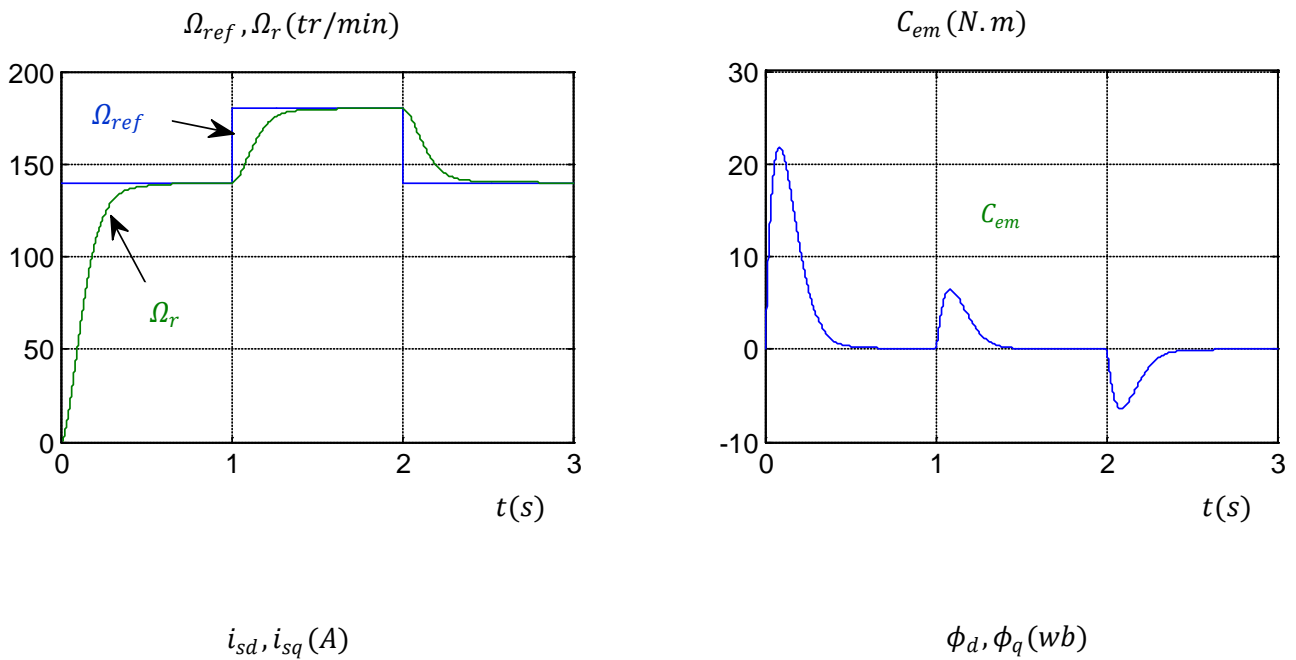


Figure. (III.15) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de la charge avec l'onduleur 3 niveaux.



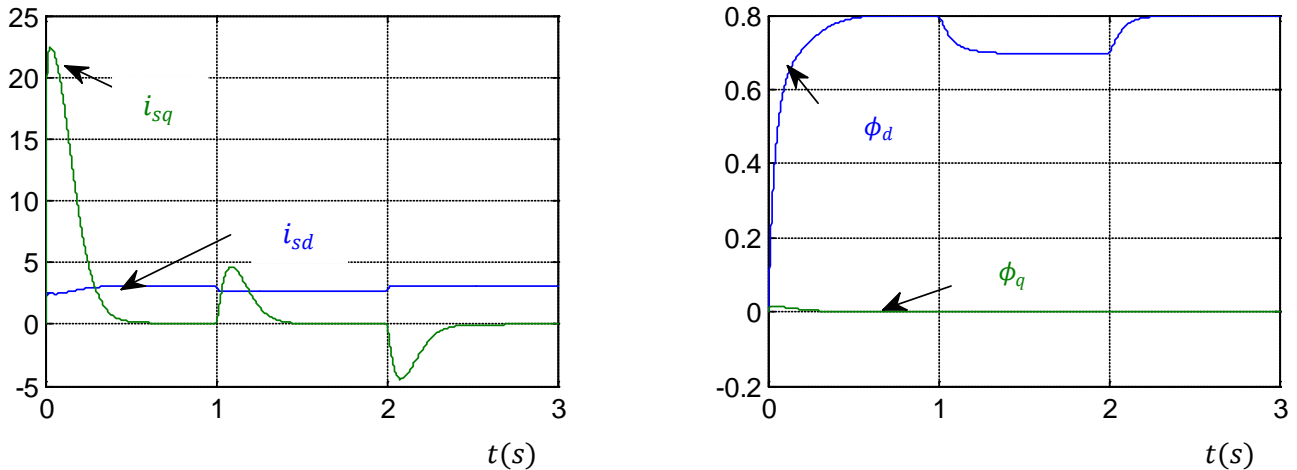


Figure. (III.15) : Résultats du défluxage

III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplante.

Nous pouvons également conclure que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront d'autant plus meilleurs que lors qu'un réglage précis des différents régulateurs et ceci peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine.

IV.1. Introduction :

Dans la commande vectorielle nous avons supposé que le flux rotorique est mesurable par un capteur à effet hall placé au niveau de l'entrefer et la vitesse est mesurable par un capteur mécanique couplé sur l'arbre du moteur. Ces capteurs présentent de nombreux inconvénients dont le coût, la fragilité en milieux sévères, l'encombrement de l'installation mécanique et la manque de précision.

Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance de remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telles que le flux et la vitesse [16].

Les méthodes d'observation utilisent les équations du modèle avec introduction des termes correcteurs pour réduire la sensibilité aux bruits de mesure et aux variations paramétriques.

Suivant le nombre d'états à observer, on distingue entre les observateurs d'ordre réduit et les observateurs d'ordre complet. Pour les observateurs d'ordre réduit on observe seulement une partie du vecteur d'état. Pour les observateurs d'ordre complet on observe tout le vecteur d'état [17].

Dans ce chapitre nous allons estimer le flux rotorique à l'aide d'un observateur d'ordre réduit de Luenberger.

IV.2. Principe d'un estimateur :

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe du retour d'état (commande optimale, découplage, placement des pôles,...). Comme dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système sont les variables d'entrée et de sortie, il est nécessaire, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande.

Un reconstruteur d'état ou estimateur est un système (figure (IV.1)) ayant comme entrées les entrées et les sorties du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus [15].

Sous l'hypothèse de linéarité du modèle du processus, la structure de base de l'estimateur est toujours la même, mais sa réalisation dépendra du contexte choisi : continu ou discret, déterministe ou stochastique [15]

Dans le cas où ce modèle est un modèle déterministe, le reconstruteur d'état sera appelé *observateur*, ce qui sera l'objet de ce chapitre. Dans le cas des systèmes bruités, où interviennent des phénomènes aléatoires, nous parlerons alors de filtre.

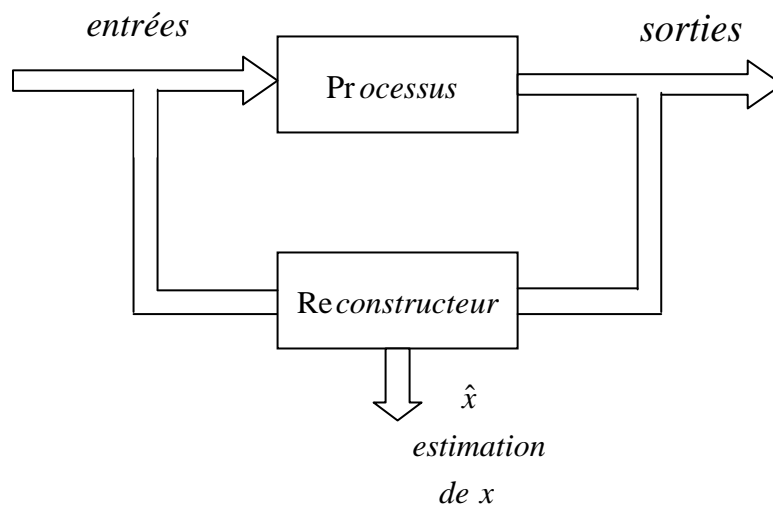


Fig. (IV.1) Principe d'un estimateur.

IV.3. Principe des observateurs :

Soit un système décrit par l'équation d'état :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t), \end{aligned} \tag{IV.1}$$

Où $u(t)$, $y(t)$ et $x(t)$ sont des vecteurs de dimension m , l et n représentant respectivement la commande, la sortie (mesurée) et l'état du système. Les matrices A , B , C et D sont des matrices constantes de dimensions convenables.

Comme l'état n'est pas en général accessible, l'objectif d'un observateur consiste à estimer cet état par une variable que nous noterons $\hat{x}(t)$.

Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément $\hat{x}(t)$ et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, c'est-à-dire $u(t)$ et $y(t)$. La structure d'un observateur est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)); \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) + Du(t). \end{cases} \quad (IV.2)$$

Où apparaît clairement le terme correctif en fonction de l'erreur de reconstruction de la sortie $y(t) - \hat{y}(t)$, et le gain de correction L appelé gain de l'observateur est à déterminer. Cette structure peut être écrite sous la forme :

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - LC)\hat{x}(t) + (B - LD)u(t) + Ly(t). \quad (IV.3)$$

Cette équation peut être représentée par la figure (IV.2) :

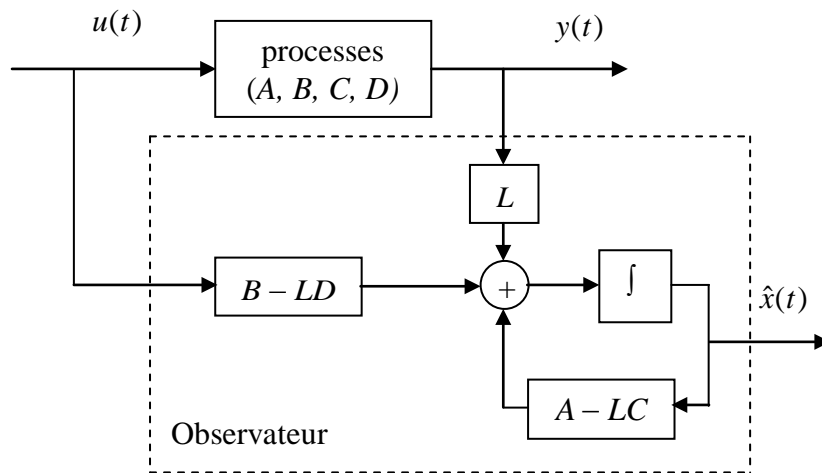


Figure. (IV.2) Structure d'un observateur.

Si on considère l'erreur d'estimation :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t), \quad (IV.4)$$

On obtient :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = (A - LC)\tilde{x}(t), \quad (IV.5)$$

ce qui conduit à l'évolution de l'erreur d'estimation à partir de la condition initiale $\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0)$, qui est non nulle de façon générale parce que l'état est a priori inaccessible:

$$\tilde{x}(t) = \exp[(A - LC)t]\tilde{x}(0). \quad (\text{IV.6})$$

Pour que l'observateur soit utilisable il est nécessaire que cette erreur tende vers 0 lorsque t augmente. Lorsque cette propriété est satisfaite l'observateur est dit asymptotique, mais il est évident que c'est une propriété nécessaire au fonctionnement correct d'un observateur. En conséquence il faudra choisir L telle que les valeurs propres de la matrice $A - LC$ soient toutes à partie réelle strictement négative.

Théorème *Les valeurs propres de $A - LC$ peuvent être fixées arbitrairement si et seulement si la paire (A, C) est observable vérifiant donc la condition :*

$$\text{rang} \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ CA^{(n-1)} \end{pmatrix} = n.$$

Dans ce cas une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais en pratique on choisit une dynamique d'erreur plus rapide que celle du processus dans le cas d'une observation en boucle ouverte ou que celle désirée en boucle fermée. Cependant on ne peut les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles : on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstituteur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en haute fréquence [18].

IV.4. Application sur la machine asynchrone :

La commande vectorielle suppose que l'état est accessible. Or d'une manière générale pour les applications industrielles, on ne dispose pas de la mesure du flux rotorique. Afin d'observer le flux rotorique, diverses approches peuvent être employées :

- Observateur d'ordre complet estimant toutes les grandeurs électriques;
- Observateur d'ordre réduit estimant uniquement les composantes du flux rotorique.

IV.5. Observateur d'ordre réduit de Luenberger : [16]

On applique la théorie de l'observateur de Luenberger pour l'estimation des composantes de flux rotorique. Le modèle de la machine est linéaire dans les états électromagnétiques. Les deux composantes de courant statorique sont mesurables. On les considère comme sorties du modèle [18] :

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

$$u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & p\Omega k \\ 0 & -\gamma & -p\Omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & \frac{-1}{T_r} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

$$\begin{cases} \gamma = \frac{-R_t}{\delta L_s} \\ \omega_r = p\Omega \\ K = \frac{M}{\delta L_s L_r} \end{cases}$$

Pour l'observation des états $x_3 = \phi_{\alpha r}$ et $x_4 = \phi_{\beta r}$ on utilise l'observateur de Luenberger suivant :

$$\dot{\hat{z}} = F \hat{z} + K y + H u \quad (\text{IV.8})$$

Les dimensions des vecteurs et matrices apparues dans cette relation sont :

$$z(2,1), F(2,2), K(2,2), H(2,2).$$

Le vecteur z est lié au vecteur d'état initial x par la matrice de transformation $T(2,4)$:

$$z = T x \quad (\text{IV.9})$$

Pour déterminer les relations entre les matrices du système A, B et C et les matrices de l'observateur

F, K et H , on calcule l'équation d'erreur ($e = \hat{z} - T x$) :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{\hat{z}} - T \dot{x} \\ &= F \hat{z} + K y + H u - T A x - T B u \\ &= F \hat{z} + K C x + H u - T A x - T B u \\ &= F(e + T x) + K C x + H u - T A x - T B u \\ &= F e + (F T - T A + K C) x + (H - T B) u \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

Pour donner à l'équation d'erreur la forme :

$$\dot{e} = F e \quad (\text{IV.11})$$

On doit vérifier la relation :

$$\begin{aligned} T A - F T &= K C \\ H &= T B \end{aligned} \quad (IV.12)$$

La dynamique de l'erreur (IV.5) est régie par les valeurs propres de la matrice d'état de l'observateur F . On impose à cette matrice la forme suivante :

$$F = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2) \quad (IV.13)$$

Pour que la dynamique de l'erreur soit stable, λ_1 et λ_2 doivent être négatifs.

Avec ce choix de F , les équations explicites de l'observateur s'écrivent :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \lambda_1 z_1 + k_{11} y_1 + k_{12} y_2 + h_{11} u_1 + h_{12} u_2 \\ \dot{z}_2 = \lambda_2 z_2 + k_{21} y_1 + k_{22} y_2 + h_{21} u_1 + h_{22} u_2 \end{cases} \quad (IV.14)$$

On impose à la matrice de transformation T la forme suivante [18]:

$$T = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} & 1 & 0 \\ t_{21} & t_{22} & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (IV.15)$$

Les éléments de la matrice T , K et H sont obtenus à partir des équations (IV.12) :

$$\begin{cases} t_{11} = \frac{\theta_r^2 + \lambda_1 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{12} = \frac{-\lambda_1 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ t_{21} = \frac{\lambda_2 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{22} = \frac{\theta_r^2 + \lambda_2 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ k_{11} = -(\gamma + \lambda_1) t_{11} + L_m \theta_r & k_{12} = -(\gamma + \lambda_1) t_{12} \\ k_{21} = -(\gamma + \lambda_2) t_{21} & k_{22} = -(\gamma + \lambda_2) t_{22} + L_m \theta_r \\ h_{11} = \frac{t_{11}}{\sigma L_s} & h_{12} = \frac{t_{12}}{\sigma L_s} \\ h_{21} = \frac{t_{21}}{\sigma L_s} & h_{22} = \frac{t_{22}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (IV.16)$$

Les états originaux x_3 et x_4 sont obtenus en réarrangeant l'équation $\hat{z} = T \hat{x}$ avec T ayant la forme (IV.17) :

$$\begin{cases} x_3 = z_1 - t_{11}x_1 - t_{12}x_2 \\ x_4 = z_2 - t_{21}x_1 - t_{22}x_2 \end{cases} \quad (IV.17)$$

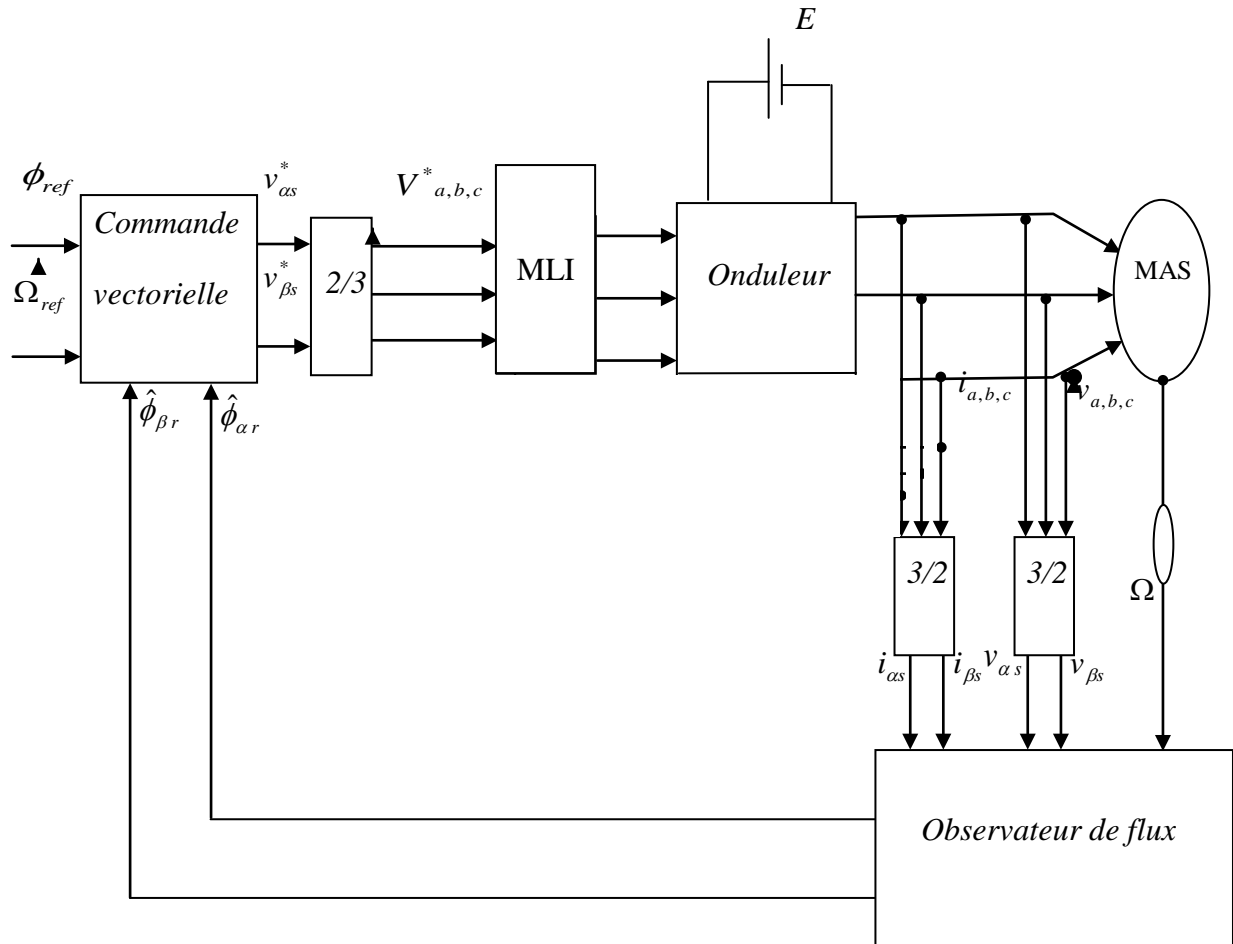


Fig. (IV.3) Schéma de la commande vectorielle avec observateur de flux.

IV.6. Les résultats de simulation :

Les résultats de simulation de l'application de l'observateur de Luenberger sans onduleur sont comme suit (on a choisit: $\lambda_1 = \lambda_2 = 0.01$) :

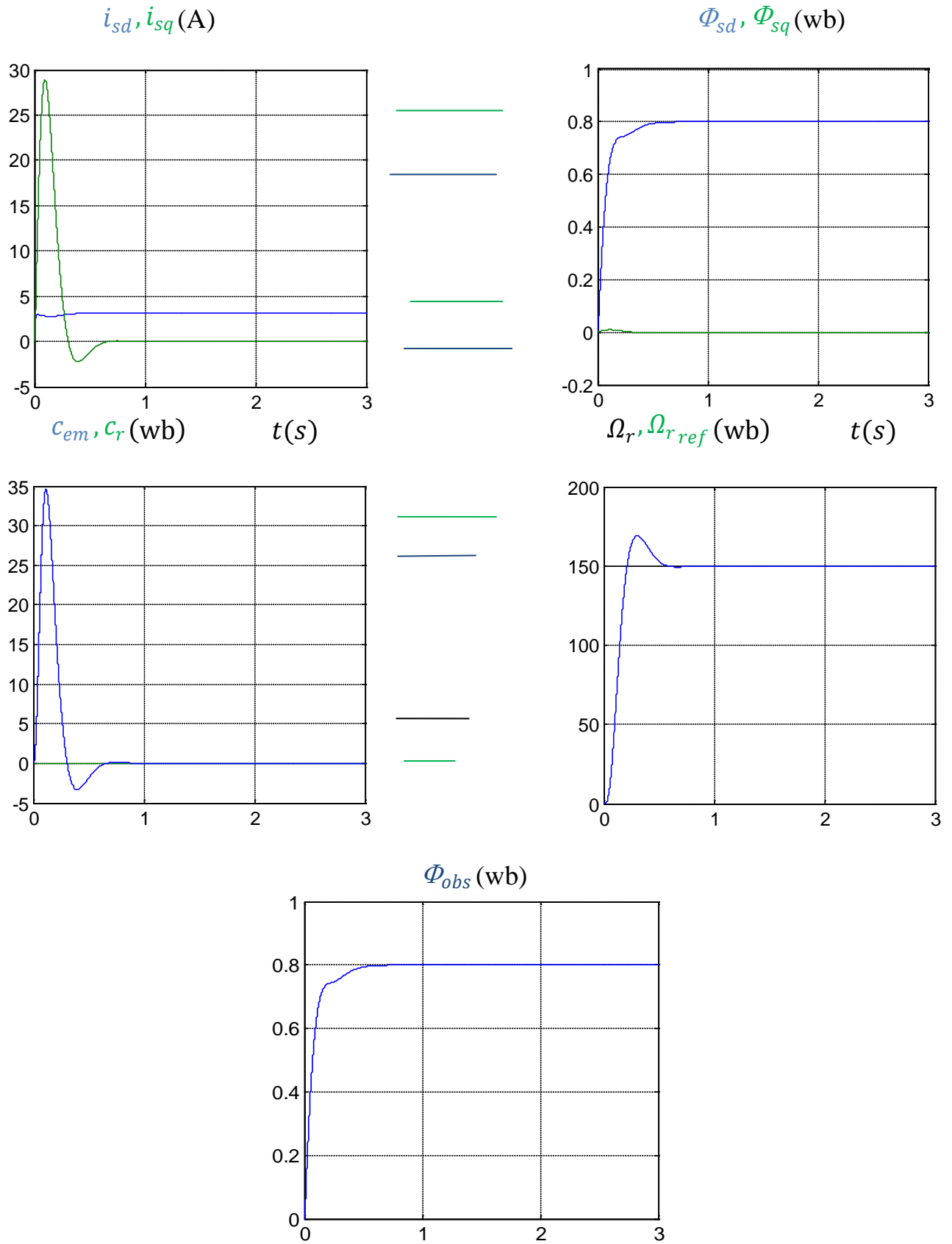


Figure. (IV. 4) Commande vectorielle avec observateur de Luenberger de flux pour un démarrage à vide.

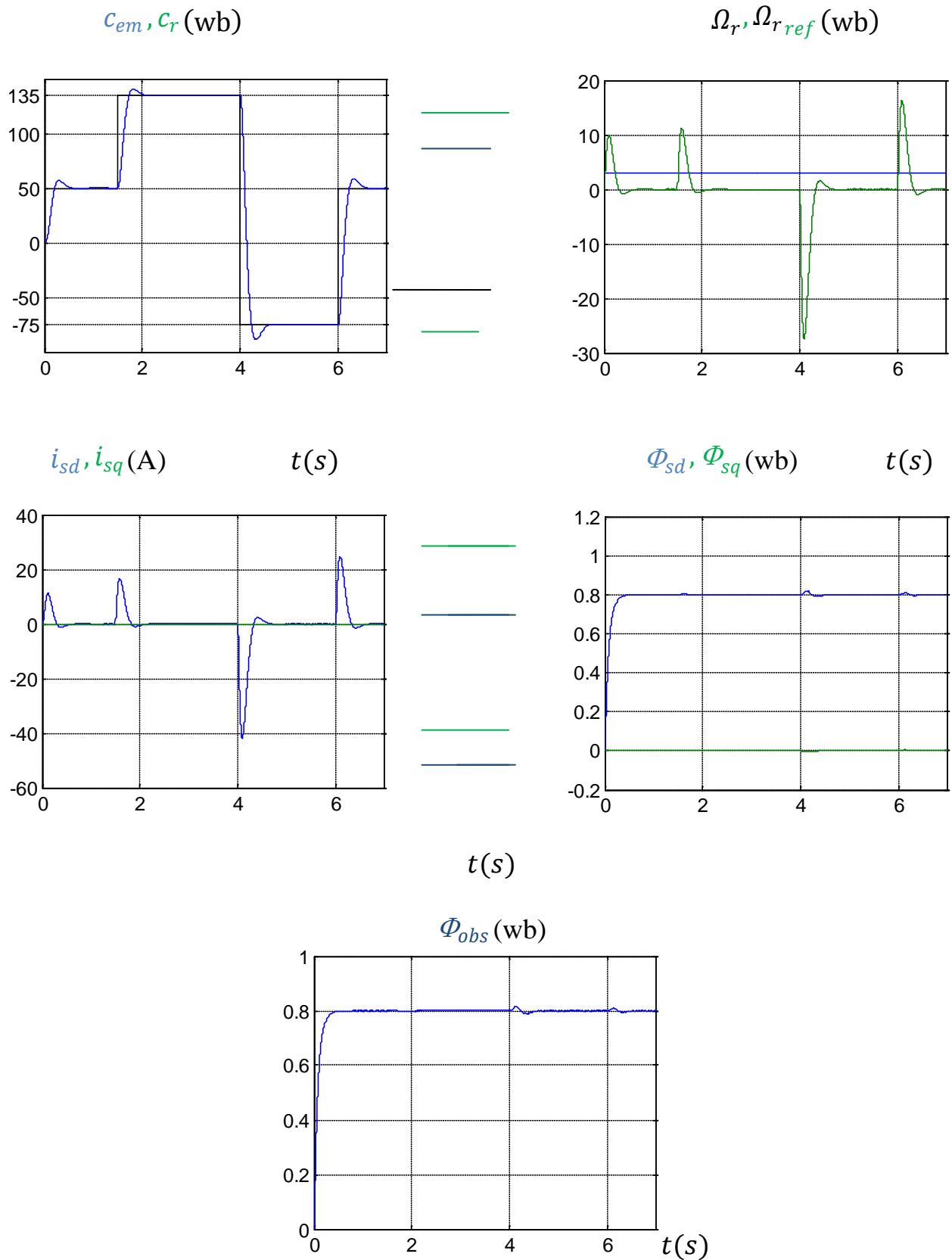


Figure. (IV.5) Simulation avec la variation de vitesse inversion du sens de marche.

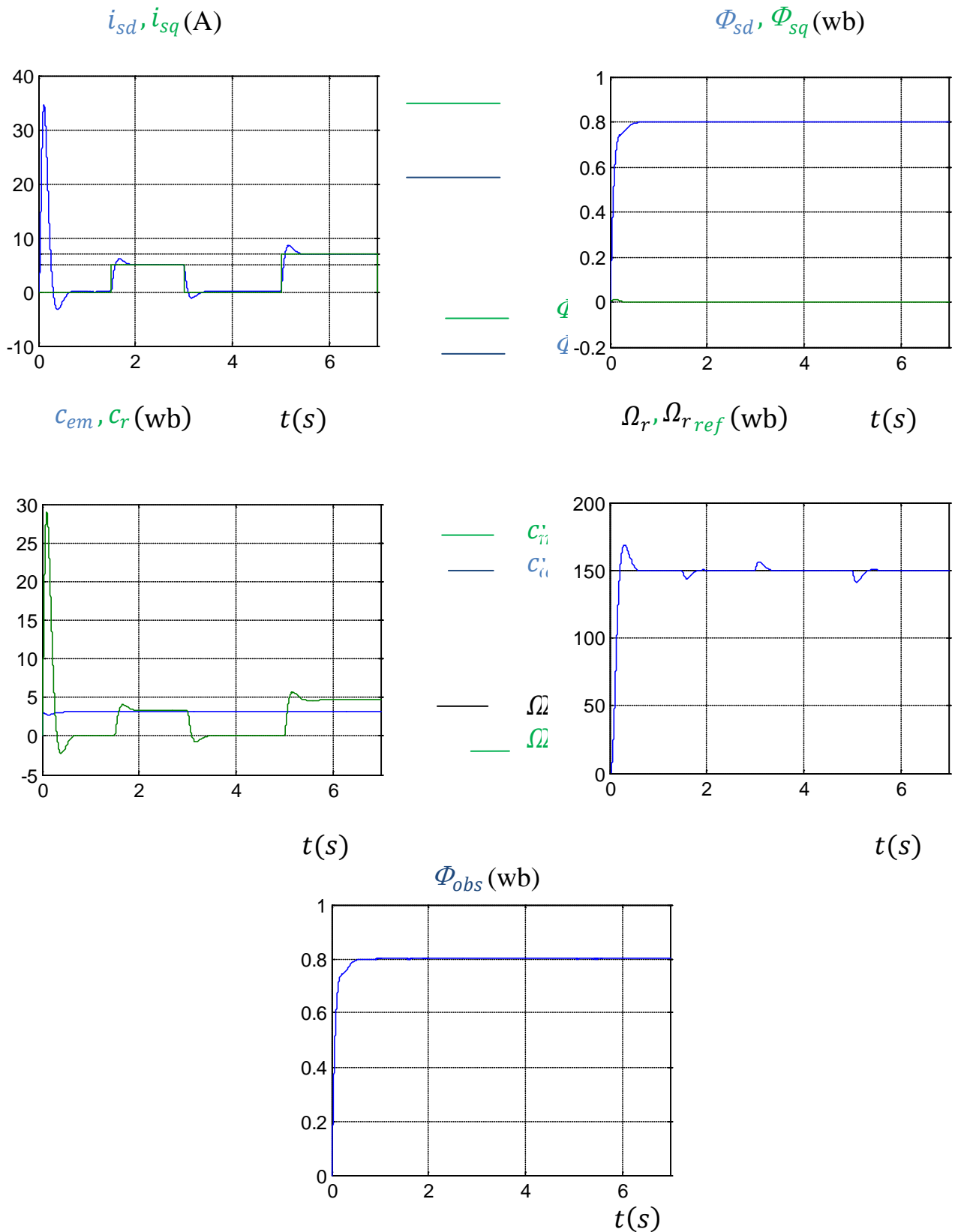


Figure. (IV.6) Simulation avec la variation de la charge

IV.7. Interprétation des résultats:

Les résultats de simulation avec la variation de vitesse, l'inversion du sens de marche et la variation de vitesse montrent :

- La vitesse suit la consigne avec un petit pic au démarrage,
- Le couple suit la charge imposé avec certains pics aux passages d'un mode à l'autre,
- La courbe de flux montre un découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit des observateurs d'état sur la commande vectorielle de la machine asynchrone. L'intérêt de cette approche est d'améliorer la robustesse du système en évitant de placer un capteur pour mesurer le flux rotorique. L'application de l'observateur de Luenberger sur la structure de la commande vectorielle permet d'avoir des bonnes performances sur la machine asynchrone pour différents régimes de fonctionnement.

Conclusion générale

A travers ce travail, on a présenté une commande vectorielle directe d'un moteur asynchrone triphasé commandé en tension par un onduleur trois niveaux à structure NPC. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position. Pour rendre le système plus robuste en évitant l'utilisation d'un capteur du flux, on a introduit un observateur de Luenberger.

Dans le premier chapitre, on a développé le modèle de la machine asynchrone triphasé en tenant compte des hypothèses simplificatrices. On a établi son modèle mathématique simplifié en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques en utilisant la transformation de Park.

Puis, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC. L'utilisation des fonctions de connexion permet l'élaboration d'un modèle homogène de l'onduleur. Deux stratégies de commande ont été utilisées : la MLI à une seule et à deux porteuses. Cette dernière stratégie utilise la propriété qu'un onduleur triphasé trois niveaux est équivalent à deux onduleurs deux niveaux. Les harmoniques des tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2.m.f_r$.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle, méthode qui a l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à

courant continu à excitation séparée. Nous avons utilisé la méthode directe dans le cas d'une orientation du flux rotorique.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté théoriquement les estimateurs et les observateurs d'état et on a proposé l'observateur de Luenberger, cet observateur est basé uniquement sur les grandeurs accessibles.

Comme perspectives de ce travail, on peut citer :

- 1 L'élaboration de nouveaux algorithmes de commande de l'onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC.
- 2 La résolution du problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur.
- 3 L'utilisation d'autres observateurs d'état déterministe ou stochastiques (filtre de Kalman).
- 4 L'implémentation pratique du système complet.

Annexe II :

Le choix de la commande complémentaire :

Pour le choix de la commande complémentaire et puisque l'onduleur à trois niveaux comporte quatre interrupteurs par bras, il existe trois combinaisons possible :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_3} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{array} \right.$$

On montre que cette dernière combinaison est la seule commande complémentaire qui rend le système commandable à trois niveaux.

1^{ère} combinaison :

Sois la commande complémentaire suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_3} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right.$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras k par-rapport au point milieu
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	Non connue
1	0	0	1	Non connue
1	1	0	0	U_{c1}

La commande dans ce cas n'est possible qu'au deux niveaux.

2^{ème} combinaison :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right.$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras k par-rapport au point milieu
0	0	1	1	Non connue
0	1	1	0	$V=0$ ou $i=0$ (Non connue)
1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$ (Non connue)
1	1	0	0	$V=0$

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

3^{ème} combinaison :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras k par-rapport au point milieu
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	Non connue
1	0	0	1	0
1	1	0	0	U_{c1}

Cette commande rend le système totalement commandable à trois niveaux, pour cela on la choisie dans notre étude.

Annexe I :**Paramètres de la machine asynchrone**

La machine utilisée dans ce travail est une machine asynchrone simple dont les caractères sont les suivants :

La puissance nominale	1,5 KW
La tension nominale	220/380 V
Le courant nominal	6,4/3,7 A
La vitesse nominale	1420 tr/min
La fréquence nominale	50 Hz
Nombre de paire de pole	2

Les paramètres électriques :

Resistance statorique	4.85 Ω
Resistance rotorique	3.805 Ω
Inductance statorique	0.274 H
Inductance rotorique	0.274 H
Inductance mutuelle	0.258 H

Les paramètres mécaniques :

Le moment d'inertie	0.031 Kg. M²
Le coefficient de frottement visqueux	0.0 SI

Chapitre I :

[1] A. BOUSCAYROL, «Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multi-machines asynchrones», Thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 1995.

[2] E.M.BERKOUK.« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directes et indirectes . Application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux » Thèse de doctorat, CNAM 1995.

Chapitre II :

[3] B. k BOSE, «Power Electronic, And AC Drives», Edition Practice Hall, 1986

[4] NDRZEJ M TRYNADLOWSKI, «Introduction to Modern Power Electronics», A Wiley-inter science Publication W John & Sons, Inc. USA

[5] F .LABRIQUE, G.SEGUIER, R.BAISSIERE, «Les convertisseurs De L'électronique De Puissance, La Conversion Continu Alternatif», Tec Doc Paris 1995.

[6] ALLAG Abdelkrim, «Etude Des Techniques Optimales A MLI Pour Onduleur De Tension Alimentant Un Moteur Asynchrone», Mémoire De Magister, Biskra.

[7] E.M.BERKOUK. «Contributions A La Conduite Des Machines Asynchrones Monophasées Et Triphasées Alimentées Par Des Convertisseurs Directe Et Indirectes. Application Aux Gradateurs Et Onduleur Multi niveaux, Thèse de doctorat», CNAM 1995.

[8] J.BENDL, M.CHOMAT, L.SCHREIR(independent control of positive and negative sequency current components in doubly Fed machine) 'ICEM'.(BRUGGE).2002.

[9] GHASSOULI et ROUECH N. «Application du filtrage actif parallèle sur une charge dynamique non linéaire», Mémoire d'ingéniorat université de M'sila 2007.

[10] BENRABIA S et BENDIB A.«Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commandé par onduleur multi niveaux» Mémoire d'ingéniorat université de M'sila 2005.

Chapitre III :

[11] MERABET E et BELAYALI A. « Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator » Mémoire d'ingénieur, université de M'sila 2005.

[12] REHAL. A et FEDJIRI. M « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone» Mémoire d'ingénieur, université de M'sila 2004.

[13] NADJI F et YOUSFI Y. « Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux» Mémoire d'ingénieur, université de M'sila 2005.

[14] BENHAMIMID R et BRAHIMI N. « Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila 2006.

Chapitre IV

[15] F.ROTELLA, « Observation», Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes, France, 1999

[16] C.DASS et A.BEN-BOUALI «Commande vectorielle d'une machine asynchrone» Mémoire d'ingénieur, école militaire polytechnique, UER. Électrotechnique ,1999.

[17] GRELLET.G, CLERC.G, «Actionneurs électriques, principes modèles commande» éditions Eyrolles 1997

[18] DEBICHE.A et SMATI.A « Commande non linéaire adaptative avec observateurs d'états d'une MAS alimentée en courant » Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila 2005.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et Dirigé par Monsieur : Mohammed BEDBOUDI

Présenté par : - BEN NACEUR Salem

- FORDJEN Amar

- KERCHA Moussa

Thème :

**Commande Vectorielle Avec Observateur d'Une Machine Asynchrone
Alimentée Par Un Onduleur Multi-Niveaux**

Résumé :

Ce travail est consacré à l'étude par simulation des performances de la commande par orientation de flux rotorique appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension.

L'élaboration d'une stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC puis sa combinaison avec la structure de commande, a permis le pilotage de la machine asynchrone.

La commande utilisée exige que les grandeurs d'état soient mesurables. À cet effet un observateur de Luenberger est introduit dans la structure de commande pour l'estimation du flux rotorique.

Mots clés :

Onduleurs trois niveaux, Commande vectorielle, Découplage par compensation, Défluxage, Régulateur PI, Observateur de Luenberger, Machine asynchrone.