

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
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: AUTOMATIQUE

THEME

COMMANDE NON LINEAIRE D'UNE MACHINE A INDUCTION
AVEC OBSERVATEUR D'ETAT

Proposé et dirigé par :

- M. BEDBOUDI Mohamed.

Présenté par :

- YUCEFA Abdelmadjid.

Année Universitaire: 2011/2012

N° d'ordre : 25

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Au nom du DIEU le clément et le miséricordieux

Louange à DIEU qui nous a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

Je tiens ces remerciements en témoignant de ma profonde reconnaissance envers Mr M. Bedboudi mon encadreur Pour ses conseils pertinents, et ses orientations sages, sa patience et vigilance, et par ses notes à grandement facilité ce travail.

Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté de juger mon travail.

Je remercie vivement toute personne qui nous a aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues.

Dédicace

Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance à :

Mes très chers parents

Mes frères

Ma sœur

A toute ma famille

A tous mes amis

YOUCEFA Abdelmadjid.

Sommaire

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Sommaire.....	III
Liste des Figures.....	VII
Liste des Symboles.....	IX
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. Introduction.....	3
I.2. Modélisation de la machine asynchrone	3
I.2.1. Hypothèses simplificatrices	3
I.2.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé.....	4
I.2.2.1. Au stator.....	5
A. Equation électrique:.....	5
B. Equation magnétique :	5
I.2.2.2. Au rotor.....	5
A. Equation électrique	5
B. Equation magnétique	6
I.2.3 Transformation de Park.....	6
A. Equations électriques.....	8
B. Equations magnétiques	8
C. Equation mécanique.....	9
I.2.4. Choix du repère.....	9
I.2.5. Définition des référentiels	9
A. Référentiel fixe par rapport au stator.....	10
B. Référentiel fixe par rapport au rotor	10
C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant	11
I.3. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone.....	11
I.4 Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	12
I.5 Résultats de simulation de la machine asynchrone	13
I.6. Interprétation des résultats de simulation.....	15

I.7. Modélisation de l'alimentation	16
I.7.1. Modélisation du redresseur	17
I.7.2. Modélisation du filtre R-C	18
I.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension	19
I.7.3.1 Fonction de connexion	19
I.7.3.2 Commande complémentaire des interrupteurs	20
I.7.3.3 Tension de sortie	20
I.7.3.4 Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoidale)	21
I.7.3.5 Simulation de l'onduleur	22
I.7.4 Simulation de l'association convertisseur-MAS	23
I.8. Conclusion	25

CHAPITRE II

COMMANDE MLI VECTORIELLE D'UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

II.1 Introduction.....	26
II.2 Modulation vectorielle.....	26
II.2.1 Principe de la MLI vectorielle	27
II.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux	27
II.2.2.1 Tension de sortie de l'onduleur	27
II.2.2.2 Etats d'un bras de l'onduleur	28
II.2.2.3 Etats de l'onduleur.....	28
II.2.2.4 Représentation vectorielle.....	29
II.2.2.5 Localisation du vecteur de référence	31
II.2.2.6 Calcul des temps de commutation	32
II.2.2.7 Génération des impulsions de commande.....	34
II.2.3 Schéma bloc da la MLI vectorielle	36
II.3 Simulation numérique.....	37
III.3.1 Résultats de simulation.....	37
II.3.2 Interprétation des résultats	42
I.4 Conclusion	42

CHAPITRE III
COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1.Introduction	43
III.2.Théorie de linéarisation	43
III.2.1.Outils mathématiques	44
III.2.1.1.Gradient	44
III.2.1.2.Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie)	44
A. Dérivées de Lie.....	44
B. Crochets de Lie :	45
III.2.1.3.Difféomorphisme.....	45
III.2.1.4.Degré relatif.....	46
III.2.2.Linéarisation entrées/sorties	49
III.2.3. Problème de linéarisation entrée-sortie	51
A. Le cas mono-sorti	51
B. Cas Multi sorties.....	52
III.2.4. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties	52
A. Mise sous forme canonique	55
B. Conception du nouveau vecteur de commande	57
III.2.5. Dynamique d'ordre zéro.....	58
I .3. Application à la machine asynchrone.....	58
III.3.1. Les sorties régulées et les critères de commande	58
III.3.2. Degré relatif.....	59
III.3.3. Degré relatif de couple C_e	60
III.3.4. Degré relatif du flux	60
III.3.5. Forme normale et dynamiques-zéro	61
III.3.6. Essais de simulation	64
III.3.6.1.Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée-sortie.....	66
III.3.6.2. Résultats de simulation.....	66
A.Démarrage à vide avec introduction de la charge.....	66
B. Test d'inversion de sens de rotation	67
C. Test de poursuite d'une trajectoire à flux constant.....	68
D. Test de Robustesse et Défluxage	69
III.4. Conclusions	71

CHAPITRE IV

COMMANDE NON LINEAIRE AVEC OBSERVATEUR D'ETAT

IV.1. Introduction	72
IV.2. Principe d'un estimateur	72
IV.3. Principe des observateurs	73
IV.4. Application sur la machine asynchrone	75
IV.5. Observateur d'ordre réduit de Luenberger	76
IV.6. Les résultats de simulation	78
IV.7. Interprétation des résultats	81
IV.8. Conclusion.....	81
Conclusion Générale.....	82
Annexe.....	i
Bibliographie.....	ii

Liste des figures

CHAPITRE I

<i>Figure (I.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS</i>	4
<i>Figure (I. 2) : Transformation de Park</i>	7
<i>Figure (I.3) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau à vide ($C_r=0$ N.m).</i>	13
<i>Figure (I.4) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à $t=1$ seconde.</i>	14
<i>Figure (I.5) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en inversons le sens de rotation à $t=1$ seconde</i>	15
<i>Figure (I.6) : Schéma de l'alimentation</i>	16
<i>Figure (I.7) : Redresseur triphasé à diodes</i>	17
<i>Figure (I.8):Tension simple de phase et celle redressée.</i>	17
<i>Figure (I.9) : Schéma du filtre R-C.</i>	18
<i>Figure (I.10):Tension filtrée.</i>	18
<i>Figure (I.11) : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.</i>	19
<i>Figure (I.12) : La modulation triangulo-sinusoidale pour une phase</i>	22
<i>Figure (I.13): tension de sortie de l'onduleur pour défirrent m.</i>	22
<i>Figure(I.14): Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de (10N.m) à $t=1$ seconde.</i>	24

CHAPITRE II

<i>Figure(II.1): Les huit états de l'onduleur à deux niveaux</i>	29
<i>Tableau (II.2): Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (,).</i>	29
<i>Figure (II.3) : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux</i>	30
<i>Figure (II.4) : Limite du vecteur v^*</i>	31
<i>Tableau (II.5) : Temps de commutation pour chaque secteur.</i>	33
<i>Figure (II.6): Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle</i>	35
<i>Tableau (II.7): Durées de fermeture des interrupteurs par secteur</i>	36
<i>Figure (II.8): Schéma bloc de la MLI vectorielle</i>	37
<i>Figure (II.9) :L'angle du vecteur de référence.</i>	37
<i>Figure (II.10) : Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec les signaux des impulsions S_{a1}, S_{b1} et S_{c1}.</i>	38

<i>Figure (II.11): La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.....</i>	38
<i>Figure (II.12): Analyse harmonique de la tension du sortie V_a</i>	39
<i>Figure (III.13): Trajectoire du vecteur de référence avec le vecteur de la tension de sortie...39</i>	39
<i>Figure (II.14) : Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=12$).....</i>	39
<i>Figure (II.15) : Les signaux des impulsions S_a, S_b et S_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur.</i>	40
<i>Figure (II.16): La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.....</i>	40
<i>Figure (II.17): Analyse harmonique de la tension du sortie V_a</i>	41
<i>Figure (II.18) : Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=72$).....</i>	41

CHAPITRE III

<i>Figure (III. 1) : Représentation d'état</i>	47
<i>Figure (III. 2) : Schéma bloc du système linéarisé</i>	54
<i>Figure (III. 3) : Dynamique du système linéarisé.....</i>	55
<i>Figure (III. 4) : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.....</i>	58
<i>Figure (III. 5) : Commande par linéarisation entrée-sortie</i>	64
<i>Figure (III. 6) : Régulation du couple de référence.....</i>	64
<i>Figure (III.7) : Schéma bloc de la commande par linéarisation</i>	66
<i>Figure (III. 8) : Test de démarrage à vide avec introduction de la charge</i>	67
<i>Figure (III. 9) : Test d'inversion du sens de rotation</i>	68
<i>Figure (III. 10) : Test du poursuite d'une trajectoire</i>	69
<i>Figure (III. 11) : Test du robustesse avec défluxage.</i>	70

CHAPITRE IV

<i>Figure(IV.1) : Principe d'un estimateur.</i>	73
<i>Figure (IV.2) : Structure d'un observateur.</i>	74
<i>Figure(IV.3) : Schéma de la commande non linéaire avec observateur de flux.....</i>	79
<i>Figure (IV. 4) : Commande non linéaire avec observateur de Luenberger de flux pour un démarrage à vide avec insertion de charge</i>	79
<i>Figure (IV.5):Simulation avec la variation de vitesse inversion du sens de marche.....</i>	80
<i>Figure (IV.6) : Simulation avec la variation de la charge.....</i>	80

Liste des symboles

x	: Vecteur d'état.
a, b, c	: Indices indiquant les trois phases du moteur asynchrone.
s, r	: Indices indiquant le stator et le rotor respectivement.
d, q	: Indices indiquant le repère $d - q$ tournant avec le champ tournant.
α, β	: Indices indiquant le repère fixe lié au stator de la machine asynchrone.
x, y	: Indices indiquant le repère $x - y$ tournant avec rotor.
V_{sabc}, V_{rabc}	: Tensions des trois phases statorique et rotorique.
i_{sabc}, i_{rabc}	: Courants des trois phases statorique et rotorique.
Φ_{sabc}, Φ_{rabc}	: Flux crée par les trois phases statorique et rotorique.
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$: Tensions statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: Courants statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
$\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$: Flux crée par le stator et le rotor dans le repère $\alpha - \beta$.
Φ	: Norme du flux.
R_s, R_r	: Résistance statorique et rotorique.
L_s, L_r	: Inductance cyclique de la phase statorique et rotorique.
M_s	: Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	: Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_0	: Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.
M	: Inductance mutuelle équivalente.
θ	: Position angulaire du rotor par rapport au stator.
θ_s	: Position angulaire du repère (d, q) par rapport au stator.
θ_r	: Position angulaire du repère (d, q) par rapport au rotor.
ω_s	Vitesse synchrone
ω_r	: Vitesse électrique du rotor
ω_{obc}	: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.
Ω	: Vitesse mécanique de la machine (rad/s).
P	: Nombre de pair de pôles.
C_e	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
f	: Coefficient de frottement visqueux.
J	: Moment d'inertie du rotor.
T_r	: Constante de temps du rotor.
σ	: Coefficient de dispersion.
D	: Diode de clamp.

K	: Semi-conducteur bidirectionnel.
S	: Fonction de commutation.
t_i	: Le temps d'application du vecteur v_i .
T_h	: La période de commutation.
f_h	: La fréquence de commutation.
	: La pulsation électrique.
	: position angulaire du vecteur.
m	: L'indice de modulation.
r	: Taux de modulation ($0 < r < 1$)
v^*	: Le vecteur tension de référence.
v_{\max}^*	: La valeur maximale du vecteur de sortie.
$S_i, i=1 \dots 6$: Secteur de localisation du vecteur v^* .
v_{dc}	: La tension globale du bus continu.
$L_f h$: Opérateur de Lie de la fonction h dans la direction f .
∇	: Gradient.
r_i	: Degré relatif.
n	: Ordre de système.
$D(x)$: Matrice de découplage.
K_p	: Facteur de proportionnalité.
K_i	: Facteur intégral.
ω'_{ref}	: version filtrée de la vitesse de référence ;
s	: opérateur de Laplace ;
T_f	: constante de temps du filtre.
*	: Indication des grandeurs de référence.
\wedge	: Indication des grandeurs estimées.
\sim	: Indication des erreurs estimées.
MAS	: Machine Asynchrone
MLI	: Modulation de largeur d'impulsions.
PI	: Régulateur proportionnel-intégral.
CNL	: Commande non linéaire

Introduction Générale

Introduction Générale

Historiquement, Le moteur à courant continu est introduit dans la plupart d'équipements industriels, car leur structure linéaire en facilitait la commande. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont orienté les chercheurs vers l'entraînement équipé des machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) [1].

L'immense utilisation de la machine asynchrone dans de nombreuses applications industrielles au grand public est justifiée par sa robustesse, son faible coût, ses performances et la facilité d'entretien. Cependant sa commande reste un défi relevé aux communautés scientifiques, afin d'optimiser et de maîtriser la machine dans les entraînements à vitesse variable. La difficulté réside dans sa grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Le modèle mathématique du moteur est non linéaire, ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables et les paramètres peuvent varier durant le fonctionnement.

Les progrès de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans les applications à faibles puissances. Conjointement à ces avancées technologiques, la communauté scientifique a développé diverses approches de commande pour maîtriser en temps réel le flux et le couple des machines électriques. A titre d'exemple, nous citons la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple connu sous le nom DTC (Direct torque control) et la commande par linéarisation qui nous intéresse dans le présent travail. Cette dernière, a été développée vers la fin des années 70s par Hirschorn, elle n'a été appliquée aux moteurs électriques que vers la fin des années 80s [1],[2].

La commande non-linéaire par linéarisation est une alternative pour découpler la commande de la machine asynchrone tout en assurant une linéarisation parfaite quelque soit les profils des trajectoires imposés au système. Les techniques de la commande non-linéaire sont basées sur la théorie de la géométrie différentielle [3].

Dans la commande non linéaire de la machine asynchrone, la connaissance de la valeur du flux rotorique est exigée. L'utilisation d'un capteur de flux encombre l'installation mécanique

et présente une fragilité et un manque de précision face à ces problèmes on fait recours à l'utilisation d'observateurs numériques pour l'estimation du flux.

L'objectif de notre mémoire est d'une part découpler la machine asynchrone par un retour d'état linéarisant, et d'autre part de renforcer la structure de commande par un observateur d'état tel que l'observateur de Luenberger.

Afin d'atteindre le objectifs fixé par le cahier des charges, notre mémoire est organisé en quatre chapitres comme suit:

➤ **Le premier chapitre :**

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau et à travers une association redresseur-filtre et onduleur de tension commandé par la stratégie MLI naturelle. Dans ce chapitre nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine, ensuite nous donnerons les différentes simulations pour pouvoir connaître l'aptitude de cette dernière.

➤ **Le deuxième chapitre :**

Dans le chapitre II, nous présenterons la commande de l'onduleur par la stratégie *MLI* vectorielle.

➤ **Le troisième chapitre :**

Dans le chapitre III, nous rappellerons la théorie de la commande non linéaire et nous ferons l'application sur le modèle de la machine asynchrone. Nous simulerons le système pour tester l'efficacité de la commande développée au découplage flux/couple.

➤ **Le quatrième chapitre :**

Dans le chapitre IV, nous présenterons un observateur d'ordre réduit du flux rotorique, il s'agit de l'observateur de Luenberger.

Enfin nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla en 1890, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. La modélisation est une étape très importante et nécessaire, que soit pour étudier les comportements ou/et élaborer des commandes des différents types des machines (à courant continu DC ou alternatif AC).

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques, électriques et mécanique) qui gèrent la machine dans chaque repère. Puis nous étudions la simulation à vide, en charge et inversion de sens de rotation, En suite nous décrivons l'alimentation qui sera un redresseur à diodes- un filtre RC et un onduleur de tension, contrôlé par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion).

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :

Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé.

Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié à la terre (isolé).

Ces choix signifient entre autres que :

Les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.2.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

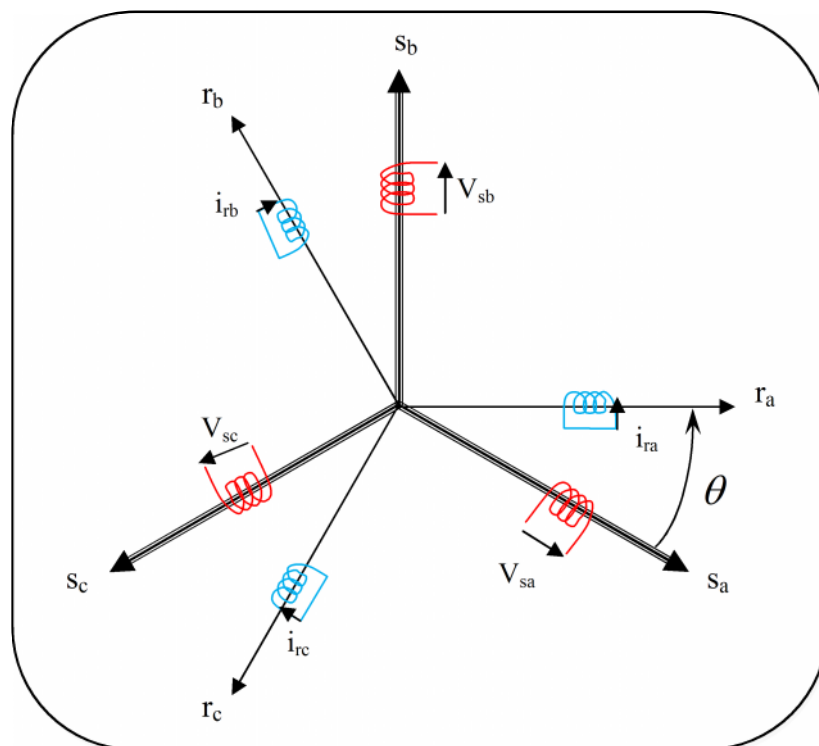


Figure (I.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la Figure (I.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elle mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = R.i + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.1)$$

I.2.2.1. Au stator

L'écriture matricielle condensée pour les trois phases statoriques est résumé par ces écritures:

A. Equation électrique:

$$[\mathbf{V}_{sabc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.2})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sa} \\ \mathbf{V}_{sb} \\ \mathbf{V}_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sa} \\ \mathbf{i}_{sb} \\ \mathbf{i}_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} sa \\ sb \\ sc \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases:

$$R_s = R_{as} = R_{bs} = R_{cs}$$

B. Equation magnétique :

$$[\Phi_{sabc}] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{i}_{sabc}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} sa \\ sb \\ sc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sa} \\ \mathbf{i}_{sb} \\ \mathbf{i}_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ra} \\ \mathbf{i}_{rb} \\ \mathbf{i}_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

I.2.2.2. Au rotor

A. Equation électrique

$$[\mathbf{V}_{rabc}] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

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

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ra} \\ \mathbf{V}_{rb} \\ \mathbf{V}_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ra} \\ \mathbf{i}_{rb} \\ \mathbf{i}_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} ra \\ rb \\ rc \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

De même :

$$R_r = R_{ar} = R_{br} = R_{cr}$$

B. Equation magnétique

$$[\Phi_{rbc}] = [L_r][i_{rbc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{I.8})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Sachant que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I.11})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I.12})$$

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps on introduit la transformation de park.

I.2.3 Transformation de Park

A cause de la complexité et la non linéarité des équations précédentes il est difficile de simuler le système, alors il est indispensable de transformer le système triphasé équilibré (a,b,c) en un système biphasé (d,q) par la transformation de Park. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [4], [5].

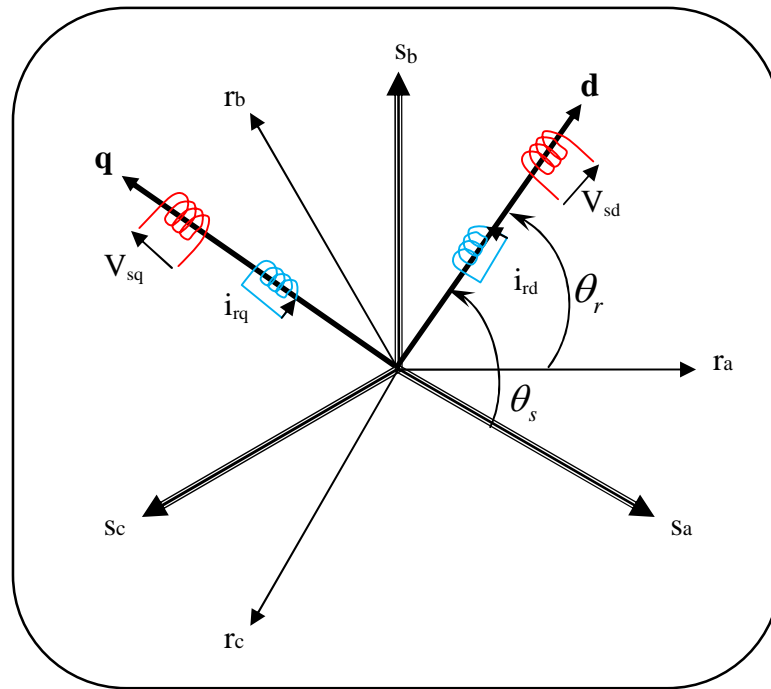


Figure (I. 2) : Transformation de Park

La transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la matrice de passage :

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

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est défini par la transformation :

$$[d, q] = [p(\theta)][a \ b \ c]$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (d, q) par transformation inverse comme suit :

$$[a \ b \ c] = [p(\theta)]^{-1} [d, q]$$

avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$: pour le stator (angle entre l'axe od et la phase a du stator);

$\theta = \theta_r$: pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase a du rotor);

La composante homopolaire est nulle, pour un système triphasé équilibré.

Dans ces conditions les équations électriques et magnétiques deviennent :

A. Equations électriques

Les équations aux tensions deviennent

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{coor} \\ \omega_{coor} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{coor} - \omega_r) \\ (\omega_{coor} - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

v_{dr} et v_{qr} sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

B. Equations magnétiques

L'écriture des flux devient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Où :

$$L_s = l_s - M \ ; \ L_r = l_r - M \ ; \ M = \frac{3}{2} M_0 \ ; \ \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \ ; \ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \ ; \ \omega_{coor} = \frac{d\theta}{dt} .$$

Pour que le modèle soit complet, on doit lui adjoindre d'équation mécanique ;

C. Equation mécanique

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{I.19})$$

Donc le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} [\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}] \quad (\text{I.20})$$

I.2.4. Choix du repère

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est à dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère (d, q) au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère (d, q) est le repère mobile c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations.

I.2.5. Définition des référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

- Référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta = 0$)
- Référentiel tournant des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta = \theta_s$)
- Référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta = \theta_r$).

Avec l'angle θ : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

A. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\theta = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (\text{I.21})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

B. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω .

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = \omega_{\text{coor}} \quad (\text{I.24})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sx} \\ v_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rx} \\ v_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow d \\ q \rightarrow q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{\text{coor}} = \omega_s, \omega = \omega_{\text{coor}} - \omega_r = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.27})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards: machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réluctance.

Dans notre cas, nous avons choisi le repère immobile par rapport au stator.

I.3. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de Park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère dit « repère fixe lié au stator » ; Le modèle d'état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{I.30})$$

Où :

$x = (i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \Omega)^t$: vecteur d'état ;

$u = (v_{s\alpha} \ v_{s\beta})^t$: vecteur de commande.

$$f(x) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \Phi_{r\alpha} + p k \Omega \Phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \Phi_{r\beta} - p k \Omega \Phi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p \Omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + p \Omega \Phi_{r\alpha} \\ \frac{pM}{J L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{1}{J} (f \Omega + C_r) \end{pmatrix}; \quad g(x) = (g_1 \ g_2) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.31)$$

avec:

$$\begin{cases} \text{Tr} = \frac{L_r}{R_r} ; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \\ K = \frac{M}{\sigma L_s L_r} ; \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \end{cases} \quad (I.32)$$

Le vecteur d'état est représenté par quatre grandeurs électriques deux composantes du flux rotorique, et deux composantes du courant statorique, et une équation mécanique qui gouverne la vitesse de rotation.

I.4 Simulation du modèle de la machine asynchrone

A l'aide du logiciel de simulation **MATLAB (simulink)**, nous avons obtenu les courbes représentant le comportement du moteur asynchrone triphasé.

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.33)$$

I.5 Résultats de simulation de la machine asynchrone

❖ Démarrage à vide ($C_r=0$ N.m) :

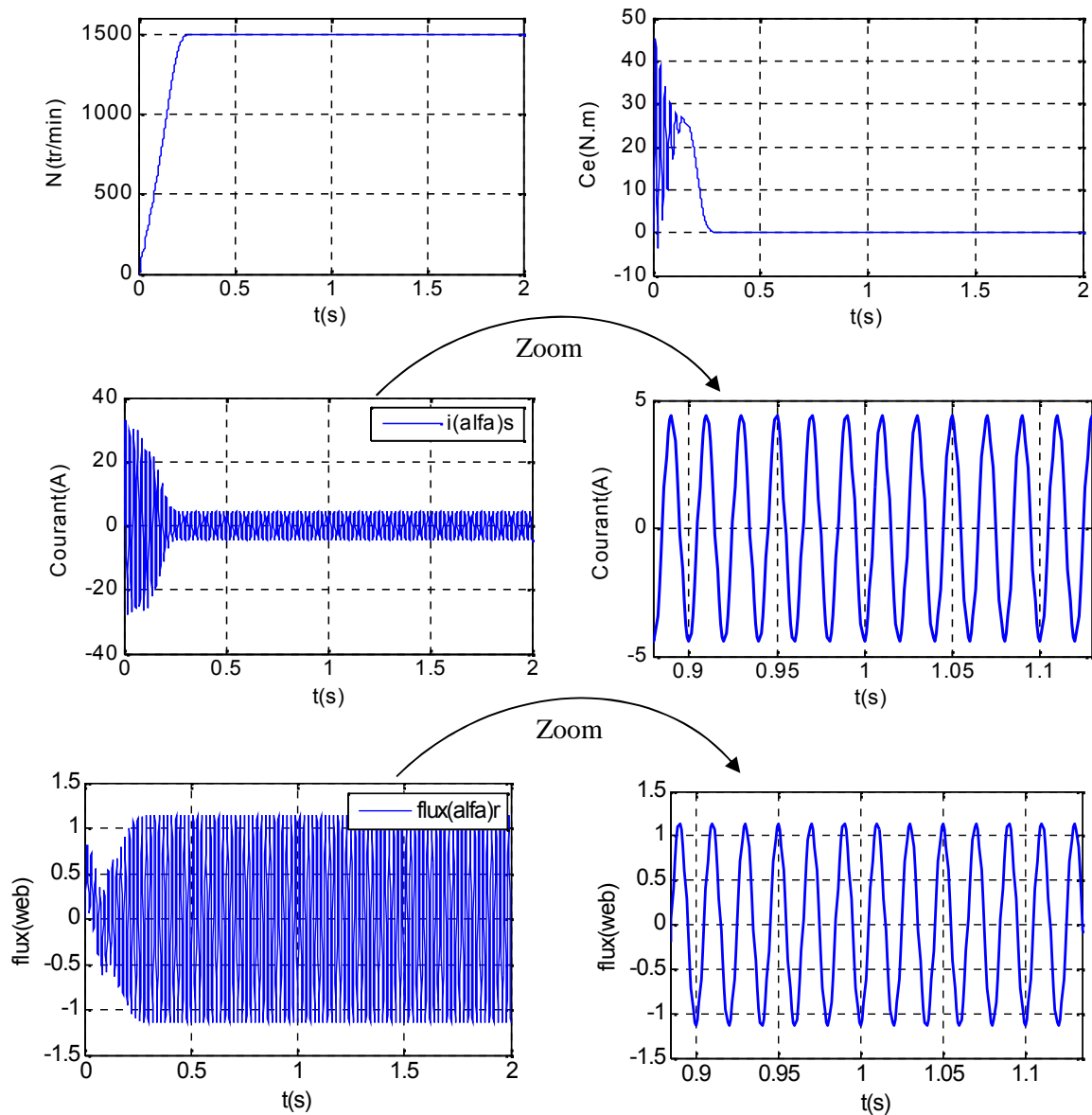


Figure (I.3) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau à vide ($C_r=0$ N.m).

❖ Démarrage à vide avec application d'une charge à $t=1s$ ($C_r=10\text{ N.m}$) :

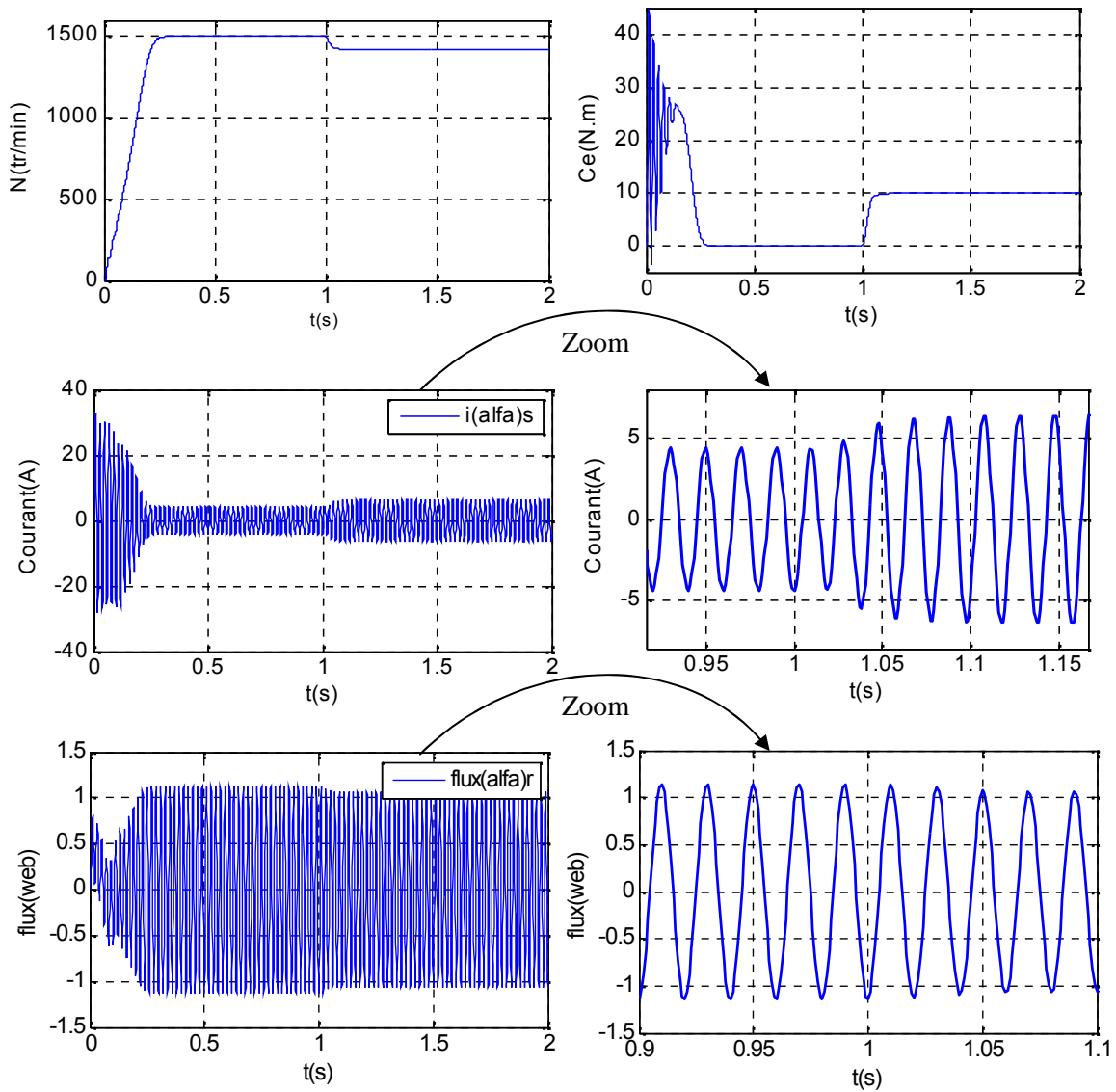


Figure (I.4) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=10\text{ N.m}$) à $t=1$ seconde.

❖ Inversion du sens de rotation :

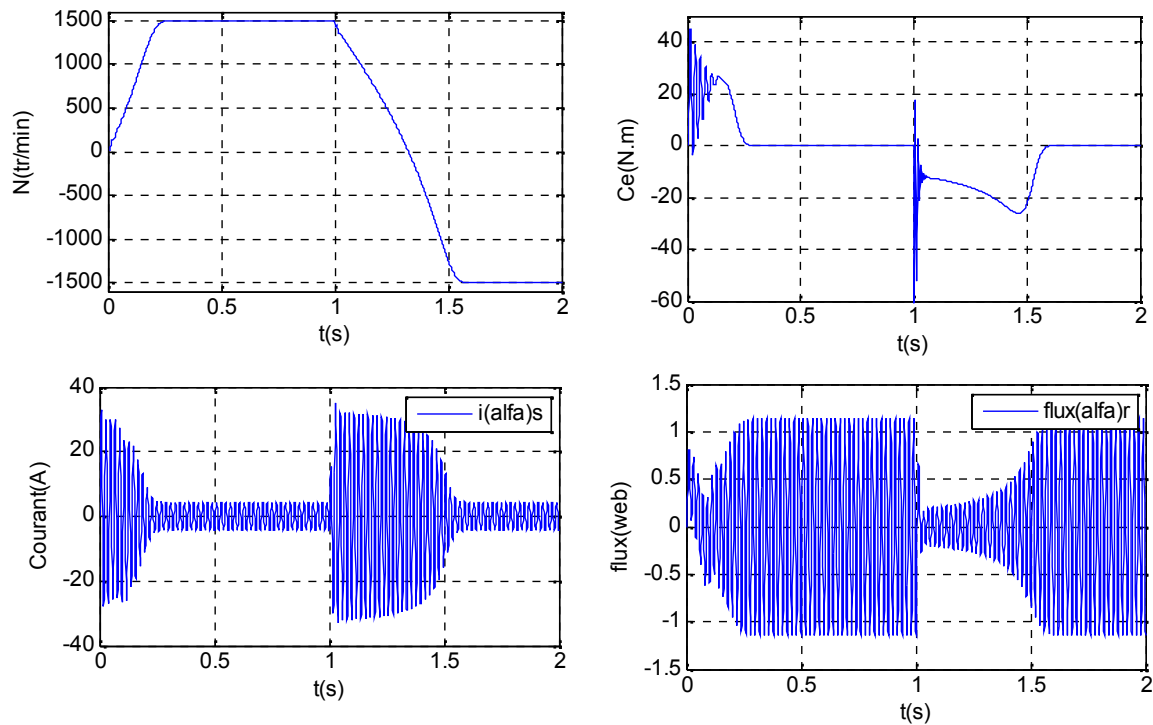


Figure (I.5) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en inversons le sens de rotation à $t=1$ seconde.

I.6. Interprétation des résultats de simulation

➤ En première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans application de perturbation ($Cr=0$).

L'examen des courbes de la Figure (I.3) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.25 à 0.35s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Après le régime transitoire les flux rotoriques prennent des formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de (1Wb).

➤ En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=10\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=1\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la Figure (I.4):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

➤ En troisième étape, maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation à partir de $t=1\text{s}$ tel qu'on passe d'une vitesse de (1500 tr/min) à une vitesse de (-1500 tr/min), les résultats obtenus sont donnés par la Figure (I,5)

Le couple électromagnétique présente d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro, le courant prend des oscillations avec une amplitude plus importante puis garde la même forme sinusoïdale au début. Le flux est diminué puis garde la même forme au début.

I.7.Modélisation de l'alimentation

La machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension à modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre RC, Figure(I.6).

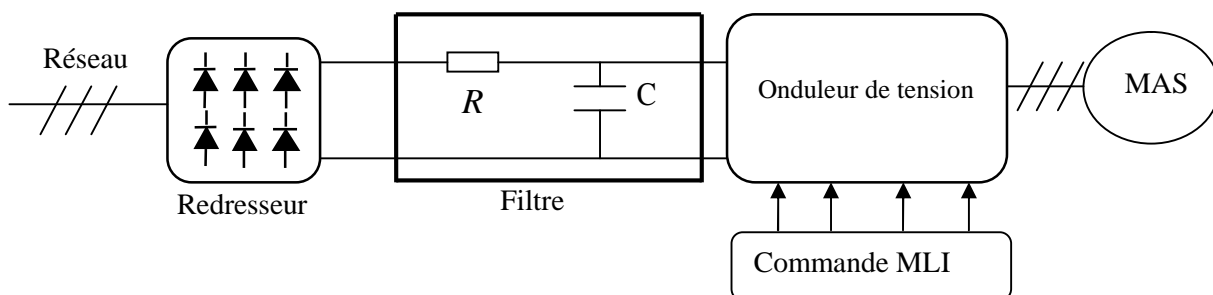


Figure (I.6) : Schéma de l'alimentation.

I.7.1. Modélisation du redresseur

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la Figure (I.7).

Les tensions simples des réseaux triphasés équilibrés directs sont :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.34)$$

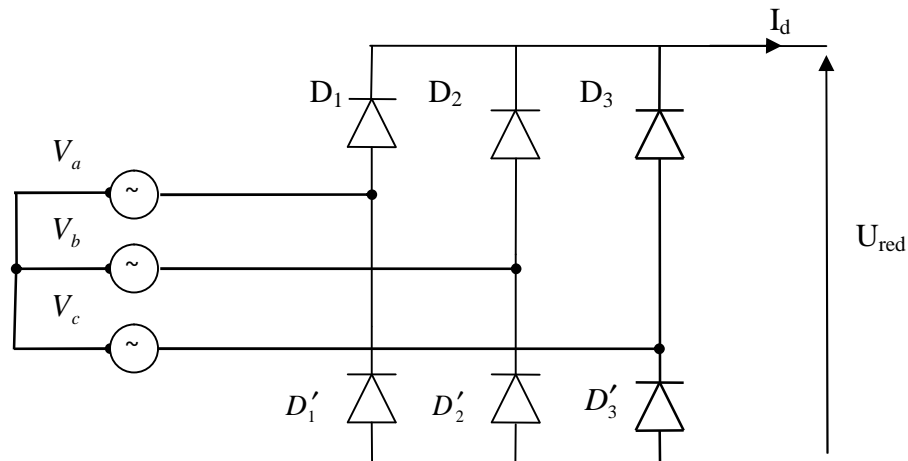


Figure (I.7) : Redresseur triphasé à diodes

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_{red} à la sortie du redresseur est :

$$U_{red} = \text{Max}(V_a, V_b, V_c) - \text{Min}(V_a, V_b, V_c); \quad (I.35)$$

La tension redressée est de la forme suivante :

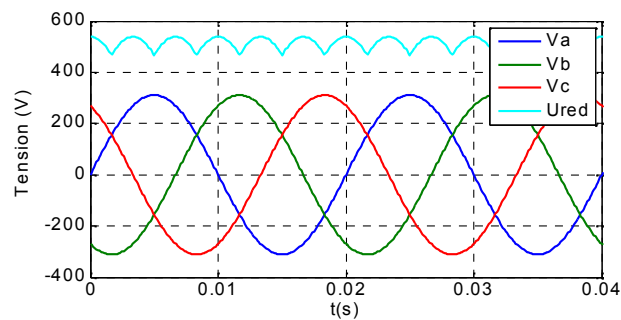


Figure (I.8): Tension simple de phase et celle redressée.

I.7.2. Modélisation du filtre R-C

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le circuit R-C comme indiqué sur la Figure (I.9).

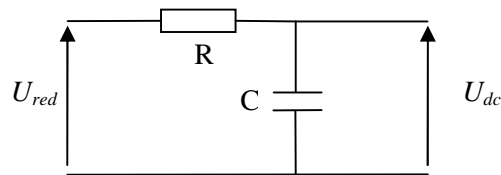


Figure (I.9) : Schéma du filtre R-C.

La fonction de transfert est donnée comme suit :

$$\frac{U_{dc}}{U_{red}} = \frac{1}{1 + \tau p} ; \text{ avec } \tau = R.C \quad (\text{I.36})$$

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il dérive les harmoniques des courants créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur, le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit, en freinant les grandeurs qui interviennent.

La tension filtrée est de la forme suivante (Figure (I.10)):

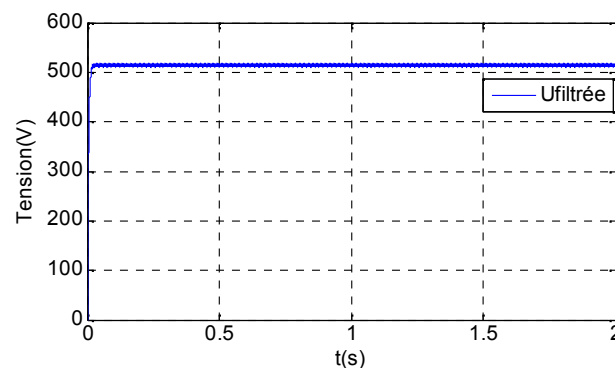


Figure (I.10): Tension filtrée.

I.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et fréquence réglable en valeur instantanée.

L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des *MOSFET* pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des *IGBT* pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des *GTO* pour les très grandes puissances et fréquences faibles [6][7], misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant. La source de tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être obtenue à la sortie d'un redresseur lié à un réseau alternatif, en passant par un filtre capacitif. La charge de l'onduleur est une machine asynchrone.

Pour simplifier l'étude on crée un point milieu o par deux condensateurs fictives chacune prend la moitié de la tension continue v_{dc} .

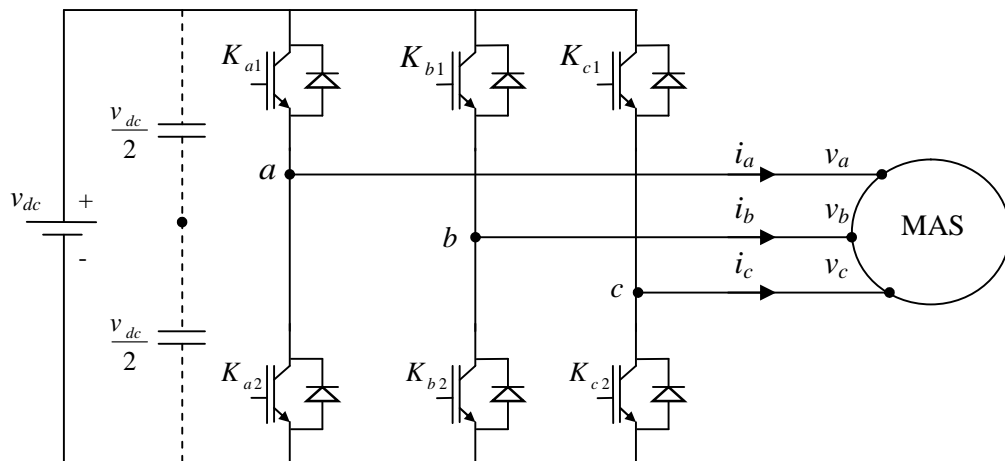


Figure (I.11) : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

I.7.3.1 Fonction de connexion

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , tel que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 & \text{si } K_{xi} \text{ est fermé} \\ S_{xi} = 0 & \text{si } K_{xi} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

Avec $x=a,b,c$: Indicateur de phase; $i=1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x

I.7.3.2 Commande complémentaire des interrupteurs

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} [8],[9]. Ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{x2} = \bar{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \quad (\text{I.38})$$

I.7.3.3 Tension de sortie

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre deux niveaux de tensions $\frac{v_{dc}}{2}$ ou $-\frac{v_{dc}}{2}$ suivant

la fonction de connexion S_{x1} comme illustré dans l'équation (I.39).

$$v_{xo} = \begin{cases} \frac{v_{dc}}{2} \text{ si } S_{x1} = 1 (S_{x2} = 0) \\ -\frac{v_{dc}}{2} \text{ si } S_{x1} = 0 (S_{x2} = 1) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Avec : v_{xo} c'est la tension simple entre la phase x et le point milieu o .

L'équation (I.39) peut être écrite sous la forme suivante :

$$v_{xo} = \frac{v_{dc}}{2} (2S_{x1} - 1) \quad (\text{I.40})$$

Les trois tensions phases-point milieu v_{ao}, v_{bo} et v_{co} sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - 1 \\ 2S_{b1} - 1 \\ 2S_{c1} - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.41})$$

Les tensions composées entre phases v_{ab}, v_{bc} et v_{ca} deviennent donc :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge (v_a, v_b et v_c). Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{I.43})$$

Les tensions phases-neutre sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

Et en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

Pour la génération des signaux logiques S_{a1} , S_{b1} , et S_{c1} , il existe plusieurs techniques de commande telles que la stratégie MLI.

I.7.3.4 Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoïdale)

Fondamentalement, les méthodes de modulation de largeur d'impulsion ont comme principe d'échantillonnage du signal qui contient l'information devant être transmise, et qui se nomme « signal modulant ». Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage.

Trois catégories de M. L. I. ont été développées [10].

- ✓ Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire. Comme la montre la Figure (I.12) et qui sera utilisée pour la simulation pour la suite de ce chapitre.
- ✓ Les modulations pré-calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes de spectre fréquentiel.
- ✓ Les modulations post-calculées encore appelées M. L. I. régulières symétriques ou M. L. I. vectorielle dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- **Indice de modulation m** : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence de la référence f ($m = \frac{f_p}{f}$).

➤ **Taux de modulation r** : c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence

$V_{ref\ m}$ à la valeur crête $U_{p\ m}$ de la porteuse ($r = \frac{V_{ref\ m}}{U_{p\ m}}$). En fonctionnement normal

$$0 < r \leq 1.$$

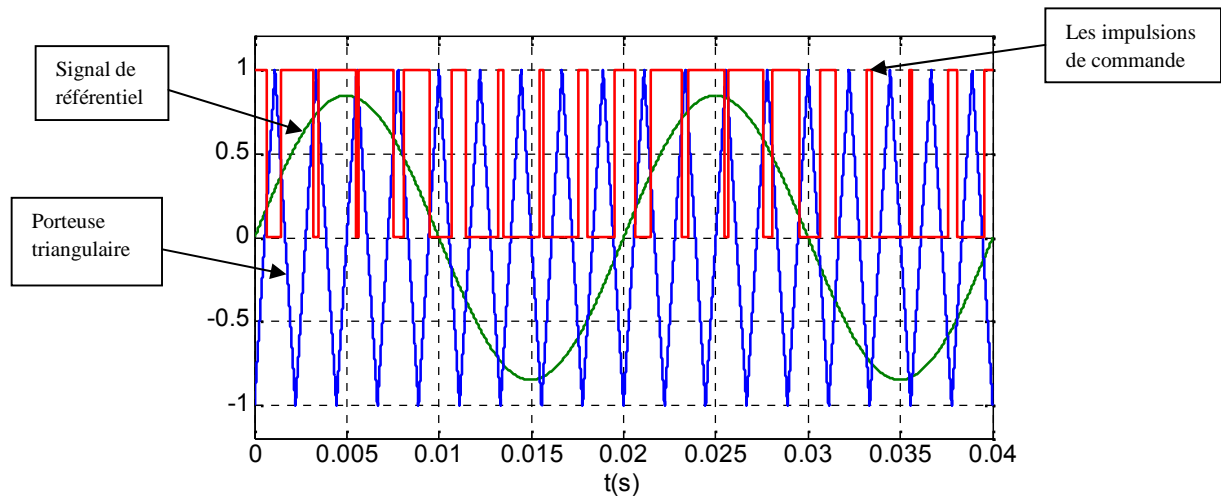


Figure (I.12) : La modulation triangulo-sinusoidale pour une phase.

I.7.3.5 Simulation de l'onduleur

Dans cette partie, nous utilisons la stratégie de commande en MLI classique. La simulation de cet onduleur alimentant une charge triphasée nous permet d'analyser la tension v_a .

Pour montrer l'influence de l'indice de modulation m sur la tension de sortie de l'onduleur, deux valeurs ont été utilisées lors de la simulation ($m=24$, $m=72$). La Figure (I.13) montre les tensions simples à la sortie de l'onduleur pour un taux de modulation $r=0.8$.

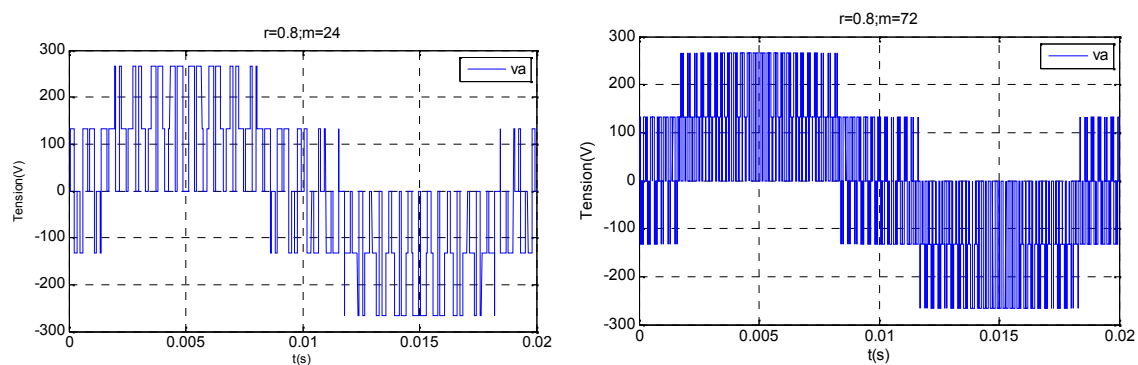


Figure (I.13): tension de sortie de l'onduleur pour différents m .

I.7.4 Simulation de l'association convertisseur-MAS

Le schéma de l'association convertisseur-machine est celui présenté sur la Figure (I.6). La machine est alimentée par un système de tension délivrée par l'onduleur. Celui-ci est commandé par la technique MLI.

La simulation a été réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK avec :

Une référence de fréquence 50 Hz , un taux de modulation, $r=0.8$ et un indice de modulation $m=72$, ce qui correspond à une porteuse de fréquence $f_p = 3600 \text{ Hz}$.

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la Figure (I.14).

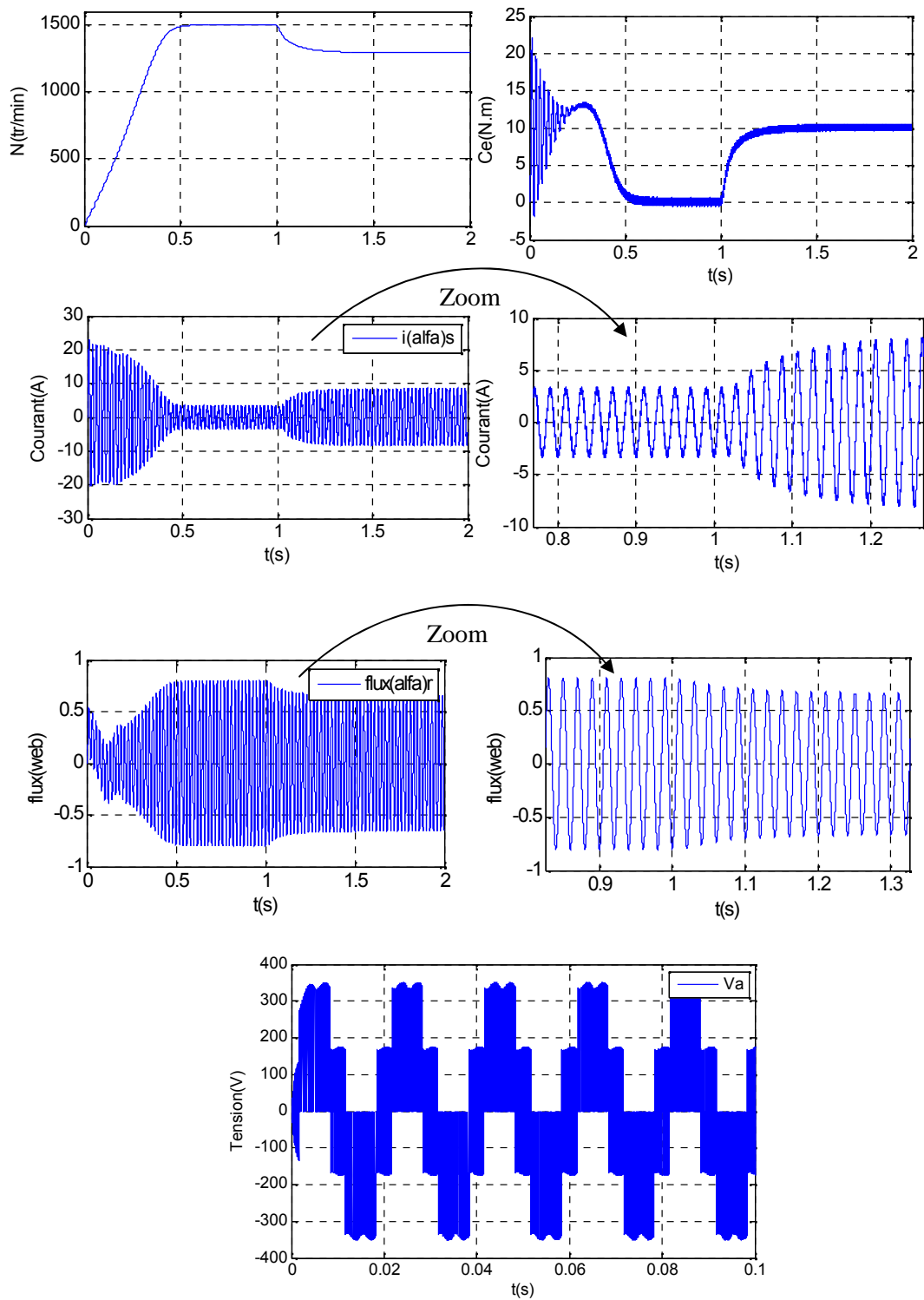
Ces résultats représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse, le couple, le flux, et le courant de phase statorique.

Les résultats de simulation présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à l'instant $t= 1 \text{ s}$.

La comparaison de ces résultats avec celles obtenus dans le cas d'une alimentation sous pleine tension, montre la différence les deux formes du couple, lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire mais présente des ondulations.

L'allure du composante de flux rotorique $\Phi_{r\alpha}$ et du courant statorique sont semblables à celles que nous avons obtenu avec alimentation sous pleine tension, mais avec des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux.

La vitesse de la machine a la même allure que celle de la machine avec alimentation sous pleine tension.



Figure(I.14): Simulation de l'association convertisseur – machine avec application d'une charge de (10N.m) à $t=1$ seconde.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Le choix des variables d'état dépend de l'objectif de la commande ou de l'observation.

Ensuite nous avons présenté la simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur triphasé commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale et un redresseur à diodes, en passant par un filtre RC. Les résultats de simulation illustrent bien la différence entre l'alimentation avec et sans convertisseur.

Pour améliorer la tension de sortie de l'onduleur on va utiliser une autre commande de l'onduleur, il s'agit de la modulation vectorielle qui est reconnue comme étant la plus performante.

Chapitre II

*Commande MLI Vectorielle
d'un Onduleur à deux niveaux*

II.1 Introduction

La machine électrique alternative est alimentée à travers un convertisseur de puissance. Pour obtenir le fonctionnement optimal de cette machine, on doit l'alimenter par une source de tension aussi proche que possible d'une forme sinusoïdale.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques.

Pour améliorer la tension de sortie d'un onduleur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de sa commande.

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis et la modulation vectorielle. La modulation vectorielle est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée.

Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

II.2 Modulation vectorielle

Les techniques de modulations permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence. Le signal de référence à l'entrée du modulateur est l'image du signal qu'il faudrait idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. Le signal généré à la sortie du modulateur (le signal modulé) est l'image du signal le plus proche que l'onduleur est capable d'imposer à l'aide des niveaux dont il dispose.

La modulation de largeurs d'impulsions est largement utilisée dans la commande des onduleurs. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (Space Vector Modulation : SVM). Cette dernière offre des avantages significatifs par rapport à la MLI naturelle et à échantillonnage régulier du point de vue performances de simplicité d'implantation et un rapport de transfert maximal. La modulation vectorielle est reconnue aussi comme étant la plus performante et la plus utilisée [11]. Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

II.2.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence \vec{v}^* désiré sur les deux axes du plan (α, β) . Ces projections sont utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. Si on désigne par t_i et t_{i+1} , les deux temps de commutation en question, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur T_h . Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant le reste de la période T_h . Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension \vec{v}^* , une série de tests sur v_α^* et v_β^* assure la localisation de celui-ci. A l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée. Afin de réduire les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur [12].

Dans les cas où le système de commande exige des tensions supérieures à la valeur maximum de l'algorithme MLI vectorielle, il sera nécessaire de développer un mécanisme de limitation des tensions de sortie [11].

II.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

II.2.2.1 Tension de sortie de l'onduleur

Les tensions phases-neutre sont données dans chapitre I en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

La forme complexe de la tension de sortie est donnée par :

$$v = v_a e^{j0} + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.2})$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur v dans un espace à deux dimensions (α, β) par :

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (\text{II.3})$$

Où v_α et v_β sont les projections du vecteur v dans le système fixe (,) données par:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

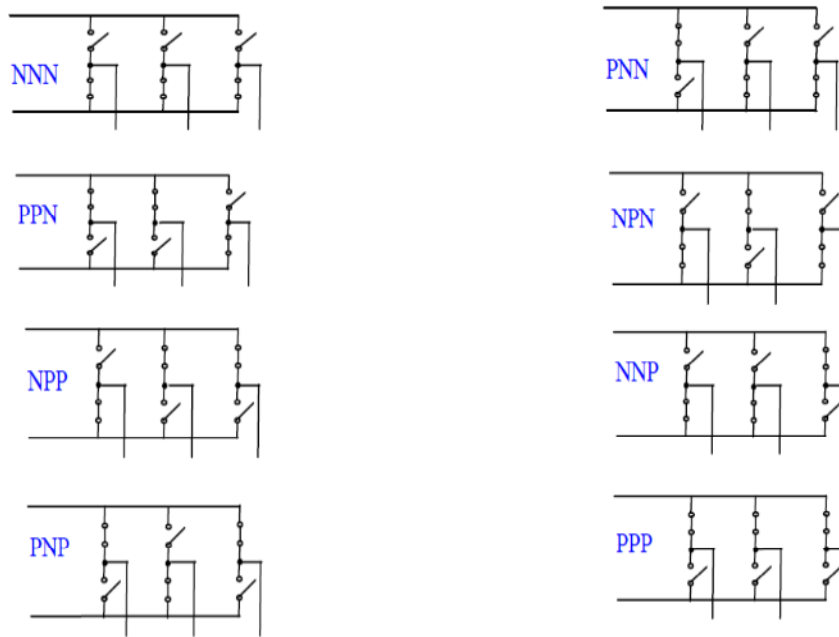
II.2.2.2 Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles :

- **Etat P:** L'interrupteur du haut S_{x1} ($x= a, b$ ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{x2} ($i= a, b$ ou c) est ouvert.
- **Etat N:** L'interrupteur du bas S_{x2} (a, b ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut $S_{x1}=(x= a,b$ ou $c)$ est ouvert.

II.2.2.3 Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états: PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{ao}=v_{dc}$), le deuxième est à l'état N ($v_{bo}=0$) et le troisième est à l'état N ($v_{co}=0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la Figure (II.1).



Figure(II.1): Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.

II.2.2.4 Représentation vectorielle

Le Tableau (II.2) représente les huit états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_i correspondant à chaque état.

S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	v	v	v_i
0	0	0	0	0	v_0
1	0	0	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	0	v_1
1	1	0	$\sqrt{1/6}v_{dc}$	$\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_2
0	1	0	$-\sqrt{1/6}v_{dc}$	$\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_3
0	1	1	$-\sqrt{2/3}v_{dc}$	0	v_4
0	0	1	$-\sqrt{1/6}v_{dc}$	$-\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_5
1	0	1	$\sqrt{1/6}v_{dc}$	$-\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_6
1	1	1	0	0	v_7

Tableau (II.2): Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (,).

Comme on peut le voir, les combinaisons (111) et (000) donnent toujours des vecteurs nuls. La Figure(II.3) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, qui

peuvent être générés par l'onduleur et qui forment le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux ou l'hexagone de commutation [11].

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_a , v_b et v_c aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_a^* , v_b^* et v_c^* . Comme il est illustré dans la Figure (III.2), ces vecteurs peuvent être représentés dans le plan (α, β) par un seul vecteur de référence noté \vec{v}^* d'amplitude v^* constante et égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega = d\theta/dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\vec{v}^* = v^* e^{j\theta} \quad (\text{II.6})$$

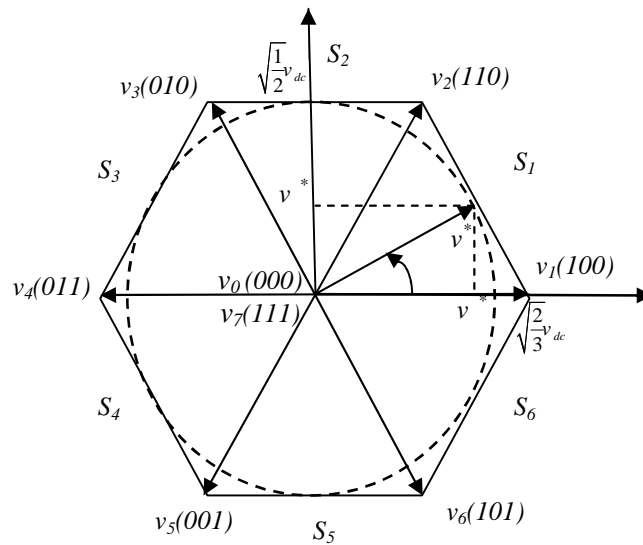


Figure (II.3) : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

Si on attribue au vecteur de référence \vec{v}^* uniquement les six positions discrètes de la Figure (II.3), la tension de sortie sera riche en harmoniques. Afin de réduire le taux d'harmoniques de la tension de sortie résultante de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur \vec{v}^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur \vec{v}^* est :

$$v_{\max}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{\frac{1}{2}} v_{dc} \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II.6) devient :

$$\vec{v}^* = r v_{\max}^* e^{j\theta} \quad (\text{II.8})$$

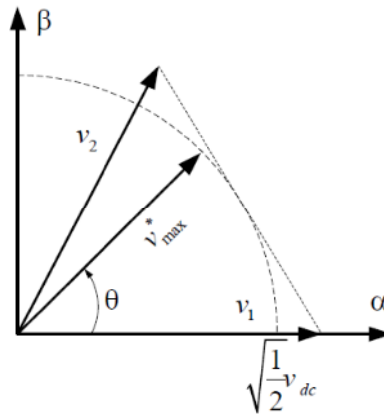


Figure (II.4) : Limite du vecteur \vec{v}^* .

Avec r : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et défini par la relation suivante :

$$r = \frac{\sqrt{2} v^*}{v_{dc}} \quad (\text{II.9})$$

: la position angulaire du vecteur \vec{v}^* calculée comme suit :

$$\theta = \arctg \left(\frac{v_{\beta}^*}{v_{\alpha}^*} \right) \quad (\text{II.10})$$

II.2.2.5 Localisation du vecteur de référence

L'hexagone de commutation peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont le point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs (v_i et v_{i+1}).

Le vecteur \vec{v}_s^* tourne dans le plan (α, β) à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_a^* , v_b^* et v_c^* . Sur le diagramme de la Figure(II.4), on a représenté une position arbitraire du vecteur \vec{v}^* et on a indiqué l'angle correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.2.2.6 Calcul des temps de commutation

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur \bar{v}^* , car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire \bar{v}^* à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls (v_0 ou v_7) et des deux vecteurs adjacents v_i et v_{i+1} du secteur qui contient le vecteur de référence ($i=s$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_0 , t_i et t_{i+1} de sorte que \bar{v}^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\bar{v}^* = \bar{v}_i + \bar{v}_{i+1} + \bar{v}_0 \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\bar{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \bar{v}^* dt \quad (\text{II.13})$$

Puisque la période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension \bar{v}^* peut être considérée comme constante.

Et puisque les vecteurs v_i et v_{i+1} sont des vecteurs fixes on a :

$$\bar{v}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} v_i dt = \frac{1}{T_h} v_i t_i \quad (\text{II.14})$$

Et

$$\bar{v}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} v_{i+1} dt = \frac{1}{T_h} v_{i+1} t_{i+1} \quad (\text{II.15})$$

L'équation (II.12) devient :

$$T_h \bar{v}^* = t_{i+1} v_{i+1} + t_i v_i + t_0 v_0 \quad (\text{II.16})$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_{i+1} v_{i+1}^\alpha + t_i v_i^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_{i+1} v_{i+1}^\beta + t_i v_i^\beta \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Connaissions les valeurs des coordonnées des vecteurs de sortie v_i et v_{i+1} (Tableau II.2). On peut calculer les temps de commutation t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équation (II.17).

Pendant le reste de la période de commutation on applique les vecteurs nuls chacun pendant ce temps, donc :

$$t_0 = t_7 = T_h - t_i - t_{i+1} \quad (\text{II.18})$$

Afin de simplifier l'analyse, on définit les trois variables e , l et k suivants :

$$\begin{cases} e = T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* + v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ l = T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* - v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ k = T_h \frac{\sqrt{2}v_\beta^*}{v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les temps t_i et t_{i+1} pour chaque secteur sont exprimés en fonction du variables e , l et k suivant le Tableau (II.5) :

Secteur	1	2	3	4	5	6
t_i	l	e	k	$-l$	$-e$	$-k$
t_{i+1}	k	$-l$	$-e$	$-k$	l	e

Tableau (II.5) : Temps de commutation pour chaque secteur.

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents sont supérieures à la période de modulation qui produira des erreurs. Pour éviter ceci il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous (saturation),

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } t_i + t_{i+1} \geq T_h \\ \text{then} \\ \quad t_i = \frac{t_i}{t_i + t_{i+1}} T_h \\ \quad t_{i+1} = \frac{t_{i+1}}{t_i + t_{i+1}} T_h \\ \text{else} \\ \quad t_i = t_i \\ \quad t_{i+1} = t_{i+1} \\ \text{end} \end{array} \right.$$

II.2.2.7 Génération des impulsions de commande

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères:

- a-** Minimisation des harmoniques, par la génération d'une tension de sortie la plus proche que possible de la tension de référence, par l'application du vecteur d'état v_i pendant une durée t_i , le vecteur v_{i+1} pendant une durée t_{i+1} et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique v_0 aux extrémités de la période de découpage et v_7 au centre de cette période [13].
- b-** Minimisation des pertes dans les interrupteurs par la réduction du nombre de commutation de chaque interrupteur, par l'application du vecteur d'indice impair avant l'application du vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période [13].

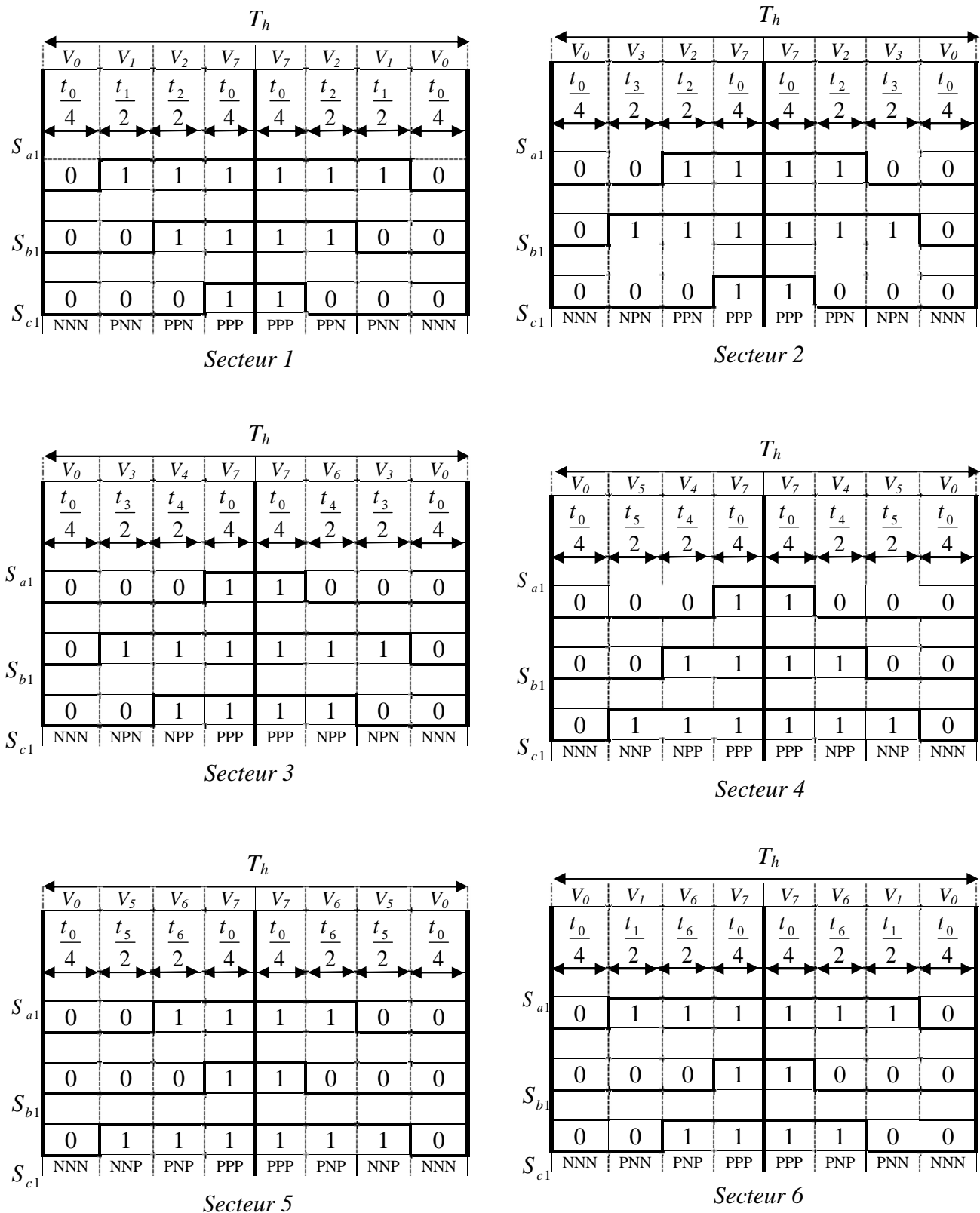


Figure (II.6): Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.

A partir de la Figure (II.6), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_h , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau (II.7).

Secteur	Interrupteurs du haut S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}	Interrupteurs du bas S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}
1	$S_{a1} = t_1 + t_2 + t_0/2$ $S_{b1} = t_2 + t_0/2$ $S_{c1} = t_0/2$	$S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_1 + t_0/2$ $S_{c2} = t_1 + t_2 + t_0/2$
2	$S_{a1} = t_2 + t_0/2$ $S_{b1} = t_2 + t_3 + t_0/2$ $S_{c1} = t_0/2$	$S_{a2} = t_3 + t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$ $S_{c2} = t_2 + t_3 + t_0/2$
3	$S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_3 + t_4 + t_0/2$ $S_{c1} = t_4 + t_0/2$	$S_{a2} = t_3 + t_4 + t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$ $S_{c2} = t_3 + t_0/2$
4	$S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_4 + t_0/2$ $S_{c1} = t_4 + t_5 + t_0/2$	$S_{a2} = t_4 + t_5 + t_0/2$ $S_{b2} = t_5 + t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$
5	$S_{a1} = t_6 + t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_5 + t_6 + t_0/2$	$S_{a2} = t_5 + t_0/2$ $S_{b2} = t_5 + t_6 + t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$
6	$S_{a1} = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_6 + t_0/2$	$S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{c2} = t_1 + t_0/2$

Tableau (II.7): Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

II.2.3 Schéma bloc da la MLI vectorielle

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI vectorielle, on peut énumérer les points suivants :

- 1- A partir des tensions de référence v_a^*, v_b^* et v_c^* on déduit les composantes du vecteur référence v_α^* et v_β^* dans le repère de (α, β) ;
- 2- Calcul du numéro du secteur S où se situé le vecteur de référence;
- 3- Calcul des temps $(t_i, t_{i+1}$ et $t_0)$ d'application des vecteurs $(v_i, v_{i+1}$ et $v_0)$;
- 4- Génération des impulsions de commande des interrupteurs.

Sur la Figure (II.8), apparaît le schéma bloc da la MLI vectorielle.

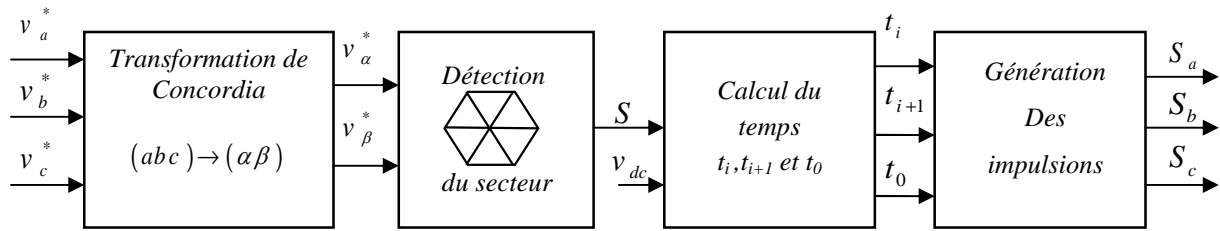


Figure (II.8): Schéma bloc de la MLI vectorielle

II.3 Simulation numérique

Pour contrôler les paramètres caractérisant le fonctionnement de notre modèle composé d'un onduleur commandé à deux niveaux qui alimente un moteur asynchrone, nous avons utilisés MATLAB.

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone pour deux valeurs différentes du l'indice de modulation m (12,72) et $r=0.8$.

III.3.1 Résultats de simulation

❖ Pour l'indice de modulation $m=12$

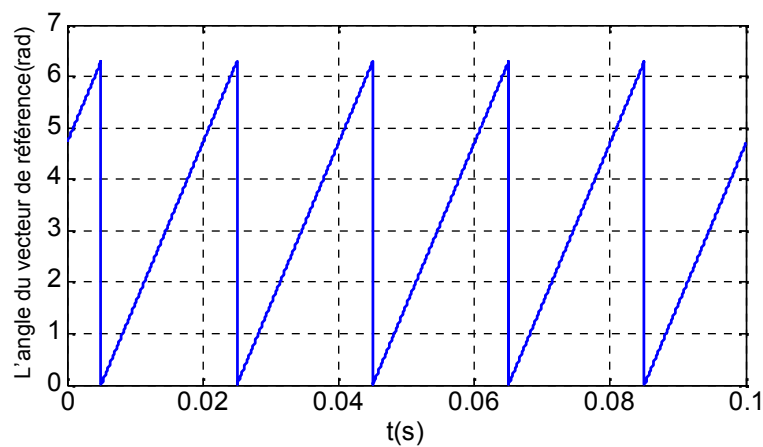


Figure (II.9) : L'angle du vecteur de référence.

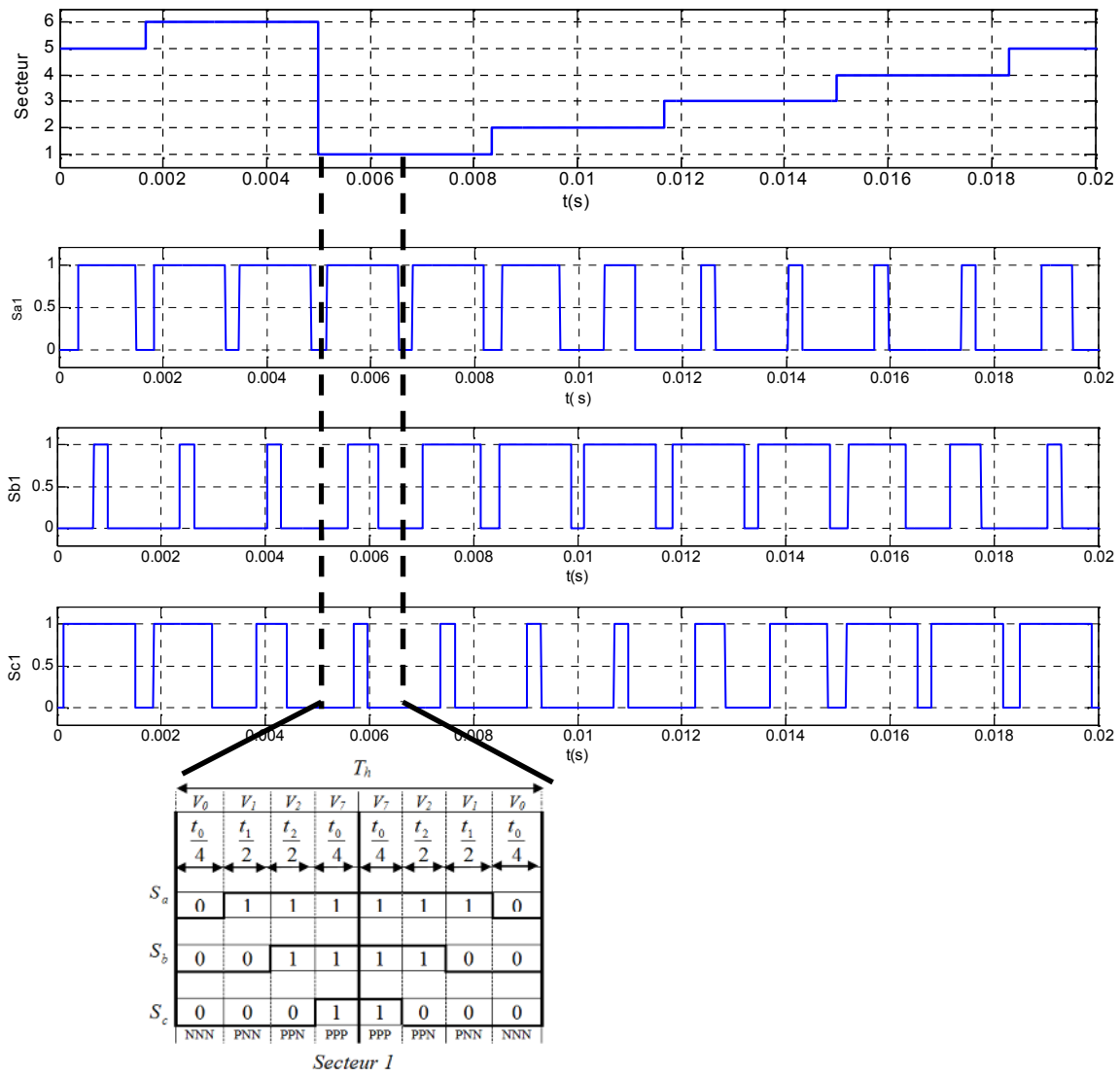


Figure (II.10) : Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec les signaux des impulsions S_{a1} , S_{b1} et S_{c1} .

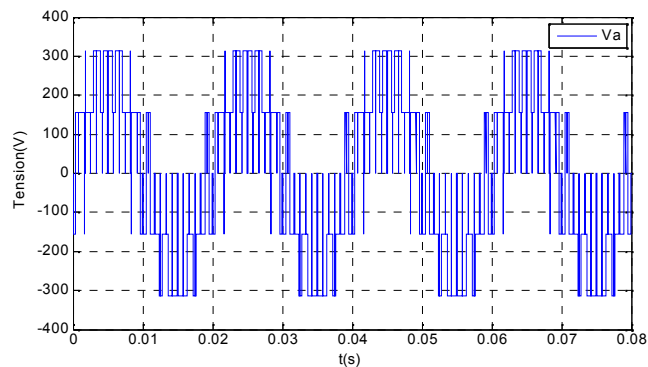


Figure (II.11): La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.

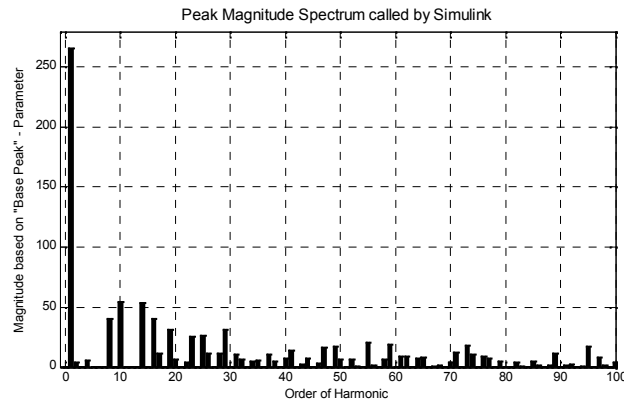


Figure (II.12): Analyse harmonique de la tension du sortie V_a .

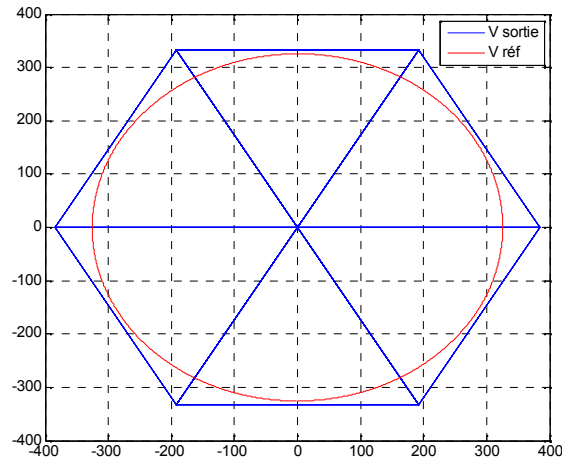


Figure (III.13): Trajectoire du vecteur de référence avec le vecteur de la tension de sortie.

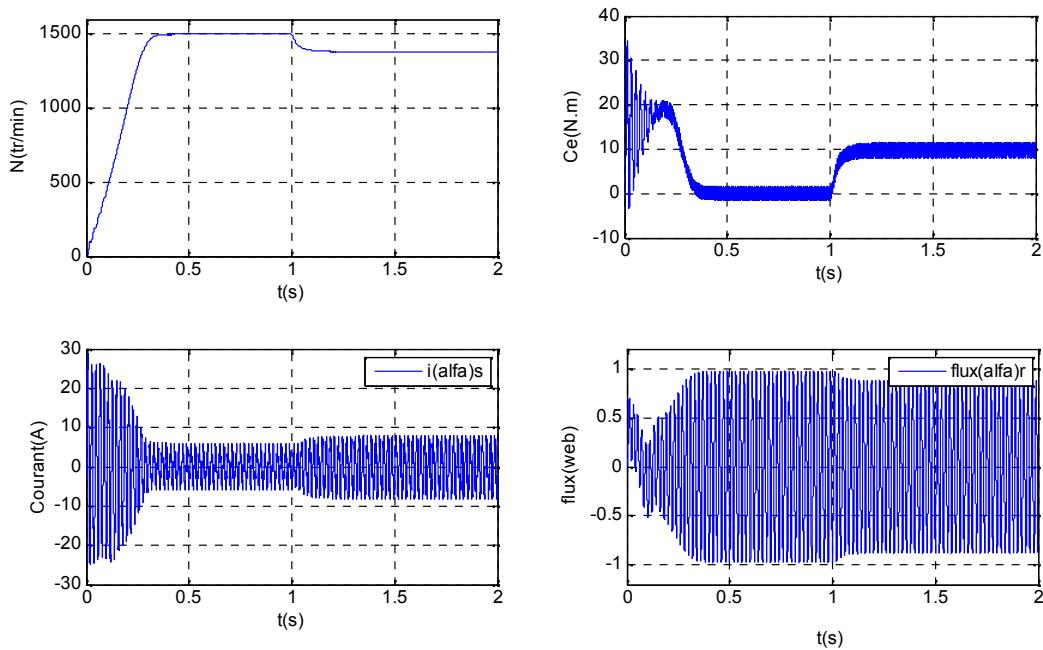


Figure (II.14) : Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec $(m=12)$.

❖ Pour l'indice de modulation $m=72$

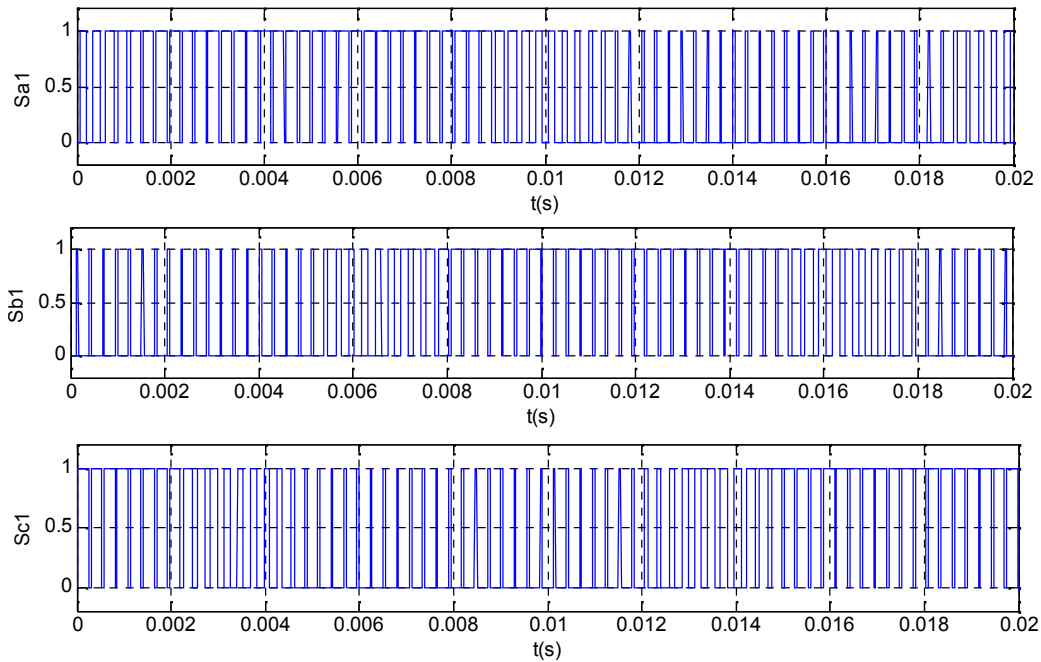


Figure (II.15) : Les signaux des impulsions S_a , S_b et S_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur.

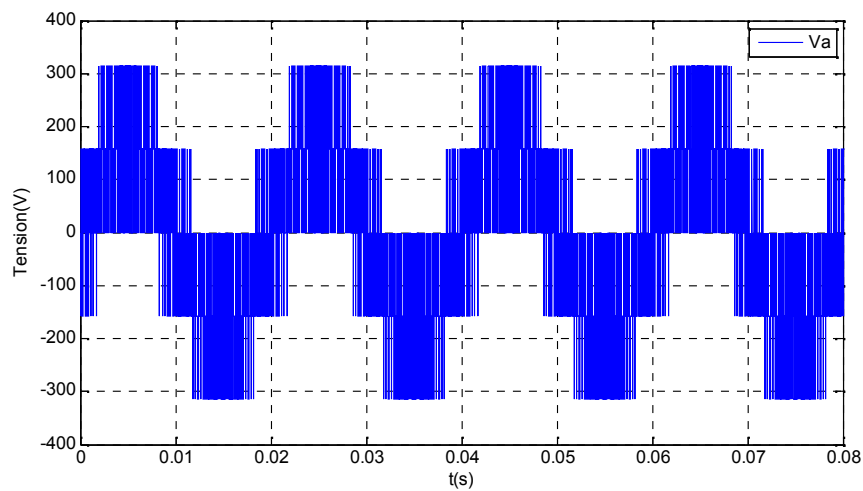


Figure (II.16): La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.

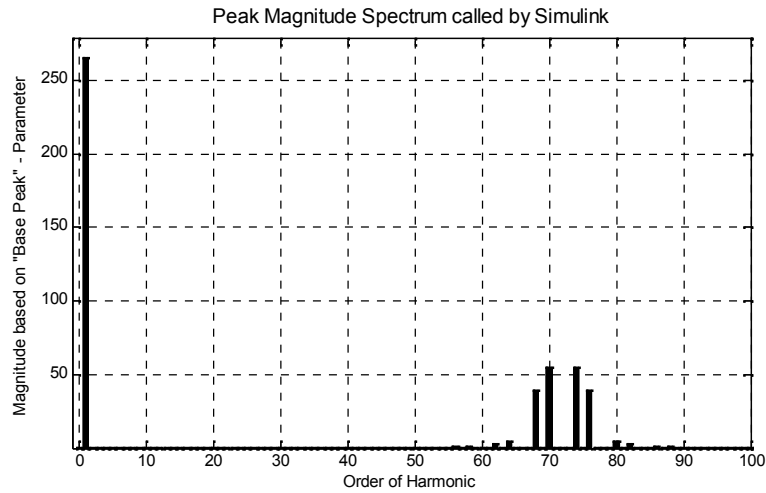


Figure (II.17): Analyse harmonique de la tension du sortie V_a .

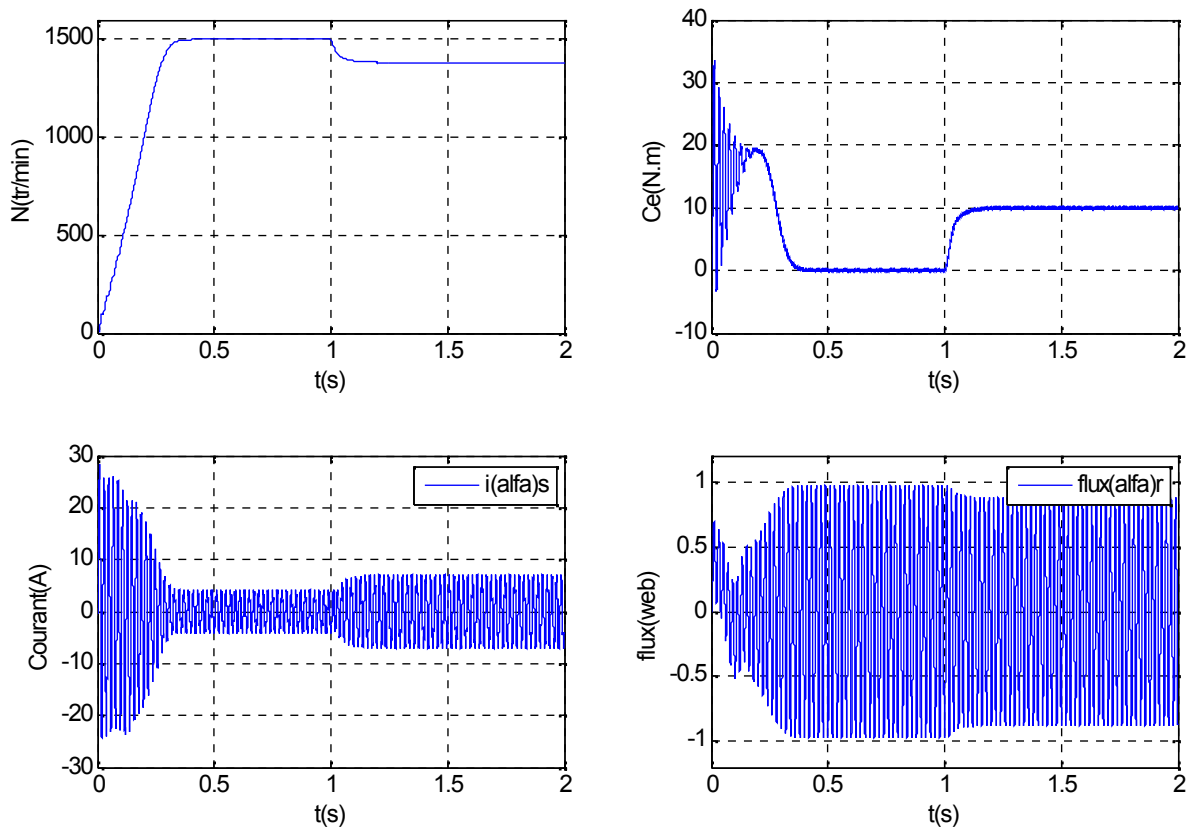


Figure (II.18) : Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=72$).

II.3.2 Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus, on remarque:

- ✓ Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs (de 1 à 6) pendant chaque période.
- ✓ Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation nous constatons que :
 - Les impulsions de commande contiennent m créneaux, ces impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période.
 - Pour la faible valeur de m l'allure de courant n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de m l'allure de courant tend vers un signal plus proche du signal sinusoïdal.
 - L'augmentation de l'indice m rejette le déchet de tension à fréquences élevées.
 - La largeur de la bande du couple est diminuée et le temps de stabilité est le même pour les deux valeurs de l'indices de modulation.

I.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la MLI vectorielle et la modulation vectorielle d'un onduleur à deux niveaux, et nous constatons que la commande par MLI vectorielle est devenue la méthode la plus employée pour commander l'onduleur afin d'obtenir une tension plus proche à la sinusoïdale par rapport à la commande par modulation triangulo-sinusoïdale. Les résultats obtenus montrent que la MLI vectorielle présente une meilleure approximation du fonctionnement optimal de la machine.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'atteindre de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande non linéaire. Un exposé général sur la théorie de cette méthode et son application sur le modèle de la machine asynchrone déjà obtenu feront l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

*Commande non linéaire
de
la Machine Asynchrone*

III.1.Introduction

Le caractère linéaire est généralement une idéalisation car la plupart des systèmes physiques où autres sont en réalité non linéaires. Pour des raisons de simplicité le modèle ayant servi pour la conception de la loi de commande ne tient pas toujours compte de certains phénomènes tels que les perturbations, les frottements, les dynamiques rapides etc.[14]

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : après avoir décrit le modèle non linéaire, avec quelques caractéristiques de système, nous présentons quelques notions mathématiques qui seront utiles pour la linéarisation. Puis nous décrivons en détails les étapes principales pour la conception de la commande par linéarisation au sens entrée/sortie des systèmes non linéaires.

Enfin, nous passerons à l'application de cette approche sur le modèle non linéaire de la machine asynchrone présenté au premier chapitre dans le repère fixe lié au stator.

Nous choisissons le couple électromagnétique et la norme au carré du flux comme des sorties à découpler et les tensions statoriques comme des entrées de commande.

L'application du principe de la commande par linéarisation nous permettons d'élaborer une commande par retour d'état qui permet le découplage entre les composantes de sorties prises et que nous simulons pour des testes de différents modes de fonctionnement possibles afin de valider et examiner la robustesse dynamique et statique de la commande élaborée par cette approche.

III.2.Théorie de linéarisation

La linéarisation par retour entrée-sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire qui a attiré ces dernières années beaucoup de recherches [14], [15], [3] ...

L'idée principale est de transformer d'une manière algébrique la dynamique des systèmes non linéaires (complètement ou en parties) en linéaires, afin que les techniques du contrôle linéaire puissent être appliquées. Dans ce cas, la dynamique des systèmes non linéaires ne perd rien de ses propriétés du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées [16].

Cela diffère tout à fait de la linéarisation conventionnelle (Jacobien), parce que la linéarisation de la réaction est accomplie par transformation de la réaction de l'état exacte, plutôt que par approximations linéaires de la dynamique.

Avant de décrire les étapes à suivre pour linéariser un système, on aborde quelles notions mathématiques qui seront nécessaires à la bonne compréhension de la technique.

III.2.1. Outils mathématiques

Soit le système non linéaire :

$$\sum \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

Où : l'état $x(t) \in \mathfrak{R}^n$, l'entrée $u(t) \in \mathfrak{R}^m$, la sortie $y(t) \in \mathfrak{R}^p$, et les entiers de f , g et h sont des fonctions.

III.2.1.1. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par :

$$(\nabla h)_i = \frac{\delta h}{\delta x_i} \quad (\text{III. 2})$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobien de f (matrice de $(n \times n)$) comme suit:

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\delta f_i}{\delta x_j} \quad (\text{III. 3})$$

III.2.1.2. Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie)

A. Dérivées de Lie

Définition : Soit h une fonction de classe C^1 de \mathfrak{R}^n dans \mathfrak{R} . On appelle dérivée de Lie de h dans la direction f , notée $L_f h$, la dérivée de h le long de la courbe intégrale de f en $x = \theta$, donc on note [3] :

$$L_f h(x) = \left. \frac{d}{dt} h(X_t(x)) \right|_{x=\theta} = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (\text{III. 4})$$

Par cette formule, un champ de vecteurs f quelconque est identifié à l'opérateur différentiel linéaire du premier ordre comme suit :

$$L_f = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i} \quad (\text{III. 5})$$

B. Crochets de Lie :

Soient : f et g deux champs de vecteurs dans \mathcal{R}^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par :

$$[f \ g] \ x \neq \nabla g f - \nabla f g \quad (\text{III. 6})$$

On utilise la notation $[f \ g] = ad_f g$ Où :

$$[f \ g] \ x \neq ad_f g \ x \neq \frac{\partial g}{\partial x} f \ x \neq \frac{\partial f}{\partial x} g \ x \quad (\text{III. 7})$$

Où : $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successives

donnes :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g(x) &= g(x) \\ ad_f^1 g(x) &= [f \ g] \ x \quad (\text{III. 8}) \\ &\dots\dots\dots \\ ad_f^k g(x) &= [f \ ad_f^{k-1} g] \ x \end{aligned}$$

Les crochets de Lie ont des propriétés que nous pouvons écrire en adoptant la notation précédente [2] :

$$1- [a_1 f_1 + a_2 f_2 \ g] = a_1 [f_1 \ g] + a_2 [f_2 \ g]$$

$$2- \text{Antisymétrie } [f \ g] = -[g \ f]$$

3- Identité de Jacobi :

$$[f \ [g \ p]] + [g \ [p \ f]] + [p \ [f \ g]] = 0$$

$$\nabla h ad_f g = L_f L_g h - L_g L_f h$$

III.2.1.3. Difféomorphisme

La fonction différentielle $\Phi: \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$ définie dans une région $\Omega \subset \mathcal{R}^n$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes:

➤ Φ : est inversible, c'est-à-dire, il existe une fonction Φ^{-1} telle que:

$$\Phi^{-1} (\Phi(x)) = x$$

Pour tout $x \in \Omega \subset \mathcal{R}^n$ et

➤ Φ^{-1} et Φ sont des fonctions lisses.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement de variables de la forme:

$$z = \Phi(x) \quad (\text{III. 9})$$

Où $\Phi(x)$ représente n variables:

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \dots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{III. 10})$$

À noter que si $\Phi(z)^{-1}$ (transformation inverse) existe pour tout $z \subset \mathfrak{R}^n$, le difféomorphisme est dit global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$.

Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires.

III.2.1.4. Degré relatif

D'après [14], [17], le degré relatif (r) de la sortie y , est le nombre de fois qu'il faut dériver y par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée u dans les dérivées de y . D'après cette définition littéraire on peut dire que :

Le système de la forme (III. 1) est dit de degré relatif (r) dans une région Ω au voisinage d'un point x_0 si [18] :

$$\triangleright L_g L_f^i h(x) = 0 \quad \text{tel que } 0 \leq i \leq r-2$$

$$\triangleright L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0 .$$

En effet, si on applique cette définition au système (III. 1), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \frac{dx}{dt} \\ \dot{y} &= \frac{dh(x)}{dt} (f(x) + g(x)u) \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x)u \end{aligned} \quad (\text{III. 11})$$

Si $L_g h(x) = 0$ nous continuons la dérivation de la sortie y pour la deuxième fois, pour tout x au voisinage de x_0 , donc

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \tag{III. 12}$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h + L_g(L_f^1 h)u = L_f^2 h \text{ si } L_g(L_f^1 h) = 0. \text{ pour un degré relatif } r > 2.$$

Nous continuons la dérivation de la sortie y jusqu'à l'apparition de u pour la première fois, pour un degré relatif égale à r , nous obtenons :

$$\begin{aligned} y &= h(x) = L_f h \\ \dot{y} &= L_f^1 h + L_g(L_f^0 h)u = L_f^1 h \quad \text{avec } L_g(L_f^0 h) = 0 \\ \ddot{y} &= L_f^2 h + L_g(L_f^1 h)u = L_f^2 h \quad \text{avec } L_g(L_f^1 h) = 0 \end{aligned} \tag{III. 13}$$

.....

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u \quad \text{avec } L_g(L_f^{(r-1)} h) \neq 0$$

Donc, r est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de u n'est pas zéro sur l'espace où nous voulons contrôler le système [15].

Soient :

$$\begin{aligned} \alpha(x) &= L_f^r (h) \\ \beta(x) &= L_g(L_f^{(r-1)}(h)) \end{aligned}$$

Donc :

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u = \alpha(x) + \beta(x)u = v(x) \text{ où } \beta(x) \neq 0 \tag{III. 14}$$

Où $v(x)$ est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique.

Donc pour $y^{(r)} = v(x)$, nous le représentons par :

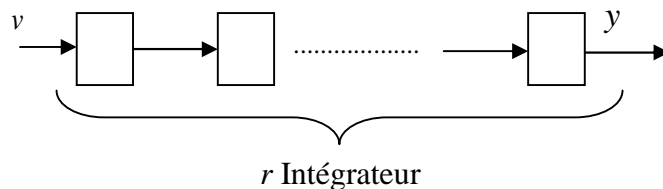


Figure (III. 1) : Représentation d'état.

Nous avons r intégrateurs, on obtient un système linéaire de la forme:

$$\frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{1}{s^r} \quad (\text{III. 15})$$

Donc, nous pouvons concevoir maintenant un contrôleur pour ce système, en utilisant n'importe quelle méthode de conception des contrôleurs linéaires. Nous avons $v = \alpha + \beta u$.

Le contrôleur qui est implémenté est obtenu par:

$$u = \frac{1}{\beta(x)} [-\alpha(x) + v] \quad (\text{III. 16})$$

Par exemple, la loi de commande est définie par:

$$v = -\sum_{i=0}^{r-1} K_i L_f^i(h) = -K_0 y - K_1 \dot{y} - K_2 \ddot{y} - \dots - K_{(r-1)} y^{(r-1)} \quad (\text{III. 17})$$

Le choix des K_i est basé sur la stabilité du polynôme caractéristique donné par

$s^{(r)} + K_{(r-1)} s^{(r-1)} + \dots + K_0$ (polynôme stable), en utilisant la définition de Hurwitz, c'est à dire, que toutes ses racines soient situées strictement dans la partie gauche du plan.

En utilisant (III. 16), la forme finale de la loi de commande, par linéarisation entrée-sortie, devient :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)} h(x)} \left[-L_f^{(r)} h(x) - K_{(r-1)} y^{(r-1)} - \dots - K_1 \dot{y} - K_0 y \right] \quad (\text{III. 18})$$

Par ailleurs, le point zéro ne présente pas toujours le seul point d'équilibre pour un système non linéaire. Généralement, les systèmes possèdent des trajectoires de référence à poursuivre, et c'est à la commande de forcer le système à suivre la trajectoire désirée.

Si on considère y_d comme une sortie désirée (référence), l'erreur de poursuite e_p est donnée par :

$$e_p = y - y_d \quad (\text{III. 19})$$

Donc la loi de commande est donnée par :

$$v = y_d^{(r)} - K_{n-1} e_p^{(r-1)} - \dots - K_2 \dot{e}_p - K_1 e_p \quad (\text{III. 20})$$

Remarque:

1. Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie y pour faire apparaître explicitement l'entre u , ne peut pas dépasser l'ordre n du système, c'est à dire que $r \leq n$. Si l'entrée u n'apparaît pas après n dérivation, le système est non contrôlable.

2. Pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système non linéaire donné par l'équation d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \\ y = C x(t) \end{cases} \quad (\text{III. 21})$$

Par analogie au (II.1), celle de système non linéaire, on a :

$$f(x) = A x, \quad g(x) = B \text{ et } h(x) = C x$$

Donc, par application de la dérivée de Lie prédéfinie précédemment, on trouve :

$$L_f^k h(x) = C A^k x$$

Et donc :

$$L_g L_f^k h(x) = C A^k B x$$

Ainsi l'entier r qui satisfait les conditions :

$$C A^k B = 0$$

$$C A^{k-1} B = 0 \text{ Pour tous } k < r-1$$

Est alors égal à la différence entre le degré du dénominateur et celui du numérateur de la fonction de transfert du système donnée par:

$$G(s) = C (sI - A)^{-1} B$$

III.2.2. Linéarisation entrées/sorties

La technique du contrôle par linéarisation est où la sortie y du système dynamique est différencié jusqu'à l'apparition de l'entrée physique u dans r dérivées de y . Alors u est introduit dans la fonction de transfert de l'entrée synthétique, v à la sortie y qui est:

$$\frac{y(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^r}$$

Le degré relatif total du système s'exprime par :

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \quad (\text{III. 22})$$

Si r est le degré relatif et inférieur de n l'ordre du système, alors il y aura une dynamique interne. Si $r = n$, alors la linéarisation I/O (Entrée/Sortie) et I/S (Entrée/Etat) sont les mêmes. On envisage alors deux cas :

➤ **1^{er} Cas : $r = n$:**

Quand $r = n$, le système non linéaire (III. 1) est complètement linéarisé par retour d'état en utilisant les expressions $h, L_f h, \dots, L_f^{r-1} h$.

Soient les m sorties y_i et leurs drives d'ordre r_j telles que :

$$\begin{cases} z_1^1 = h_1(x) & z_2^1 = L_f h_2 x & (z_{r_1}^1) = L_f^{r_1-1} h_1 x \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ z_1^m = h_m(x) & z_2^m = L_f h_m x & (z_{r_m}^m) = L_f^{r_m-1} h_m x \end{cases} \quad (\text{III. 23})$$

Les z_i^j ($j=1, \dots, m, i=1, \dots, r_j$) sont indépendants et peuvent être considérées comme des nouvelles variables d'état du nouveau vecteur d'état. Ainsi, ces nouvelles variables d'état deviennent :

$$\begin{cases} z_1^j = z_2^j \\ \vdots \\ z_{r_j}^j = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{j-1} h_j(x) \end{cases} \quad (\text{III. 24})$$

Où $1 \leq j \leq m$

Avec cette loi de commande, on obtient une linéarisation entrée/sortie qui est équivalente à la linéarisation entrée/état (I/O ou I/S) du système non linéaire c'est-à-dire que le système non linéaire sera constitué de m sous systèmes linéaires et découplés.

➤ **2^{ème} Cas : $r < n$:**

Dans ce cas, on obtient seulement une linéarisation partielle pour le système étudié, les états z_i^j ($j=1, \dots, m; i=1, \dots, r_j$) représentent seulement la dynamique externe du système de dimension, pour compléter l'ordre, un autre aspect est introduit, c'est la dynamique interne [8], cette dynamique représente la partie à ajouter pour compléter le système, donc en ajoute les $(n - r)$ fonctions.

Cette partie de la dynamique interne représente la partie non observable, à travers la relation entrée-sortie, du système et qui joue un rôle décisif dans la stabilité du système résultant de la linéarisation.

III.2.3. Problème de linéarisation entrée-sortie

Dans les problèmes du contrôle pratique, les rapports non linéaires entre variables ne sont pas en général faciles de manier dans un chemin direct. Pour cette raison, une stratégie du contrôle de base consiste, tout d'abord donc à substituer des relations non linéaires par les linéaires. Dans cet esprit, nous commençons en considérant le problème de compensation d'un système non linéaire donné, pour obtenir un nouveau système qui définit une relation linéaire entre les variables d'entrée et les variables de sortie [14].

Ce problème est appelé le problème de la linéarisation entrées/sorties et, si nous restreignons notre attention aux retours de l'état statique régulier, il est décrit comme suit :

Soit le système non linéaire défini précédemment (III. 1), on cherche à trouver, si possible, le retour d'état statique régulier $u = \alpha(z) + \beta(z)v$ et la transformation d'état tel que $z = \Phi(x)$, dans les nouvelles variables, le système compensé est donné par :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = A_1 z_1 + B_1 u \\ \dot{z}_2 = f_2(z_1, z_2) + g_2(z_1, z_2) u \\ y = C_1 z_1 \end{cases} \quad (\text{III. 25})$$

Avec la paire (A_1, B_1) contrôlable et la paire (C, A) observable.

La solution du problème précité est calculée en premier, dans le cas mono sortie, est plus simple que le cas multi sortie.

A. Le cas mono-sorti

Le problème de la linéarisation entrée/sortie dans le cas mono-sortie concerne plus la base et élémentaire dans théorie du contrôle non linéaire, et sa solution est instrumentalisée dans le design des contrôleurs non linéaire classique. L'idée de la solution consiste à résoudre, par retour d'état, les termes non linéaires qui paraissent dans les r dérivés dans le temps de la sortie $y(t)$ ($y^{(r)}(t)$), r qui est le degré relatif de $y(t)$ défini précédemment.

Dans l'automatisme, cette stratégie du contrôle est appliquée pour une grande partie, par exemple, dans le calcul théorique de contrôle du couple [14].

La solution du problème est donc par application de théorème suivant :

Théorème 1

Pour $p = 1$; alors le problème de linéarisation de retour de l'état statique entrée-sortie pour Σ est résoluble si et seulement si son degré relatif r est fini.

B. Cas Multi sorties

La solution élémentaire précitée peut être généralisée facilement aux systèmes du multi sorties. La condition résultante devient une condition suffisante [14].

Théorème 2

Le problème de la linéarisation entrée-sortie pour Σ est résoluble si :

$$\text{rang} \left[\frac{\partial y_1^{(r_1)}, \partial y_2^{(r_2)}, \dots, \partial y_p^{(r_p)}}{\partial u} \right] = p$$

Où : r_i est le degré relatif de la fonction de sortie h_i , pour $i = 1, 2, \dots, p$

III.2.4. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles [2], [3], [14].

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques. Avant tout, on considère que le système non-linéaire à p entrées et q sorties a pour forme [1]:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \quad (\text{III. 26})$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, q$$

Où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in \mathfrak{R}^p$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T \in \mathfrak{R}^q$ représente le vecteur des sorties. g, f sont des champs de vecteurs lisses et $h_i, i = 1, 2, \dots, q$ est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(x)) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (\text{III. 27})$$

Où $L_f^i h_j$ et $L_{g_i} h_j$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g . r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (III. 27) et est connue sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à

l'aide de (III. 27) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$.

On dit que le système (III. 27) a pour degré relatif (r) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_{j-1} \quad 1 \leq i \leq p \quad 1 \leq j \leq q$$

Et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties.

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (III. 27) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & y_2^{r_2} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix} = \alpha(x) + \beta(x) u \quad (\text{III. 28})$$

$$\text{Où: } \alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 29})$$

Et

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 30})$$

Où $\beta(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que $\beta(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = \beta^{-1}(x)(-\alpha(x)+v) \quad (\text{III. 31})$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $\beta(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la Figure (III. 2).

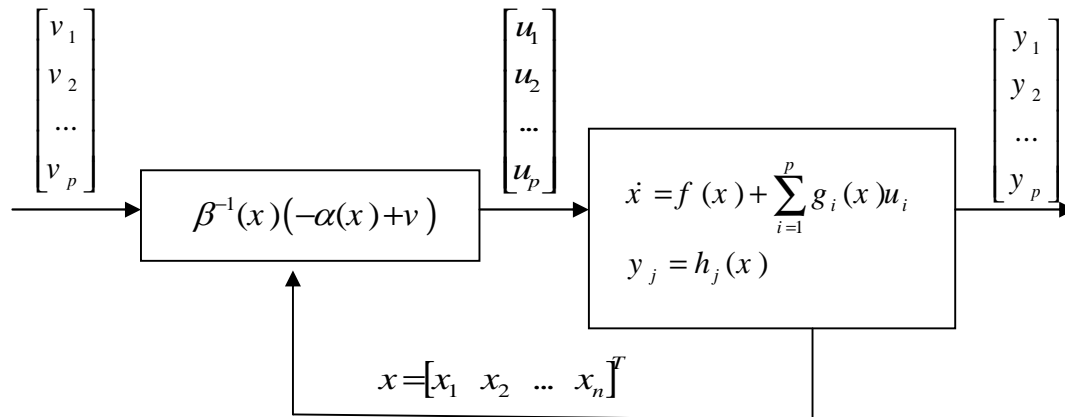


Figure (III. 2) : Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (III.31) dans (III.26), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(r_j)} = v_i \quad (\text{III. 32})$$

Ou plus explicitement par :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & y_2^{r_2} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \quad (\text{III. 33})$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_p]^T$.

Remarquons que l'expression (II. 32) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (Figure (III. 3)).

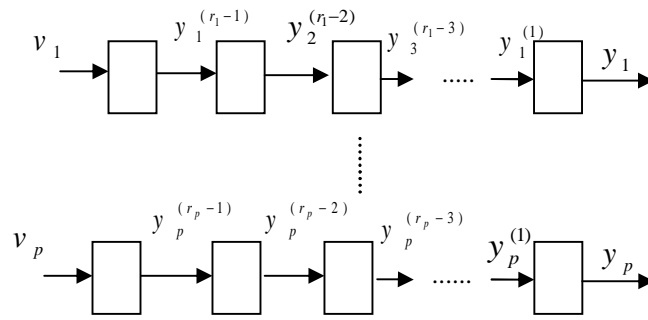


Figure (III. 3) : Dynamique du système linéarisé.

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété citée ci-dessus.

A. Mise sous forme canonique

Supposons que le système (III.26) a des degrés relatifs $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ et que $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$ où n est l'ordre du système. On définit r fonctions $(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_r)$

qui permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} z &= (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{r_1}, \Phi_{r_1+1}, \dots, \Phi_r) \\ z &= (h_1, L_f h_1, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \end{aligned} \quad (\text{III. 34})$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$. On peut distinguer deux cas possibles :

✓ **Cas 1 :** $(r = \sum_{j=1}^p r_j = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n)$. Dans ce cas, l'ensemble des fonctions

$\Phi^k = L_f^{k-1} h_i$ avec $(1 \leq k \leq n)$ et $1 \leq i \leq p$ définissent un difféomorphisme, tel que :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \dots \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{(r_p-1)} h_p]^T \end{bmatrix} \quad (\text{III. 35})$$

✓ **Cas 2 :** ($r = \sum_{i=1}^p r_i = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n$). Dans ce cas, il est possible de trouver $(n - r)$

autres fonctions Φ^k , ($r+1 \leq k \leq n$) pour que Φ^k ($1 \leq k \leq n$) soit de rang n . On introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ \dots \\ \Phi_n \end{bmatrix} \quad (\text{II. 36})$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (III. 34) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_{r_1} \\ \dot{z}_{r_1} &= L_f^{r_1} h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_1}^{r_1-1} h_1 u_j \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_{r_1+1} &= z_{r_2+2} \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_r &= L_f^{r_p} h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_1}^{r_p-1} h_p u_j \end{aligned} \quad (\text{III. 37})$$

Pour les $(n - r)$ autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles

variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$.

En ce qui concerne la sortie, le vecteur $y = [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_p]^T$ peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned} y_1 &= z_1 \\ y_2 &= z_{r_1+1} \\ &\dots\dots\dots \\ y_p &= z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1} \end{aligned} \quad (\text{III. 38})$$

En appliquant la loi linéarisante (III. 31) au système (III. 37) nous obtenons:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \quad (\text{III. 39})$$

$$\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u. \quad (\text{III. 40})$$

Avec:

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i \times r_i} \quad B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i} \quad C_{r_i} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

et pour la sortie

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix}$$

B. Conception du nouveau vecteur de commande

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} - K_{r_j} (y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + K_1 (y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p$$

Où les vecteurs $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$ définissent les trajectoires de références imposées pour les différentes sorties. Si les K_i sont choisis de façon à ce que le polynôme $s^{r_i} + K_{r_i} s^{r_i-1} + \dots + K_2 s + K_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives) alors on peut montrer que l'erreur $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$ satisfait

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0 \quad (\text{III. 41})$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure suivante :

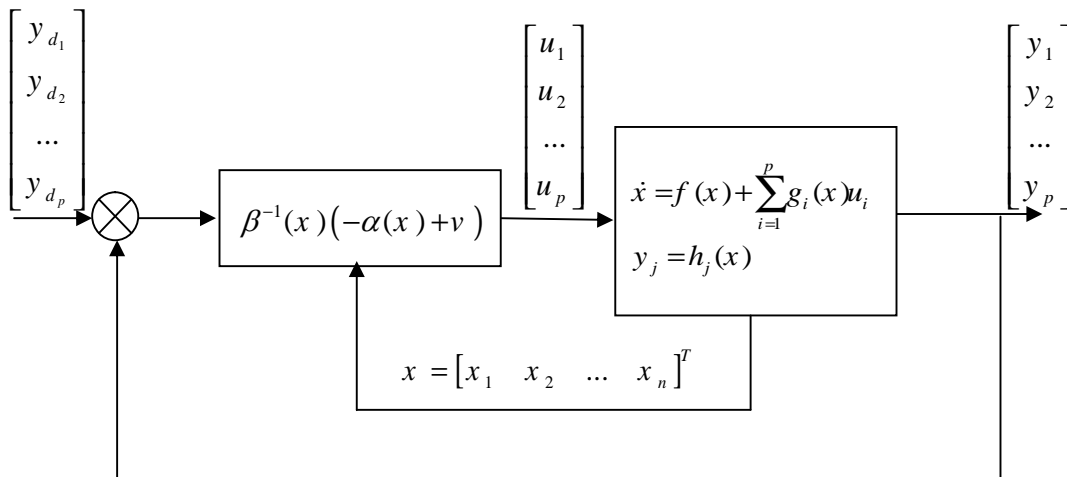


Figure (III. 4) : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

III.2.5. Dynamique d'ordre zéro

La dynamique zéro est définie comme étant la dynamique interne du système pour laquelle sa sortie est maintenue à zéro par l'entrée. Constatons que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement définit l'entrée désirée (exigée) et par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyapunov.

I .3. Application à la machine asynchrone

Nous avons présenté la méthode de linéarisation entrée-sortie pour une classe de systèmes non linéaires. Elle permet de ramener le comportement d'un système non linéaire au comportement d'un système linéaire et découplé. Dans la section suivante nous allons appliquer ces techniques au modèle du moteur asynchrone présenté dans le chapitre I.

III.3.1. Les sorties régulées et les critères de commande

Le critère de choix des commandes est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie y_1 et y_2 . En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties y_1 et y_2 et des entrées de commande v_1 et v_2 choisies, il faut trouver un retour d'état $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé. Pour ce faire, on va suivre les étapes de linéarisation décrites précédemment, tel que :

Il faut dériver les fonctions de sortie $h_1(x)$ et $h_2(x)$ r_1 et r_2 fois jusqu'à faire apparaître des équations différentielles où interviennent les commandes. Par dérivation successive nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} \frac{d^{r_1} y_1}{dt} = L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x) u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt} = L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x) u \end{cases} \quad (\text{III. 42})$$

Le moteur est commandé par les deux composantes de tension statorique $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$. Le système à contrôler, doit être de type carré. Les variables à contrôler dans ce travail, par une loi de commande par linéarisation, sont le couple et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Donc :

$$Y(x) = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_e \\ \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = \Phi \end{bmatrix} \quad (\text{III. 43})$$

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée/sortie est l'ordre de degré relatif de système.

III.3.2. Degré relatif

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entre U.

La dérive de Lie des sorties Y_i du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante [19]:

$$\dot{y}_i = L_f h_i + \sum_{j=1}^p (L_{g_j} h_i) u_j \quad (\text{III. 44})$$

p : nombre de sorties

En appliquant la procédure dans le cas de moteur asynchrone, on obtient les résultats suivants :

III.3.3. Degré relatif de couple C_e

La dérivée de Lie pour le couple électromagnétique est donnée par :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_\alpha + L_{g_2} h_1(x) u_\beta \quad (\text{III. 45})$$

A partir de l'équation mécanique

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega - C_r \quad (\text{III. 46})$$

On a :

$$\dot{C}_e = J \frac{d^2\Omega}{dt^2} + f \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III. 47})$$

$$h_1 = C_e = p \frac{M}{L_r} [\Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta}] \quad (\text{III. 48})$$

$$L_f h_1 = p \frac{M}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta}) - p\Omega (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}) - pK\Omega (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \right] \quad (\text{III. 49})$$

$$L_{g_1} h_1 = -p \frac{M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\beta}; L_{g_2} h_1 = p \frac{M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\alpha}.$$

Par dérivation successive de la première sortie (le couple électromagnétique). Nous obtiendrons un degré relatif égale $r_1 = 1$.

III.3.4. Degré relatif du flux

La dérivée de Lie pour la norme de flux au carré est donnée par :

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} h_2(x) u_\beta \quad (\text{III. 50})$$

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} L_f h_2(x) u_\beta \quad (\text{III. 51})$$

$$h_2 = (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \quad (\text{III. 52})$$

$$L_f h_2(x) = \frac{2M}{T_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \quad (\text{III. 53})$$

$$L_f^2 h_2(x) = \left[\begin{aligned} & -\frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \Omega (\Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta}) \\ & + \frac{4+2MK}{T_r^2} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \end{aligned} \right] \quad (\text{III. 54})$$

$$L_{g_1} L_f h_2 = \frac{2M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\alpha}; L_{g_2} L_f h_2 = \frac{2M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\beta}$$

Par dérivation successive de la deuxième sortie (la norme du flux). Nous obtiendrons un degré relatif égale $r_2=2$.

Après avoir dériver les deux sorties choisies, nous disposons d'un système d'équations différentielles où interviennent les commandes. Dans ces conditions le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (III.49) et (III.54) que nous écrivons:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f h_1 = p \frac{M}{T_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - p\Omega (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - pK\Omega (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \right] \\ L_f^2 h_2(x) = \left[\begin{array}{l} -\frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \Omega (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) \\ + \frac{4+2MK}{T_r^2} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (\text{III.55})$$

III.3.5. Forme normale et dynamiques-zéro

Le système entrée-sortie linéaire donné par l'équation (III. 55) est visiblement du troisième ordre $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$ alors que le système non-linéaire de départ est du cinquième ordre ($n = 5$). Il y a donc une dynamique interne de dimension $(n - r) = 2$ dont la stabilité asymptotique doit être vérifiée. En utilisant les propriétés de linéarisation entrée-sortie, il est facile de trouver les $n-r$ fonctions Φ telles que:

$$L_{g_i} \Phi(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq 2 \quad (\text{III. 56})$$

et de telle manière que la transformation globale soit non singulière.

La dynamique du système est donc séparée en deux parties:

- 1) La dynamique externe qui est donnée par la relation linéaire entre h et u .
- 2) La dynamique interne non observable donnée par Φ_i .

Par utilisation de la propriété du système dynamique-zéro qui est donnée par la dynamique interne quand l'entrée de commande maintient la sortie à zéro. Il apparaît évident si la fonction Φ est indépendante de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, elle serait une solution triviale au système d'équation (III.56).

Les choix possibles sont l'angle du flux et la vitesse de rotation :

$$\Phi_1 = \arctg \left(\frac{\Phi_\beta}{\Phi_\alpha} \right) = z_4 \quad (\text{III. 57})$$

$$\text{Et } \Phi_2 = \Omega = z_5 \quad (\text{III. 58})$$

Les nouvelles coordonnées du système (III. 43) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \\ y_3 = L_f h_2(x) \\ y_4 = \arctg \left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \right) \\ y_5 = \Omega \end{array} \right. \quad (\text{III. 59})$$

Les dynamiques des Φ_i sont données par les équations :

$$\dot{\Phi}_1 = p\Omega + \frac{M}{T_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \quad (\text{III. 60})$$

$$\dot{\Phi}_2 = -\frac{1}{J} (y_3 - C_r - f \cdot y_5) \quad (\text{III. 61})$$

Finalement sous la forme canonique le système est décrit par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{y}_1 = v_1 \\ \dot{y}_2 = y_3 \\ \dot{y}_3 = v_2 \\ \dot{y}_4 = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \\ \dot{y}_5 = \frac{1}{J} (y_3 - C_r - f \cdot y_5) \end{array} \right. \quad (\text{III. 62})$$

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (u) et les dérivées des sorties ($y(x)$) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^1 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III. 63})$$

Elle est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III. 64})$$

D'après cette formule, on donne la matrice de découplage par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{pM}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\beta} & \frac{pM}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\delta L_s T_r} \Phi_{r\alpha} & \frac{2M}{\delta L_s T_r} \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 65})$$

Si on considère le système d'équations précédentes, les commandes u_α et u_β peuvent être déterminées si la matrice de découplage n'est pas singulière, veut dire que :

$$\det[D(x)] = -\frac{2pM^2}{\delta^2 L_s^2 L_r T_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \neq 0$$

Pour $\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \neq 0$, la matrice $D(x)$ est inversible sauf quand le moteur est à l'arrêt, il faudra par conséquent prévoir une procédure spéciale pour le démarrage (ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux). Donc par extension du cas mono variable, de linéaires la dynamique entrée-sortie et de la rendre équivalente à un double intégrateur entre h_1 et v_1 , et un simple intégrateur entre h_2 et v_2 .

On définit la commande non-linéaire :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^{-1} h_1(x) \\ v_2 - L_f^{-2} h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 66})$$

Cette transformation non-linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties h_1 et h_2 d'être linéaires et découplées et vu des nouvelles commandes v_1 et v_2 .

Le vecteur $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ représente une consigne externe du système linéarisé.

Pour calculer effectivement la commande, on identifie les équations (III. 50) et (III. 51) avec des équations différentielles désirées (références) réalisables que nous écrivons comme :

$$\begin{cases} v_1 = a(C_{e_{ref}} - C_e) + \dot{C}_{e_{ref}} \\ v_2 = \ddot{\Phi}_{ref} + b(\dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}) + c(\Phi_{ref} - \Phi) \end{cases} \quad (\text{III. 67})$$

Dans ces conditions on cherche à asservir C_e au couple électromagnétique de référence $C_{e_{ref}}$ ainsi la norme de flux Φ au flux de référence Φ_{ref} .

Définissons les variables d'erreurs :

$$\begin{cases} e_1 = C_{e_{ref}} - C_e \\ e_2 = \Phi_{ref} - \Phi \end{cases} \quad (\text{III. 68})$$

Les entrées internes (v_1, v_2) sont calculées en imposant un régime statique ($Ce_{ref} = Ce$ et $\Phi_{ref} = \Phi$) et une dynamique sur l'erreur :

$$\begin{cases} 0 = ae_{1ref} + \dot{e}_1 \\ 0 = \ddot{e}_2 + b\dot{e}_2 + ce_{2ref} \end{cases} \quad (III. 69)$$

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en e_1 et e_2 ont leurs racines sur le côté gauche du plan complexe, la détermination des paramètres a , b et c peut se faire de différentes manières, Nous citons par exemple la méthode par placement des pôles. Tel que on choisit les pôles et on détermine par suite les paramètres, ou bien en fixant les performances désirées (déplacement, temps de réponse,.....) dans un cahier de charges.

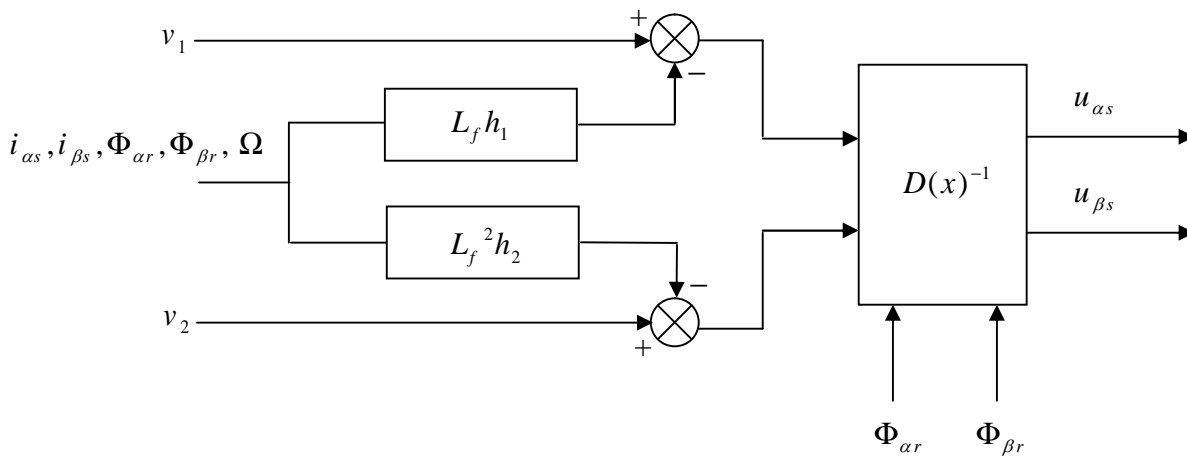


Figure (III. 5) : Commande par linéarisation entrée-sortie

III.3.6. Essais de simulation

Avant de présenter les essais de simulation effectuée, et d'après Von Raumer la commande du couple est tendue vers la commande de vitesse, par l'utilisation d'un régulateur PI, dont la représentation est donnée par le schéma synoptique suivant [20]:

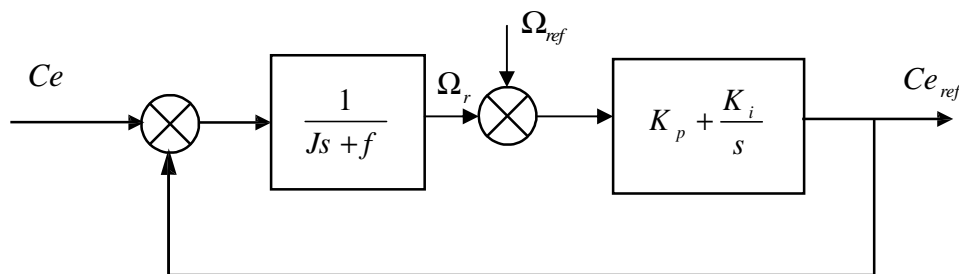


Figure (III. 6) : Régulation du couple de référence

La Figure (III. 6) montre que la trajectoire de couple de référence est liée à la trajectoire de vitesse de référence. Nous calculons maintenant les valeurs de ce régulateur.

En boucle ouverte:

$$C e_{ref} = \frac{1}{J s + f} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) C e \quad (\text{III. 70})$$

Par contre, En boucle fermée, la fonction de transfert est donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{C e}{C e_{ref}} &= \frac{\frac{1}{J s + f} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)}{1 + \frac{1}{J s + f} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)} \\ &= \frac{K_p s + K_i}{J s^2 + (f + K_p) s + K_i} \\ &= \frac{\frac{K_i}{J} \left(1 + \frac{K_p}{K_i} s \right)}{s^2 + \frac{(f + K_p)}{J} s + \frac{K_i}{J}} \end{aligned} \quad (\text{III. 71})$$

Le dénominateur de cette fonction de transfert est identique à celui d'un système linéaire du deuxième ordre :

$$s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 = s^2 + \frac{f + K_p}{J} s + \frac{K_i}{J} \quad (\text{III. 72})$$

ξ et ω_n sont respectivement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle du système. Par identification on trouve :

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{f + K_p}{J}; \omega_n^2 = \frac{K_i}{J}$$

d'où :

$$K_i = J \omega_n^2 \text{ et } K_p = 2 \xi \omega_n J - f \quad (\text{III. 73})$$

On choisit les paramètres ξ et ω_n et par conséquent k_p et k_i de manière à imposer la forme convenable de la réponse indicielle de la vitesse.

Pour compenser le zéro de la fonction de transfert (III.71) et atténuer les dépassements de la vitesse, on introduit un filtre du premier ordre pour la vitesse de référence :

$$\frac{\dot{\omega}_{ref}}{\omega_{ref}} = \frac{1}{1 + T_f s} \quad (\text{III. 74})$$

III.3.6.1. Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée-sortie

Le schéma bloc de la commande est présenté dans la Figure (III. 7).

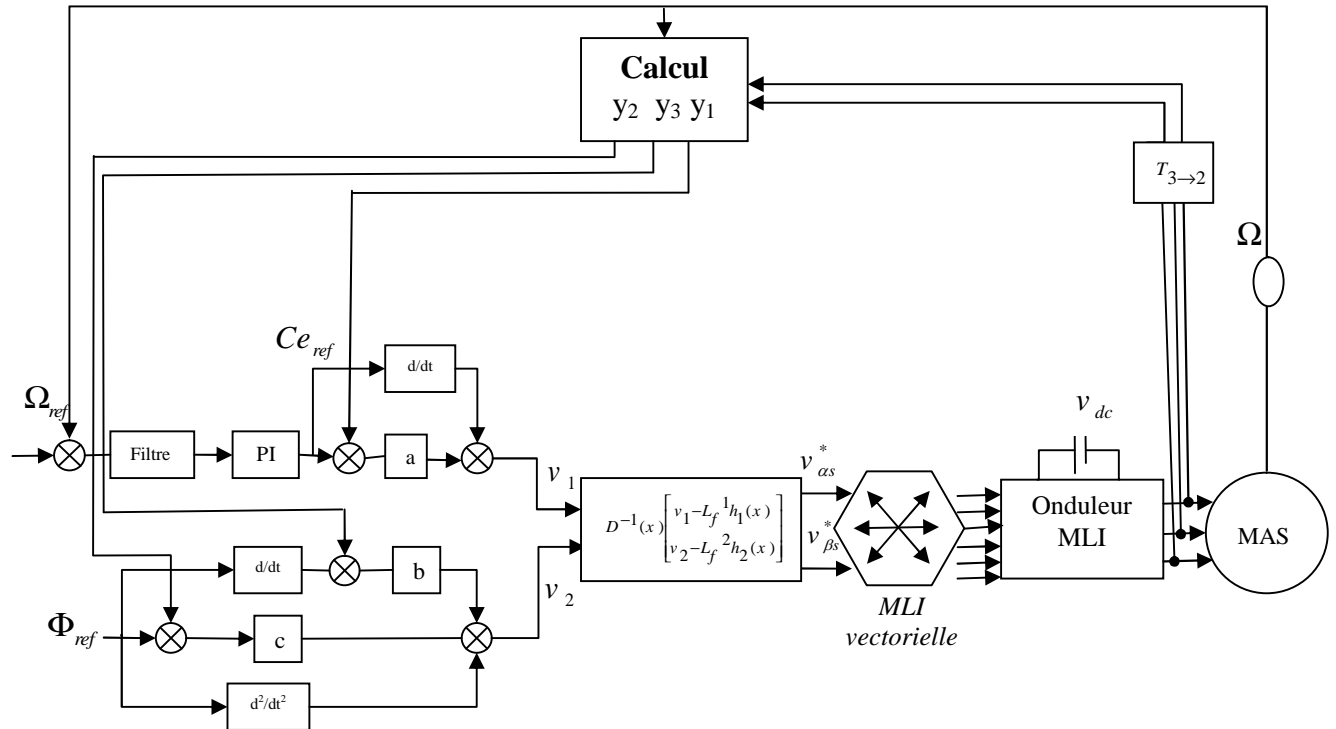


Figure (III.7) : Schéma bloc de la commande par linéarisation

III.3.6.2. Résultats de simulation

Nous effectuons une série de tests suivants afin de tester la robustesse et le défluxage de la commande développée.

Les performances statique et dynamique de la commande par linéarisation entrée-sortie sont analysées à partir des tests de simulation des quatre modes de fonctionnement suivants :

- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge.
- Test d'inversion de sens de rotation.
- Test de poursuite d'une trajectoire.
- Test de Robustesse et Défluxage.

A. Démarrage à vide avec introduction de la charge

La simulation effectuée pour un démarrage à vide suivi d'une insertion d'une charge de 10Nm à $t=1s$, les résultats de simulation sont représentés dans la Figure (III. 8).

La vitesse atteint la référence après un régime transitoire, pour se stabiliser à 100 rad/s, malgré une petite chute due à l'introduction de la charge, la vitesse revient pour suivre la trajectoire imposée. Après un régime transitoire, le flux reste constant d'amplitude égale 1 web

(la valeur de référence). Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, où son amplitude maximale est égale presque 5 fois ça valeur nominale (couple de démarrage), à $t=1s$ moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 10N.m pour le compense. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après un régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

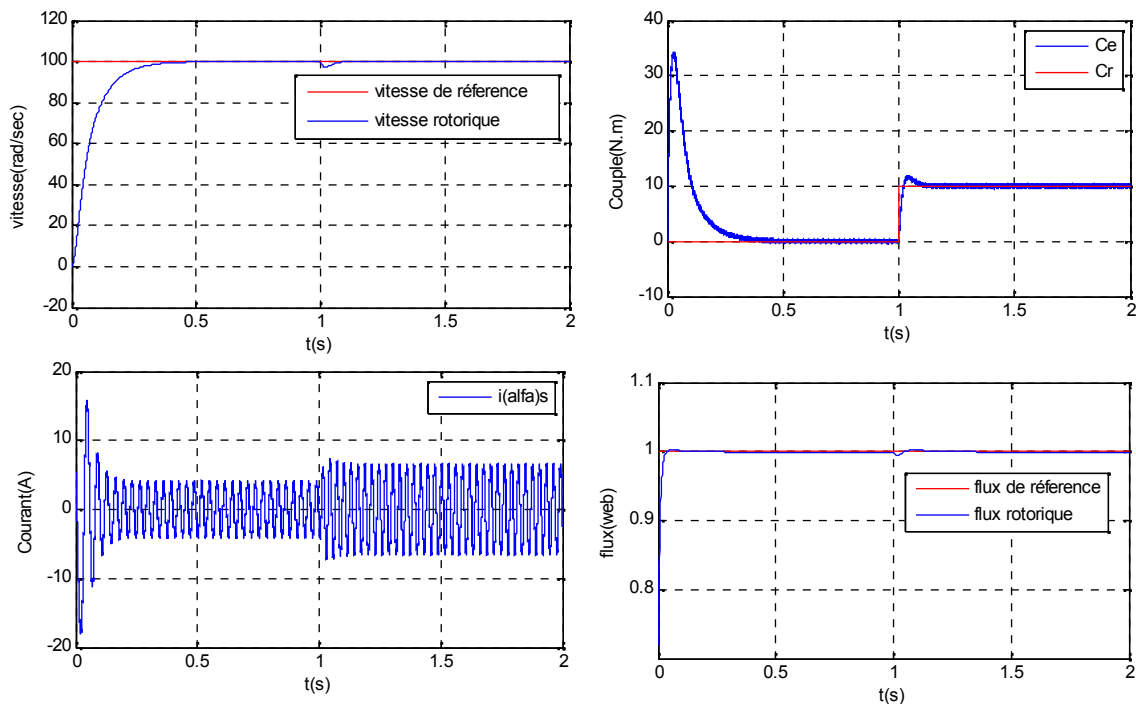


Figure (III. 8) : Test de démarrage à vide avec introduction de la charge.

B. Test d'inversion de sens de rotation

Comme la machine peut fonctionner dans un sens, elle peut changer son sens selon le besoin pour cela nous testons la robustesse de la commande à l'inversion du sens de rotation, tel que, nous passons d'une vitesse de 100 rad/s à une vitesse de -100rad/s.

Et nous obtiendrons les résultats présentés dans la Figure (III. 9).

Les résultants obtenus montrent que la vitesse est inverse, sans infecte sur la réponse de flux qui reste presque constant, après son régime transitoire, Des pics représentés au niveau du couple et des courants au moment du passage d'un sens à l'autre sens.

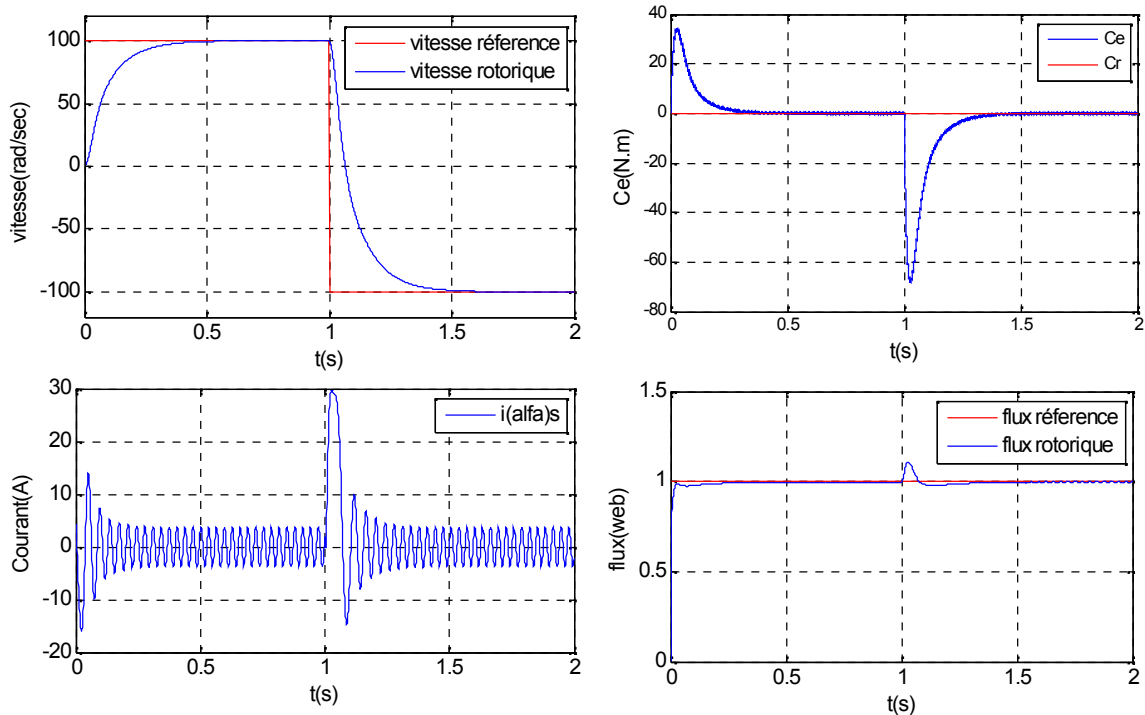


Figure (III. 9) : Test d'inversion du sens de rotation

C. Test de poursuite d'une trajectoire à flux constant

Afin de tester sa robustesse vis-à-vis la poursuite d'une trajectoire, la machine est simulé pour un mode de fonctionnement accélération et décélération à flux constant égale à 1web et sans charger la machine. Les résultats obtenus sont représentés dans la Figure (III.10).

Les résultats obtenus montrent que la machine suit la trajectoire en maintenant le découplage sans influencer la norme de flux.

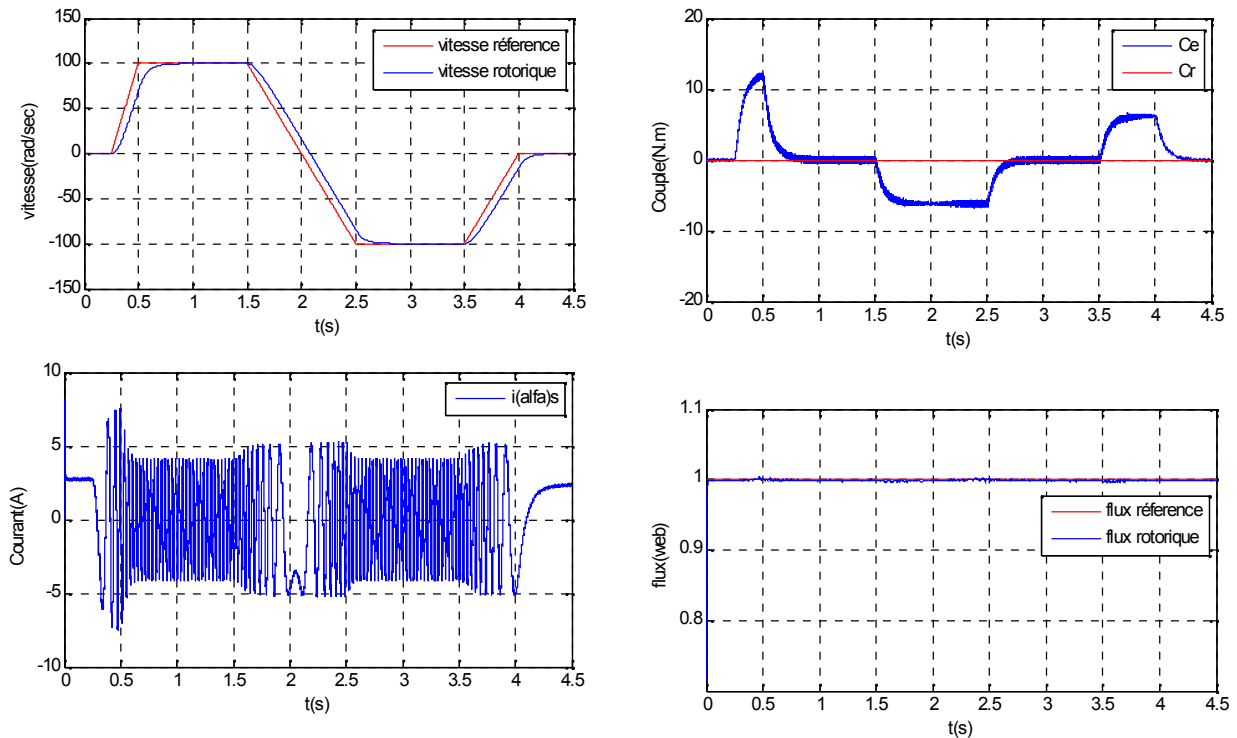


Figure (III. 10) : Test du poursuite d'une trajectoire.

D. Test de Robustesse et Défluxage

La commande par linéarisation présente des performances très intéressantes malgré ses inconvénients. Pour montrer les performances nous simulons la commande sans onduleur pour le mode de fonctionnement suivant :

- Démarrage à vide, à flux constant égale 1Web.
- Vitesse et flux constants, de $t= [0s, 1s]$, la vitesse égale à 100rad/s correspond au fonctionnement à faible vitesse.
- Vitesse en mode accélération de 100rad/s jusqu'elle stabilise à 180 rad/s (fonctionnement en mode survitesse) dans $t=[1s, 2s]$, à flux variable de 1web diminue jusqu'à 0.82web (*défluxage*), sans couple de charge.
- A $t=3s$ la résistance rotorique augmente de 3.805 Ohm à 7.61 Ohm ($2 \cdot R_r$), (*Robustesse*).

Les résultats de simulations sont présentés dans la Figure (III. 11).

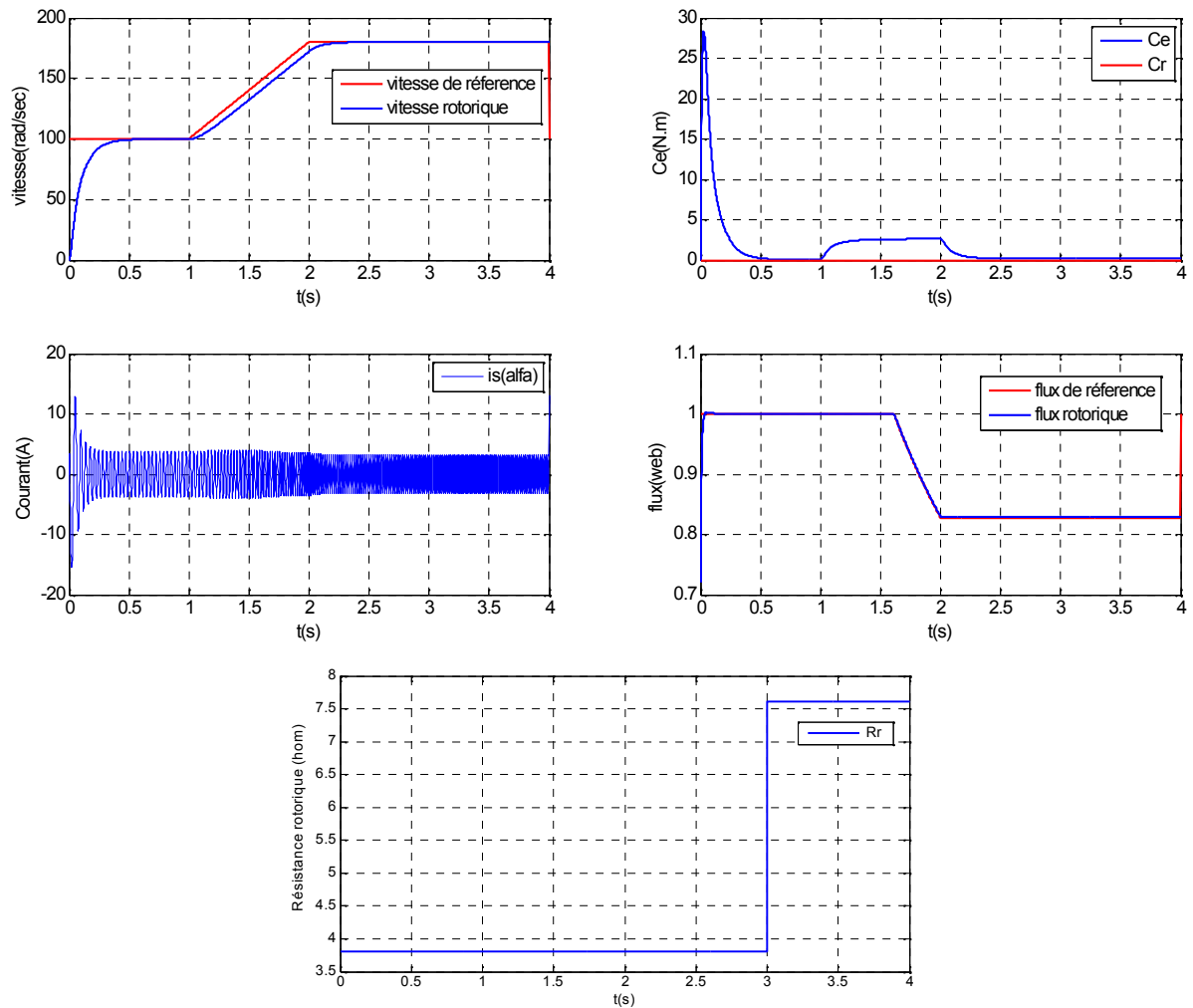


Figure (III. 11) : Test de robustesse avec défluxage.

Les résultats obtenus valident les lois de commande par linéarisation entrées-sorties développées pour le modèle de la machine asynchrone.

III.4. Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté la théorie de linéarisation par retour d'état et son application sur la machine. L'application de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie au modèle non linéaire de la machine asynchrone dans le repère fixe lié au stator a montré des performances très intéressantes au profile de découplage flux/couple (le couple de référence est obtenu à partir de la régulation de la vitesse de référence effectuée PI).

L'application de la technique de linéarisation nous a permis d'élaborer un modèle linéaire et une commande par retour d'état, qui permet de commander les deux sorties séparément.

Les testes effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties garde la propriété de découplages parfait entre le flux et le couple, donc la commande d'une seule sortie à partir d'une seule entrée.

Dans cette commande nous supposons que les flux rotoriques sont mesurables, l'implantation de ce type de commande nécessite l'estimation du flux rotorique qui n'est pas mesurable, la simulation de la commande non linéaire avec une observation de l'état aura lieu dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

*Commande non linéaire
avec
Observateur d'état*

IV.1. Introduction

Dans la commande par linéarisation entrées-sorties 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 [21].

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 [22].

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

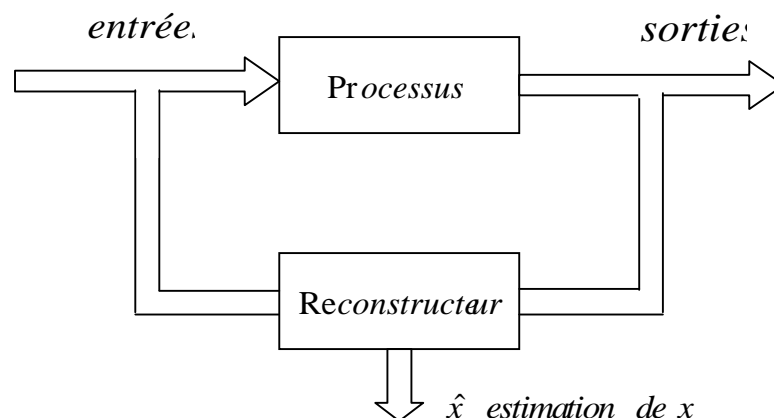
IV.2. Principe d'un estimateur

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 [23].

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 [23].

Dans le cas où ce modèle est un modèle déterministe, le reconstituteur 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.



Figure(IV.1) : Principe d'un estimateur.

IV.3. Principe des observateurs

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

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

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 :

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

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 :

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

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

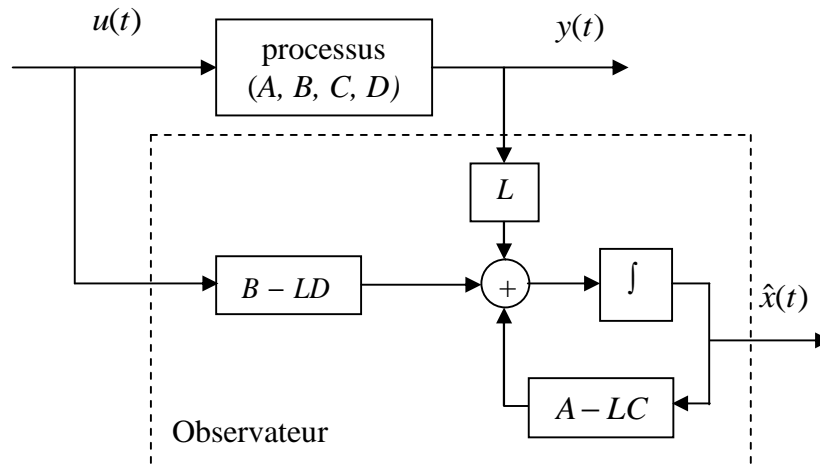


Figure (IV.2) : Structure d'un observateur.

Si on considère l'erreur d'estimation :

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

On obtient :

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

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 à 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 :

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

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 reconstructeur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en haute fréquence [24].

IV.4. Application sur la machine asynchrone

La commande par linéarisation entrées-sorties 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 [21]

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:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

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

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

$$\begin{cases} \text{Tr} = \frac{L_r}{R_r}; \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \\ k = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

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

$$\dot{\hat{z}} = F \hat{z} + K y + H u \quad (\text{IV.9})$$

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 $T(2,4)$:

$$z = T x \quad (\text{IV.10})$$

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 ($e = \hat{z} - T x$) :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{\hat{z}} - T \dot{x} \\ &= F \hat{z} + K y + H u - T A x - T B u \\ &= F \hat{z} + K C x + H u - T A x - T B u \\ &= F(e + T x) + K C x + H u - T A x - T B u \\ &= F e + (F T - T A + K C) x + (H - T B) u \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

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

$$\dot{e} = F e \quad (\text{IV.12})$$

On doit vérifier la relation :

$$\begin{cases} T A - F T = K C \\ H = T B \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

La dynamique de l'erreur (IV.12) est régie par les valeurs propres de la matrice d'état de l'observateur F . On impose à cette matrice la forme suivante :

$$F = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2) \quad (\text{IV.14})$$

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 :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \lambda_1 z_1 + k_{11} y_1 + k_{12} y_2 + h_{11} u_1 + h_{12} u_2 \\ \dot{z}_2 = \lambda_2 z_2 + k_{21} y_1 + k_{22} y_2 + h_{21} u_1 + h_{22} u_2 \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

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

$$T = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} & 1 & 0 \\ t_{21} & t_{22} & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.16})$$

Les éléments de la matrice T , K et H sont obtenus à partir des équations (IV.13) :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{11} = \frac{\theta_r^2 + \lambda_1 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ t_{21} = \frac{\lambda_2 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ k_{11} = -(\gamma + \lambda_1)t_{11} + M \theta_r \\ k_{21} = -(\gamma + \lambda_2)t_{21} \\ h_{11} = \frac{t_{11}}{\sigma L_s} \\ h_{21} = \frac{t_{21}}{\sigma L_s} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} t_{12} = \frac{-\lambda_1 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ t_{22} = \frac{\theta_r^2 + \lambda_2 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ k_{12} = -(\gamma + \lambda_1)t_{12} \\ k_{22} = -(\gamma + \lambda_2)t_{22} + M \theta_r \\ h_{12} = \frac{t_{12}}{\sigma L_s} \\ h_{22} = \frac{t_{22}}{\sigma L_s} \end{array} \right. \quad (\text{IV.17})$$

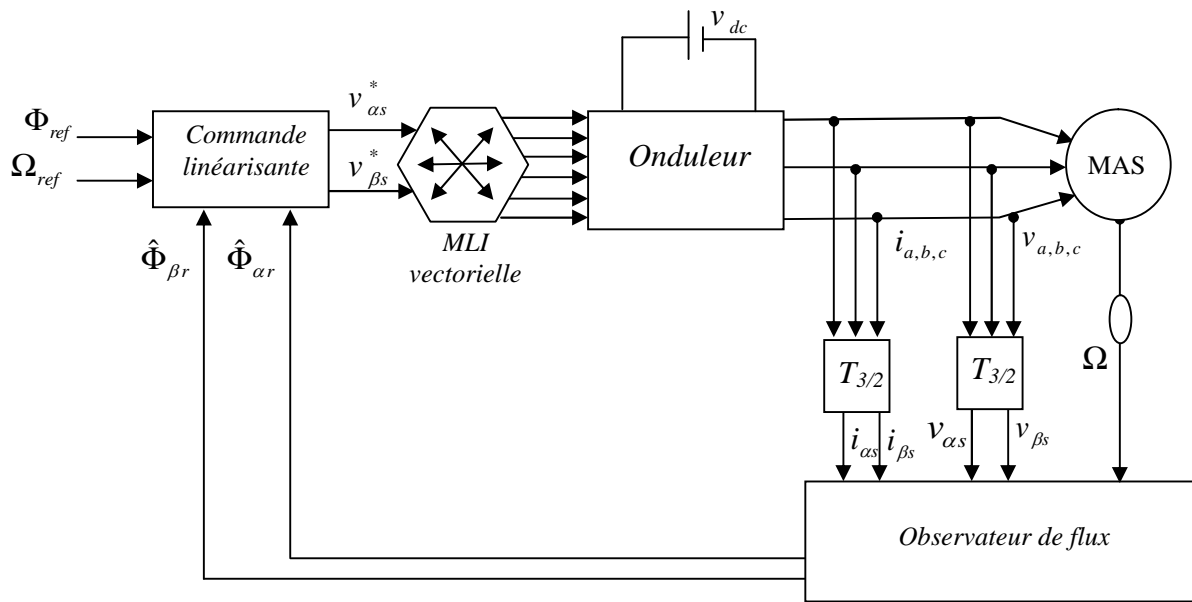
avec : $\theta_r = \frac{1}{T_r}$

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.16) :

$$\left\{ \begin{array}{l} x_3 = z_1 - t_{11}x_1 - t_{12}x_2 \\ x_4 = z_2 - t_{21}x_1 - t_{22}x_2 \end{array} \right. \quad (\text{IV.18})$$

IV.6. Les résultats de simulation

Les résultats de simulation de l'application de la commande linéarisante avec observateur de flux de Luenberger sont donnés par les Figures (IV.4), (IV.5) et (IV.6), (on a choisit: $\lambda_1 = \lambda_2 = -0.01$):



Figure(IV.3) : Schéma de la commande non linéaire avec observateur de flux.

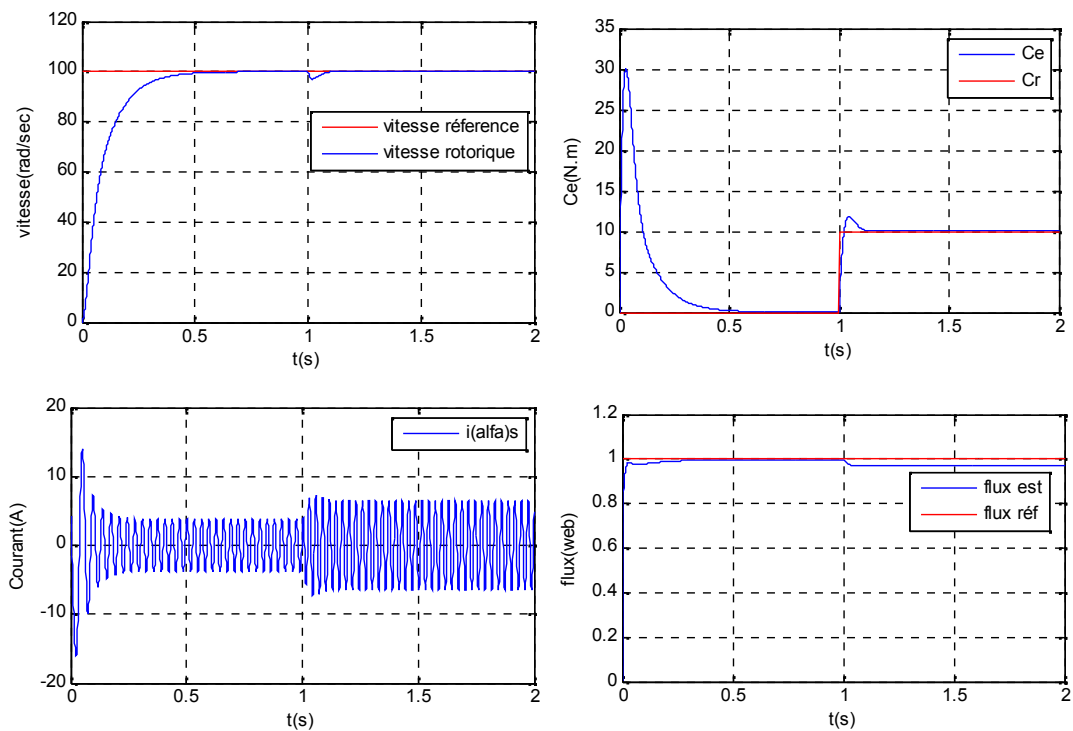


Figure (IV. 4) : Commande non linéaire avec observateur de Luenberger de flux pour un démarrage à vide avec insertion de charge (sans ondulateur).

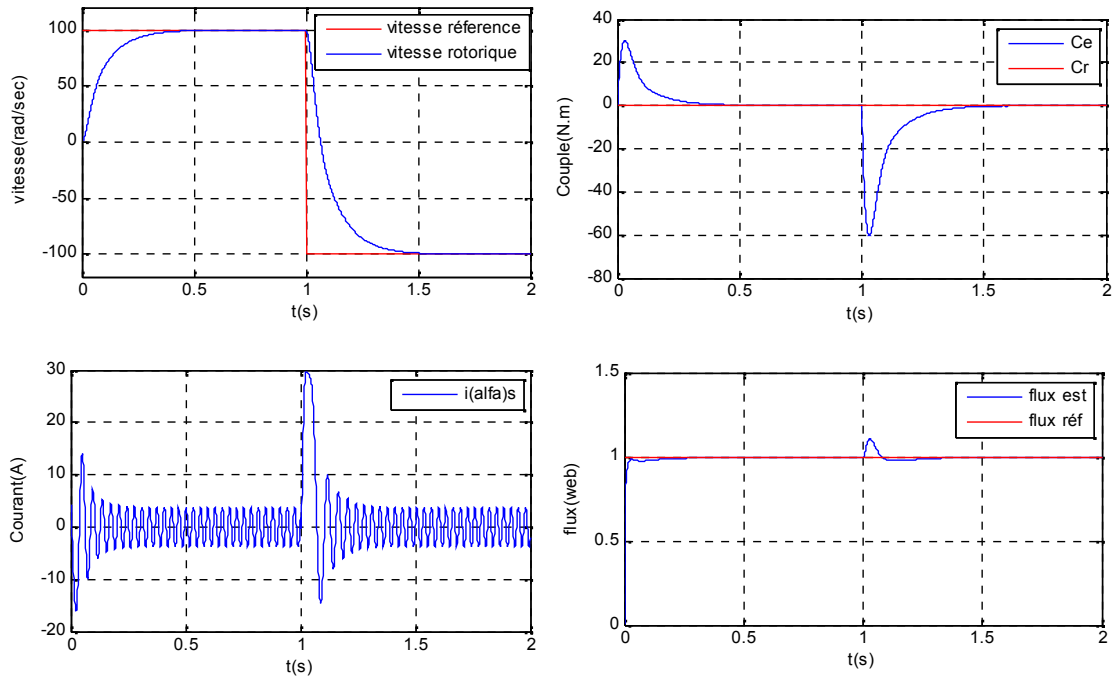


Figure (IV.5): Simulation avec inversion du sens de marche (sans onduleur).

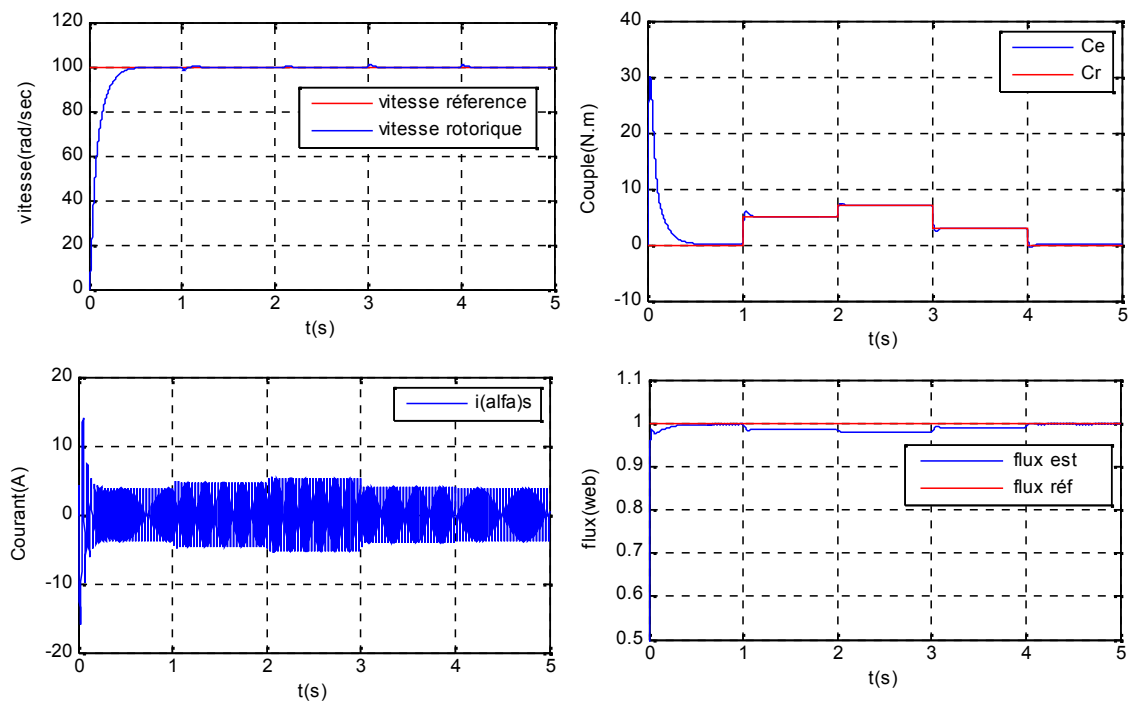


Figure (IV.6) : Simulation avec la variation de la charge (sans onduleur).

IV.7. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation avec démarrage à vide avec insertion de charge , l'inversion du sens de marche et la variation de la charge montrent :

- La vitesse suit la consigne avec un petit retard au démarrage,
- Le couple suit la charge imposé ave 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.
- L'observateur de Luenberge permet d'estimer la grandeur inaccessible qui est le flux rotorique.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit des observateurs d'état sur la commande non linéaire 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 Luenberge sur la structure de la commande non linéaire permet d'avoir des bonnes performances sur la machine asynchrone pour différents régimes de fonctionnement.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté est consacré à l'étude des performances de la commande par linéarisation entrées-sorties appliquée à la machine asynchrone. L'étude théorique de la commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour un moteur asynchrone avec de bonnes performances.

Nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone. La structure symétrique et équilibré de la machine nous a permis le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée équivalente, réduisant ainsi considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques soit statoriques ou rotoriques sont ramenés sur un seul repère lié au stator en s'appuyant sur certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle d'état de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire. Nous avons introduit une modélisation de l'onduleur de tension commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoidal. La simulation de la machine asynchrone montre l'existence d'un fort couplage entre le couple électromagnétique et les flux rotoriques.

L'étude de la deuxième partie nous a permis de conclure que commander l'onduleur par MLI vectorielle nous donne un courant presque sinusoidal, contient moins d'harmonique. Les résultats obtenus montrent que la MLI vectorielle présente une meilleure approximation du fonctionnement optimal de la machine.

En suite nous avons présentés la technique de commande non linéaire qui permet de découpler et linéariser le comportement entrée-sortie d'un système non linéaire. Nous avons cité les conditions d'application de ce type de commande aussi bien pour des systèmes multi-entrées multi-sorties. Puis nous avons appliqué la technique de commande non linéaire à la machine asynchrone. Avec le choix du couple et du flux comme sorties. Les résultats obtenus montrent des bonnes performances dynamiques.

La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de

commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et nous assure la commande de couple et du flux séparément.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec des bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace.

La linéarité du modèle par rapport aux états électromagnétiques permet de concevoir un observateur linéaire, on a basé sur un observateur d'ordre réduit qui observe seulement une partie du vecteur d'état. L'introduction des observateurs pour la commande linéarisante résout le problème de mesure du flux, en estimant la valeur de ce dernier. La commande non linéaire avec observateurs assure une dynamique rapide en rejet des transitoires d'observation, et permet d'obtenir les meilleures performances en poursuite du flux. Une bonne convergence des valeurs observées vers les valeurs réelles est obtenue.

Comme perspectives de ce travail, nous citons :

- ❖ La réalisation pratique de la commande linéarisante,
- ❖ L'application d'autres techniques de commande récentes telle que la commande adaptative floue, la commande adaptative neurofloue, ... etc.
- ❖ L'utilisation d'autres stratégies de commande de l'onduleur de tension.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone employée

Tension nominale	$220 / 380 V$
Courant nominal	$6.4 / 3.7 A$
Vitesse nominale	$N = 1420 \text{ tr} / \text{min}$
Puissance nominale	1.5 kW
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274 H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274 H$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258 H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 \text{ Kgm}^2$
Frottement visqueux	$f=0 \text{ Nms/rad.}$

Bibliographie

- [1] Kaddouri A., “Etude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents”, pour l’obtention de Philosophiae Doctor (Ph.D.) de l’Université Laval Québec, Novembre 2000.
- [2] Mohammed T. “ Commande par linéarisation exacte d’une machine asynchrone en régime défluxé”, thèse Ph.D, Université de Laval Québec, septembre 1997.
- [3] Lévine J., “Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires”, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [4] Carlos Canudasde wit, "Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC,", Paris, HermèsScience publications, 2000.
- [5] Toufouti Riad, "Contrôle Directe du Couple de la Machine Asynchrone". Thèse de magister, université de Constantine, 2003.
- [6] Hind Djeghloud, “Filtrage Actif de Puissance”, *Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, Décembre2007.*
- [7] A. M. Trzynadlowski, “Introduction to Modern Power Electronics”, *Ed. John Wiley & Sons, New York, 1998.*
- [8] O. Bouakaz, “Contribution à l’Analyse des Onduleurs Multiniveaux, Fonctionnement Symétrique et Asymétrique”, *Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.*
- [9] Ouahiba Fadli, “Modélisation et Commande non Linéaire de l’Association : Machine Synchrone à Aimants Permanents-Onduleur de Tension à Trois Niveaux”, *Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006.*
- [10] Clerc G., G. Grellet, “Actionneurs électrique, Principe, Modèle, Commande ”, Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [11] Djaafer Lalili, “MLI Vectorielle et Commande non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone”, *Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Avril 2009.*
- [12] C. Gombert, “Simulation Temps-réel des Dispositifs d’Electronique de Puissance Dédiés aux Réseaux d’Energie Electrique”, *Mémoire de Magister, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.*

- [13] A.Bouzidi, M. bouchareb. “Commande par mode glissant floue d’un D- STATCOM multi-niveaux”. *Mémoire d’Ingénieur, Université de M’sila*, 2011.
- [14] Bakhouche.L., “Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone”, *Mémoire de Magister, Université de Setif*, 2009.
- [15] Hedrick J. K. and A. Girard, “Feedback Linearization”. *Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications*, 2005.
- [16] Aissa K. “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté”, *Thèse doctorat, Université de Boumerdès, Algérie*, 2007.
- [17] Meroufel, B. Belabbes, M. K. Fellah, A. Benaissa “Commande linéarisante d’un moteur synchrone à aimants permanents avec limitation du courant par poursuite d’une trajectoire de vitesse à accélération constante” *Université Djillali Liabes Sidi Bel – Abbes, Algérie*
- [18] Isidori A., “Nonlinear control systems: communication and control”, *Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, 2 edition, 1989.*
- [19] Adel M.” *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone”, thèse doctorat, université du Québec, Mai 2007.*
- [20] Benyahia. M, □commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone□, *Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie. (2001).*
- [21] J. Chiasson, A. Chaudhari, and M. Bodson, “Nonlinear controllers for induction motor”, *In IFAC Nonlinear Control system Design Symposuim, Bordeaux France, 1992.*
- [22] P.k.Sinha “State feedback decoupling of nonlinear systems”, *IEE Trans. Automat. Cont.,vol. Ac-22, 1977.*
- [23] Frédéric Rotella," *Observation*", *Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes,France, 1999.*
- [24] A. Debiche et A. Smati, “Commande non linéaire adaptative avec observateurs d’état d’une MAS alimentée en courant”. *Mémoire d’Ingénieur, Université de M’sila*, 2005.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : M.BEDBOUDI Mohamed.

Présenté par : YOUCEFA Abdelmadjid.

Thème :

COMMANDE NON LINEAIRE D'UNE MACHINE A INDUCTION
AVEC OBSERVATEUR D'ETAT

Résumé :

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est l'étude par simulation d'une commande non linéaire d'une machine asynchrone, Il s'agit de la commande par retour d'état linéarisant. Afin d'améliorer la commande de l'onduleur de tension, on a utilisé la technique de modulation vectorielle SVPWM très convoitée par les industriels afin d'atténuer les ondulations de courant et du couple.

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 :

Machine asynchrone, Onduleur de tension, Modulation Vectorielle, Commande Non linéaire, observateur d'état.

N° d'ordre : 25