

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etude de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Génie Electrique**

Spécialité : **Machine Electrique**

Présenté par

BOUMRAR Yacine

LOUMI Mohammed

Thème

Commande Linéarisante Entrée- Sortie d'Une Machine Asynchrone Triphasée

Mémoire soutenu publiquement le 02 juillet 2017 devant le jury composé de :

M^r B.Moula, UMMTO

Maitre de conférence classe B

President

M^{elle} M.Louanchi, UMMTO,

Maitre assistante classe A

Promotrice

M^{elle} N.Kecili, UMMTO,

Maitre assistante classe B

Examinatrice

M^{elle} N.Yassa, UNIVERSITE BOUIRA,

Matre assistante classe A

Examinatrice

2016/2017

Remerciements

Nos sincères remerciements et notre profonde reconnaissance à M^{elle} Louanchi, qui a bien voulu diriger ce travail, et pour sa disponibilité, elle a été là au moment où on avait le plus besoin de son aide précieuse.

Nous lui exprimons notre gratitude pour ses orientations et ses encouragements périodiques qui ont mené à terme ce mémoire.

Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des enseignants du département de génie électrique, qui ont contribué à notre cursus d'étude.

A Larbi Mezien et toutes les personnes qui ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mes chers parents,

À mes sœurs,

À tous les autres membres de la famille,

Vous vous êtes dépensés pour moi sans compter.
En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par
tous et chacun pour me permettre d'atteindre cette
étape de ma vie.
Avec toute ma tendresse,
Sincère gratitude.

A tous mes amis.

A mes camarades de l'UMMTO.

Yacine BOUMRAR

Dédicaces

Je dédie ce travail :

À mes chers parents,

À ma grand-mère

À tous les autres membres de la famille,

En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par tous pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie. Avec toute ma tendresse, Sincère gratitude.

A tous mes amis.

À mes camarades d'électrotechnique.

Mohammed LOUMI

Nomenclature

s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du stator et du rotor
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champs tournant
$N_s (N_r)$	Vitesse synchrone (vitesse de rotation du rotor)
$\theta_s (\theta_r)$	Angle entre l'axe statorique a_s et l'axe direct Od (angle entre l'axe rotorique a_r et l'axe directe Od)
$\omega_s (\omega_r)$	Pulsation statorique (la pulsation rotorique)
ω	Vitesse électrique du rotor
Ω	Vitesse mécanique du rotor
P	Nombre de paire de pôles
$L_{sa} (L_{ra})$	Inductance propre d'une phase statorique(inductance propre d'une phase rotorique)
$R_s, (R_r)$	La résistance statorique (La résistance rotorique)
$M_s, (M_r)$	Inductance mutuelle entre 2 phases statorique (inductance mutuelle entre 2 phases rotorique)
M_{sr}	Le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
$L_s (L_r)$	Inductance cyclique statorique (Inductance cyclique rotorique)
M	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor
J	Moment d'inertie ramené sur l'arbre de la machine
C_{em}	Couple électromagnétique développé par la machine
C_r	Couple résistant de la charge
f	Coefficient de frottement visqueux
$[U]$	Le vecteur des entrées
$[A], [B]$	Les matrices d'évolution, d'application de la commande, d'observation et de transmission direct
$T_s (T_r)$	Constante de temps statorique (constante de temps rotorique)
σ	Coefficient de dispersion
\underline{r}	C'est le rapport des amplitudes
$A_m (A_p)$	Amplitude de la modulante (amplitude de la porteuse)
M	Indice de modulation
$f_p (f_m)$	fréquence de la porteuse (la fréquence de la modulante)
v	Nouvelle entrée pour laquelle le système est linéaire.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Présentation et modélisation de la machine asynchrone	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Constitution.....	3
I.2.1 Stator.....	3
I.2.2 Rotor.....	3
I.2.2.1 Rotor bobiné	4
I.2.2.2 Rotor à cage d'écureuil.....	4
I.3 Principe de fonctionnement.....	4
I.4 Glissement.....	5
I.5 Fréquence rotorique.....	5
I.6 Démarrage.....	5
I.6.1 Démarrage du moteur à rotor bobiné	5
I.6.2 Démarrage du Moteur à cage.....	6
I.6.2.1 Démarrage à tension réduite	6
I.6.2.2 Démarrage étoile triangle	6
I.6.2.3 Démarrage par résistance ou inductance statorique.....	6
I.6.2.4 Démarrage par autotransformateur	6
I.7 Modélisation de la machine asynchrone.....	7
I.7.1 Description.....	7
I.7.2 Hypothèses simplificatrices.....	7
I.7.3 Représentation de la machine dans un plan perpendiculaire à l'axe rotation..	7
I.7.4 Mise en équations de la machine asynchrone.....	8
I.7.4.1 Équations électriques.....	8
a) Phase statorique.....	8
b) Phase rotorique.....	9
I.7.4.2 Équations magnétiques.....	9
I.7.4.3 Equation mécanique.....	10
I.7.5 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée.....	11
I.7.6 Équation de la machine asynchrone dans les axes d et q.....	12
I.7.6.1 Equations électriques.....	12
I.7.6.2 Equations magnétiques.....	12
I.7.6.3 Equation mécanique et le couple électromagnétique.....	12
I.7.7 Choix du référentiel.....	13
I.7.7.1 Référentiel immobile par rapport au stator	13
I.7.7.2 Référentiel immobile par rapport au rotor.....	13
I.7.7.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant	14
I.7.8 Équations d'état.....	15
I.7.8.1 Expression de l'équation état.....	15
I.8 Resultats de simulation et interprétation.....	16

I.8.1 Les résultats de simulation.....	17
I.8.2 Interprétation des résultats.....	18
I.9 Conclusion.....	18

Chapitre II : Modélisation de l'onduleur de tension

II.1 Introduction.....	19
II.2 Modélisation du l'onduleur triphasé.....	19
II.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	20
II.2.2 Fonctions de conversion.....	20
II.2.3 Établissement de la fonction de conversion.....	22
II.3 Commande MLI l'onduleur triphasé de tension.....	22
II.4 Simulation de la machine avec l'onduleur à MLI triphasé.....	23
II.4.1 Résultats obtenues.....	24
II.4.2 Interprétation des résultats.....	25
II.5 Conclusion.....	25

CHAPITRE III :

III.1 Introduction.....	26
III.2 Géométrie différentielle.....	26
III.2.1 Outils mathématiques.....	26
III.2.1.1 Dérivées de Lie	27
III.2.1.2 Difféomorphisme.....	27
III.3. Commande par linéarisation entrée-sortie(E/S)	28
III.3.1.Système SISO.....	28
III.3.1.1 Degré relatif.....	28
III.3.1.2 Linéarisation par bouclage statique.....	29
III.3.1.2.1 Linéarisation exacte par retour d'état.....	29
III.3.1.2.1 Forme normale.....	30
III.3.1.2.2 Retour d'état linéarisant.....	30
III.3.1.2.2 Linéarisation partielle par retour d'état.....	31
III.3.1.2.2.1 Retour d'état linéarisant.....	32
III.3.1.2.2.2 Dynamique interne	33
III.4 Application de la commande à la machine asynchrone	33
III.4.1 Condition d'application de la commande.....	34
III.4.2 Degré relatif.....	34
III.4.2.1 Calcul du degré relatif de la sortie y_1	34
III.4.2.2 Calcul du degré relatif de la sortie y_2	35
III.4.3 Boucle de linéarisation.....	36
III.4.3.2 Calcul de la forme normale.....	36
III.4.4 Boucle de réglage.....	38
III.5 Résultats de Simulation et interprétations.....	39
III.5.a Test de la commande sans variation des paramètres de la machine.....	39
III.5.a.1 Constatation.....	41

III.5.b Test avec variation des résistances statorique et rotorique de la machine.....	41
III.5.b.1 Constatation.....	43
III.6 Conclusion.....	43
Conclusion générale	44

INTRODUCTION
GENERALE

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place favorisée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industrielle. Cependant la présence des contrôleurs mécaniques nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance de masse inférieure. Ces contraintes ont donc orienté les chercheurs dans le domaine de la vitesse variable vers les machines asynchrones [1].celles-ci en effet possèdent de nombreux avantages : coût de fabrication réduit, construction relativement simple, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent [2].

De nos jours de nombreux actionneurs associant des machines asynchrones et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Bien avant cette solution n'était pas possible et cela est dû à la complexité de leurs structures dynamiques et leurs systèmes non-linéaires multi-variables fortement couplés. L'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées nous permettant d'atteindre des performances assez élevées sur le plan rapidité et précision [2].

En effet la première commande introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue par sa simplicité et son cout réduit, elle a donc occupe une grande partie dans les applications industrielles .Cette dernière consiste à adopter deux boucles de régulation afin d'assurer un meilleur rendement. En premier lieu nous réalisons la boucle interne qui permet le réglage du courant, puis la boucle externe qui assure la régulation de la vitesse. Afin de procéder au réglage du courant nous utilisons l'une des trois méthodes suivantes : commande par hystérésis, commande par modulation de largeur d'impulsions et la commande prédictive. La commande de la vitesse est assurée par de simples régulateurs du type P, PI ou PID. Il est intéressant de signaler que les deux boucles peuvent fonctionner à deux périodes d'échantillonnage différentes. Cependant les régulations sont conçues à l'aide des techniques de commandes parfaitement linéaire [2] [3].

Cette situation a poussé les chercheurs à s'orienter de plus en plus vers des techniques de commandes non-linéaires .Présentement, ils existent plusieurs méthodes qui traitent ce sujet, parmi lesquelles nous distinguons la technique de linéarisation au sens entrées sorties. Bien que cette technique a été développée vers la fin des années 70 par Hirschorn, sa réalisation à cette époque été très complexe et représentée par de longues expressions mathématiques. Ces deux contraintes ajoutées à une limitation des calculateurs numériques classiques, ont permis de soulever les questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande [3].

La philosophie de la linéarisation par retour d'état, consiste en une transformation du modèle du système non-linéaire en un modèle équivalent linéaire de forme plus simple, et ceci à l'aide d'un retour d'état.

Notre premier objectif est de concevoir une commande pour le moteur asynchrone à cage qui permet de linéariser et de découpler les grandeurs du moteur, et pour cela nous avons opté pour la commande linéarisant entrée sortie. Afin de réaliser notre commande nous avons fait appel au simulateur Matlab Simulink.

Nous avons reparti notre mémoire en trois chapitres :

Premier chapitre est consacré à la présentation et modélisation du moteur asynchrone

Deuxième chapitre porte sur l'étude de l'onduleur de tension triphasé associé au moteur asynchrone

Troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande linéarisante entrée sortie et à son application sur le moteur asynchrone à cage.

CHAPITRE I

I.1 Introduction

La création du moteur asynchrone remonte à environ 120 ans, depuis il est utilisé dans nombreuses applications notamment dans l'industrie, ou il est devenu le plus utilisé grâce à la simplicité d'utilisation de moteur et sa construction aisée. La particularité de moteur asynchrone c'est que le moteur fonctionne sans contact électrique glissant. Ceci conduit à un moteur robuste et un entretien facile [4].

La réalisation des progrès en commande et les avancées technologiques considérable dans le domaine de l'électronique de puissance a rendu possible l'implantation d'une commande performante de la machine asynchrone faisant d'elle un concurrent dans le secteur vitesse variable et du contrôle rapide du couple, certes au prix d'une certaine complexité des alimentations et les commandes associées [5].

Pour sa conception et la synthèse de sa commande, la modélisation de la machine asynchrone est primordiale.

Nous distinguons trois approches concernant la modélisation des machines électriques :

- Modélisation de Park
- Modélisation par réseaux de perméance
- Modélisation par éléments finis [6]

I.2 Constitution

Deux composantes principales constituent les moteurs asynchrones, elles sont faites de tôles d'acier et comportent des encoches dans lesquelles on place l'enroulement. Une des composantes appelée stator, l'autre appelée rotor.

I.2.1 stator

Le stator représente l'inducteur de moteur (partie fixe), son rôle est créer le champ tournant et de canaliser le flux magnétique. Il comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques et qui constitue un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leurs périphériques intérieurs, l'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles sont logés des bobinages triphasés.

I.2.2 rotor

Le rotor représente l'induit de moteur (partie mobile), son rôle est de canaliser le flux venant du stator et de créer un champ tournant rotorique ; il possède comme pour le stator un ensemble de tôles ferromagnétique isolées entre elles pour former le circuit magnétique, il séparé du stator par un entrefer de petite épaisseur qui varie entre 0.4 et 2mm. Il tourne à une vitesse inférieure à la vitesse du champ tournant [7].

Selon la constitution, on distingue deux types de rotor :

- Rotor à bague, ou bobiné
- Rotor à cage d'écureuil

I.2.2.1 Rotor bobiné

C'est un cylindre plein feuilleté pourvu d'encoches régulièrement réparties sur sa face externe, ces encoches logent un bobinage triphasé de même nombre de pôles que le stator, ce bobinage est couplé en étoile sont reliés à des bagues, portées sur l'arbre de la machine sur les qu'elles frottant trois balais isolés qui permettant de fermer ce bobinage sur un rhéostat de démarrage.

I.2.2.2 Rotor à cage d'écureuil

Comme les trois enroulements rotoriques couplé en étoile sont fermés sur eux-mêmes, on peut rendre cet enroulement beaucoup plus simple, et robuste en le fabriquant sous une forme d'une cage d'écureuil, c'est-à-dire par un ensemble de barres de cuivre, ou d'aluminium disposées sur la périphérie de rotor parallèlement à son axe et réunies sur chacune des phases de l'armature par un anneau de même métal mais d'assez forte section appelé anneau de court-circuit d'où le nom rotor en court-circuit[7].

I.3 Principe de fonctionnement

L'alimentation du stator par un système de courant triphasé crée un champ magnétique tournant dans l'entrefer. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques. C'est-à-dire que la vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de champ tournant est appelé vitesse de synchronisme. L'enroulement du rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique) une force électromotrice induit apparaît qui crée des courants rotorique. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux (loi de Lenz). Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique à une vitesse de rotation N_r inférieure à celle de synchronisme N_s .

Cette différence de vitesse de rotation du rotor par rapport à celle du champ tournant, nous ramène à définir un paramètre qui caractérise les machines asynchrones, qu'on appelle le glissement [7].

I.4 Glissement

Le glissement qu'on note « g » est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator. Il est exprimé en pourcent et défini par :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \times 100 \quad (\text{I.1})$$

I.5 Fréquence rotorique

Si le rotor tourne à la vitesse Ω , il est balayé par le flux entraîné à la vitesse $\Omega_s - \Omega_r$ donc les F.e.m et les courants induits ont pour pulsation :

$$\omega_r = g\omega_s \quad (\text{I.2})$$

Soit

$$f_r = gf_s \quad (\text{I.3})$$

I.6 Différent démarrages des moteurs asynchrones

Les procédés de démarrage des moteurs à cage résultent d'un compromis entre la réduction de l'intensité du courant appelé au réseau et l'obtention d'un couple accélérateur suffisant ; dans tous cas l'appareillage utilisé, visant à ramener l'intensité entre deux et trois fois sa valeur nominale, pas diminution de la tension statorique [8].

I.6.1 Démarrage du moteur à rotor bobiné

Pour ce type de moteur, la diminution du courant de démarrage s'effectue par l'insertion dans le circuit rotorique un ensemble de résistances qui seront court-circuitées progressivement pendant la phase de démarrage.

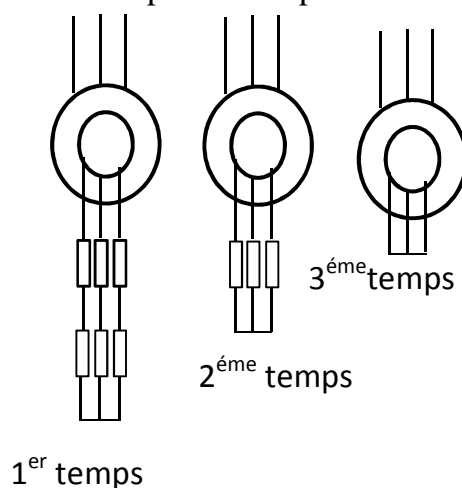


Figure I.1. Démarrage progressif d'un moteur à rotor bobiné

I.6.2 Démarrage du Moteur à cage

Pour ce type de moteur, le démarrage s'effectue selon procédés suivant :

I.6.2.1 Démarrage à tension réduite

Plusieurs dispositifs permettent de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator pendant la durée du démarrage du moteur ce qui est un moyen de limiter l'intensité du courant de démarrage. Le couple maximum délivré par le moteur étant proportionnel au carré de la tension d'alimentation, toute diminution de celle-ci entraîne une diminution du couple moteur.

Par conséquent, un démarrage sous tension réduite ne peut s'appliquer qu'à pour des machines centrifuges, c'est-à-dire machine dont le couple résistant au démarrage est plus faible que le couple résistant en régime nominal [8].

La réduction de la tension peut faire par l'une des méthodes suivantes :

I.6.2.2 Démarrage étoile triangle

Lors d'un démarrage étoile triangle, la machine est d'abord connectée au réseau avec un couplage étoile, puis une fois démarrée, on passe sur couplage triangle. Le fait de démarrer avec un couplage étoile permet de diviser par $\sqrt{3}$ la tension nominale du moteur. Ainsi, le courant maximal absorbé et le couple de démarrage sont trois fois plus faibles que lors d'un démarrage directement avec le couplage triangle. Seuls les moteurs asynchrones triphasés avec rotor en court-circuit ou rotor à cage peuvent être démarrés en étoile triangle [7].

I.6.2.3 Démarrage par résistance ou inductance statorique

La chute de tension est créée par la mise en série de chaque enroulement de phase statorique avec soit des résistances métalliques ou électrolytiques, soit des inductances, dont la valeur est réduite jusqu'à zéro au fur et à mesure que la vitesse s'accroît [8].

I.6.2.4 Démarrage par autotransformateur

Dans ce mode de démarrage le stator de la machine est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée. Le courant de démarrage diminue de m^2 (m est le rapport de transformation de l'autotransformateur) fois par rapport au courant lors du branchement direct au réseau. Mais le couple de démarrage est aussi diminué de la même quantité.

Ce mode de démarrage n'est possible que lorsqu'on a un couple résistant faible au démarrage ; dans le cas contraire le moteur ne démarrera pas. Il est réservé au machine forte puissance (P_n supérieur à 100KW) [9].

I.7 modélisation de la machine asynchrone

I.7.1 Description

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $2\pi/3$. Le rotor est de forme cylindrique qui peut être bobiné ou à cage d'écureuil ; ce dernier étant formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux [7].

I.7.2 Hypothèses simplificatrices

Dans un premier temps, on adopte les hypothèses suivantes

- Entrefer constant,
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- Pertes ferromagnétiques négligeables,
- L'influence de l'effet de peau et l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte [7].

I.7.3 Représentation de la machine dans un plan perpendiculaire à l'axe rotation

Dans la figure (I.2) est schématisée la machine asynchrone triphasée avec ses trois axes a,b et c qui représentent les enroulements statorique et rotorique, et les deux axes magnétiques (Od) qui est l'axe direct et (Oq) qui est l'axe quadrature.

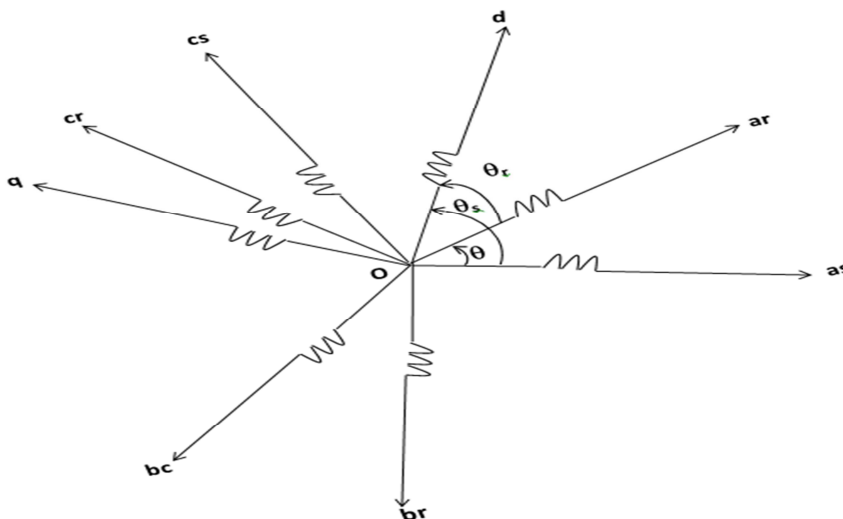


Figure I.2. Repère angulaire des axes magnétiques d'une machine asynchrone triphasée

Les angles définis sur la figure .I.2. Sont :

$$(O_{as}, Od) = \theta_s$$

$$(O_{bs}, Od) = \theta_s - (2\pi/3)$$

$$(O_{cs}, Od) = \theta_s - (4\pi/3)$$

$$(O_{ar}, Od) = \theta_r .$$

$$(O_{br}, Od) = \theta_r - (2\pi/3)$$

$$(O_{cr}, Od) = \theta_r - (4\pi/3)$$

$$(O_d, Oq) = \pi/2$$

Les trois enroulements identiques du stator et du rotor sont respectivement décalés dans l'espace d'un angle de 120° et on désigne par :

- $w_s = \frac{d\theta_s}{dt}$
- $w_r = \frac{d\theta_r}{dt}$
- $w = w_s - w_r = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$
- $\Omega = \frac{1}{P} \frac{d\theta}{dt}$

I.7.4 Mise en équations de la machine asynchrone

I.7.4.1 Équations électriques

Soient (V_{sabc}) , (i_{sabc}) et (Ψ_{sabc}) , respectivement, le vecteur tension, courant et flux des trois phases statoriques de la machine.

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [\Psi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix}. \quad (I.4)$$

La même chose pour les grandeurs rotoriques en remplace l'indice "s" par l'indice "r"

On définit les tensions statoriques et rotoriques comme suit :

a) Phase statorique

En notation matricielle les tensions statorique sont :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

b) Phase rotorique

En notation matricielle les tensions rotorique sont :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

I.7.4.2 Équations magnétiques

Les relations entre les différents flux (Ψ) et différents les courants (i) des phases statoriques et rotoriques sont les suivantes

$$\begin{bmatrix} [\Psi_{sabc}] \\ [\Psi_{rabc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Les mutuelles inductances stator-rotor dépendant de l'angle θ (position du rotor par rapport au stator) et ont pour valeur crête M_{sr}

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[M_{rs}]^t = [M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec

$$\theta = \omega t$$

On aura finalement les équations magnétique sous forme matricielle pour les phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \\ \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

À partir des relations (I.5), (I.6), (I.12) les équations électriques deviennent

$$\begin{cases} V_{sabc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{sabc}] [M_{sr}] [i_{rabc}] \} \\ V_{rabc} = R_r i_{rabc} + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [i_{rabc}] [M_{rs}] [i_{sabc}] \} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

I.7.4.3 Equation mécanique

L'équation mécanique régissant la vitesse de rotation Ω de la machine est donné par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_m \Omega \quad (\text{I.14})$$

Le couple électromagnétique est la dérivée partielle de la coénergie magnétique par rapport à la position. Sachant que les inductances propres sont de dérivées nulles, il ne reste que le terme relatif aux dérivées des inductances mutuelles. Son expression est donnée par:

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.15})$$

La résolution du système d'équations du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Pour faciliter le processus de résolution l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

I.7.5 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d, q, l'angle θ_s intervient pour les grandeurs du stator et l'angle θ_r pour les grandeurs du rotor. La matrice de Park transforme un système de grandeurs triphasées équilibré en un système de grandeurs diphasées équivalent d'axe (d, q).

Les composantes relatives et réelles sont liées par l'équation:

$$X_{dq0} = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.16})$$

Où

d, q, 0 sont respectivement indice des composantes directe, quadrature et homopolaire.

La matrice de Park de changement de base $[P(\theta)]$ est définie comme suit :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Où θ est l'angle de transformation, il dépend du choix du référentiel ainsi que des grandeurs statoriques et rotoriques.

Le choix du coefficient $2/3$ repose sur conservation des amplitudes dans les deux systèmes de représentation.

La transformation de Park est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants et aux flux.

La transformé de PARK inverse est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Le modèle de la machine est établi dans le repère des axes d et q solidaire au champ tournant suite à la nullité des composants homopolaires (système équilibré).

La transformé de Park appliqué aux tensions, courants et le flux exprimés dans le repère (d,q) sont donnés par l'expression(19):

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

I.7.6 Équation de la machine asynchrone dans les axes d et q

I.7.6.1 Équations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{qs} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.7.6.2 Équations magnétiques

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}. \quad (\text{I.24})$$

Le modèle peut être complété par son équation mécanique donnant l'évolution de la vitesse en fonction du couple électromagnétique C_{em} et de la charge de la machine représentée par son couple résistant C_r sur l'arbre.

I.7.6.3 Équations mécanique et couple électromagnétique :

L'équation mécanique reste inchangée dans le repère (d, q).

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_m \Omega \quad (\text{I.25})$$

Par contre le couple électromagnétique est concerné par la transformation; en dérivant les inductances mutuelle et en appliquant la transformé de Park pour l'expression (16) on aura l'expression suivante:

$$C_{em} = P \frac{3M}{2L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \quad (I.26)$$

I.7.7 Choix du référentiel

Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème à étudier. Parmi les équations que nous avons exposées précédemment les seules dont la formulation soit affectées par le choix du référentiel, sont les équations (I.22), (I.23).

I.7.7.1 Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est choisi de préférence dans le cas d'étude de variations importantes de la vitesse de rotation associée ou non avec les variations de la fréquence d'alimentation.

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \end{cases} \quad (I.27)$$

Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (I.28)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \omega \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - \omega \Psi_{qs} + R_s i_{dr} \end{cases} \quad (I.29)$$

I.7.7.2 Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est lie au rotor donc il tourne à la même vitesse que lui. Ce référentiel est donc préférable pour l'étude des exemples ou la vitesse de rotation peut être considérée comme constante.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0, \quad (I.30)$$

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + \omega\Psi_{qs} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} - \omega\Psi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

I.7.7.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant (lié au champ tournant)

Ce référentiel est lié au champ tournant, ce choix est intéressant lors de l'étude des exemples où la fréquence d'alimentation est constante. Il est aussi utilisé dans l'alimentation à fréquence variable, lorsqu'on désire étudier sa fonction de transfert vis-à-vis des petites perturbations.

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \\ \omega = \omega_s - \omega_r = P\Omega \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Psi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Psi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

D'où :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Psi_{dr} - M i_{ds}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Psi_{qr} - M i_{qs}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

Rajoutons une équation du couple

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}). \quad (I.39)$$

I.7.8 Équation d'état

Les grandeurs, fonctions du temps, représentant l'énergie sont les composantes d'un vecteur d'état $[X]$ du système régi par l'équation :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.40)$$

Avec :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

I.7.8.1 Expression de l'équation état

En combinant les expressions (I.34), (I.35), (I.36), (I.37), (I.38) et (I.49), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) i_{ds} - \omega_s i_{qs} + \frac{1-\sigma}{T_r M\sigma} \Psi_{dr} + \omega_r \frac{1-\sigma}{M\sigma} \Psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) i_{qs} + \omega_r \frac{1-\sigma}{M\sigma} \Psi_{dr} + \frac{1-\sigma}{T_r M\sigma} \Psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} = g\omega_s \Psi_{qr} - R_r \left(\frac{\Psi_{dr}}{L_r} - \frac{M i_{ds}}{L_r}\right) \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = -g\omega_s \Psi_{dr} - R_r \left(\frac{\Psi_{qr}}{L_r} - \frac{M i_{qs}}{L_r}\right) \end{cases} \quad (I.42)$$

Avec

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad K = \frac{M}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{L_s L_r^2}, \quad \lambda_r = \frac{R_r}{L_r}$$

Nous aboutissons aux équations états suivantes :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\omega_s & \frac{1-\sigma}{T_rM\sigma} & \omega_r \frac{1-\sigma}{M\sigma} \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_r \frac{1-\sigma}{M\sigma} & \frac{1-\sigma}{T_rM\sigma} \\ \frac{-1}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & g\omega_s \\ 0 & \frac{-1}{T_r} & -g\omega_s & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \\
 + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0] & \quad (I.43)
 \end{aligned}$$

Avec l'équation de la vitesse comme cinquième équation d'état

$$\frac{d\Omega}{dt} = P \frac{3M}{2JL_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) - C_r - \frac{f}{j} \Omega \quad (I.44)$$

I.8 Résultats de simulation et interprétation

Un modèle de simulation de la machine a été élaboré sous Matlab Simulink, celui-ci nous a permis de déterminer les caractéristiques de la machine, tel que la couple électromagnétique, les courants, la vitesse de rotation et les tensions.

I.8.1 Résultats de simulation

Les résultats de la simulation sont donnés par la figure ci-dessous :

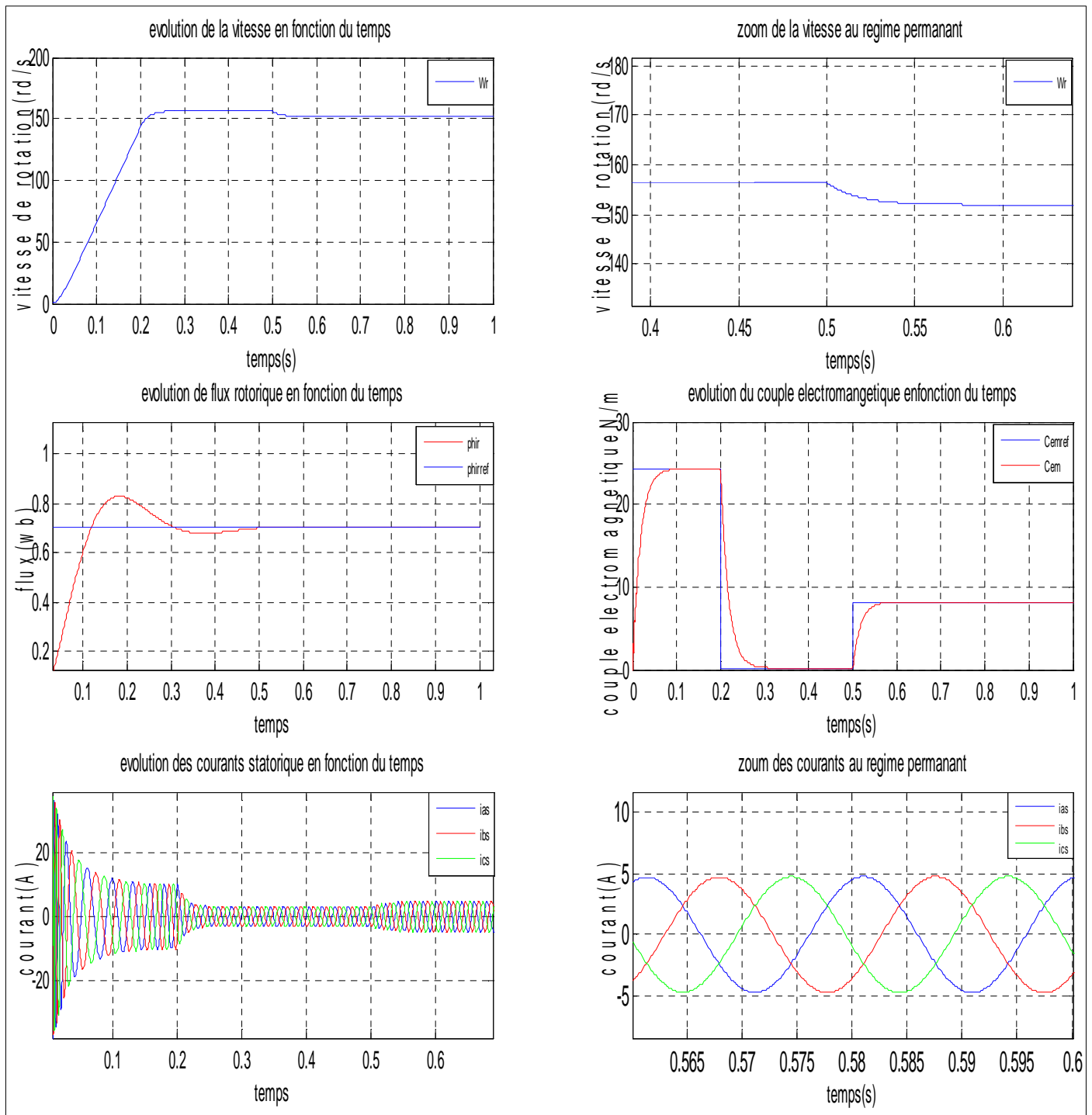


Figure I.3 Réponse du moteur asynchrone couplé directement au réseau pour un couple résistant de 8Nm

I.8.2 Interprétation des résultats

Pour les résultats de la simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale. On remarque :

L'allure de la vitesse présente des oscillations aux premiers instants de démarrage, en suite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant un couple résistant à $t=0.5s$ nous constatons une légère diminution de vitesse.

Pour le couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple est fortement pulsatoire à cause de l'inertie, puis il tend vers le régime permanent.

L'évolution de flux rotorique est légèrement oscillatoire au démarrage, puis il se stabilise à la valeur nominale. Nous remarquons une augmentation du flux au moment de l'application de la charge.

Nous remarquons que le courant est très important au démarrage, il atteint 8fois le courant nominal, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risque d'échauffement dangereux dans le cas de répétition non excessives, pour éviter la destruction de la machine, des moyen de démarrage sont utilisés. Cette valeur due au régime transitoire elle disparaît au bout de quelques alternances afin d'aboutir à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. À l'instant $t=0.5s$ on constate que le courant augmente à cause de couple de charge

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone dans le repéré réel (a,b,c) et dans le repère biphasé (d,q), pour faciliter la modélisation et réduire son temps de simulation. L'utilisation des moteurs asynchrone se généralise de plus en plus pour les applications des entraînements et vitesse variable. Ceci est rendu possible grâce au développement de l'électronique de puissance. L'étude de l'association de moteur asynchrone et l'onduleur de tension commandé à MLI fera l'objet du deuxième chapitre.

CHAPITRE II

II.1 Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Il est constitué d'interrupteurs électroniques tel que IGBT, transistor de puissance ou thyristor ; il peut être monophasé ou triphasé suivant l'application désirée.

Pour chacun, d'eux on distingue deux types de commande : la commande à pleine onde et la commande à modulation de largeur d'impulsion.

II.2 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé est constitué de trois demi ponts monophasés, les interrupteurs (K_1 et K_1'), (K_2 et K_2'), (K_3 et K_3') doivent être complémentaires deux à deux, il y a donc deux états indépendantes. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [5]. Et pour que les tensions de sortie soient identiques à un tiers de période T de leurs fondamentaux près, il faut commander chaque demi-point avec un retard de $T/3$ sur le précédent.

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi ponts monophasés et en utilisant un diviseur capacitif commun. Si les courants triphasés sont sinusoïdaux et forment un système équilibré, leur somme instantanée est nulle. Aucun courant ne passe dans la connexion entre le point neutre N de la charge et le point milieu du diviseur capacitif O : cette connexion peut supprimer. Notre système d'étude comporte la machine asynchrone alimentée par l' onduleur de tension, la Figure (II.1) donne son le schéma de principe.

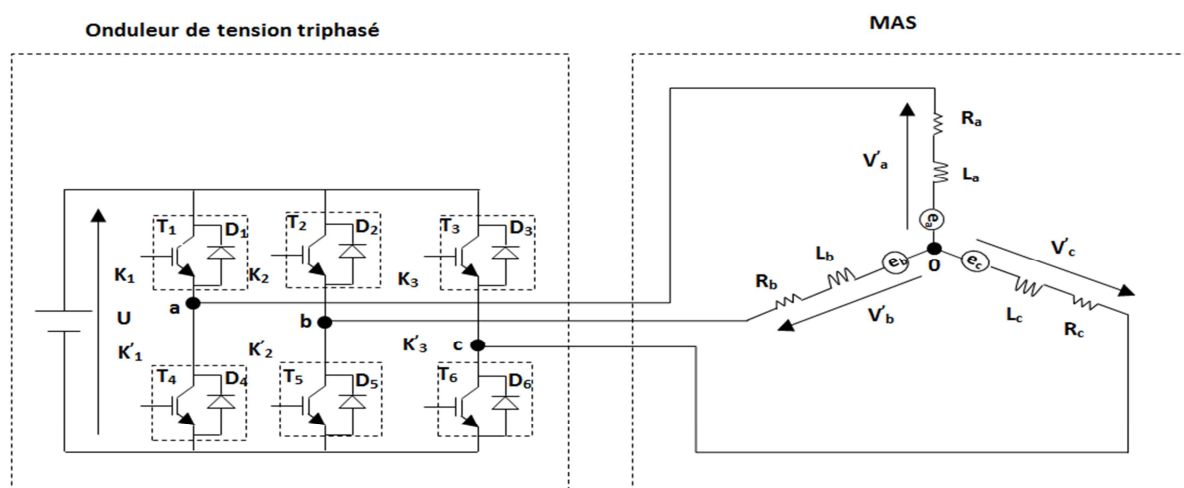


Figure II.1 Schéma d'onduleur de tension triphasé alimentant une charge

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [5].

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de l'onduleur de tension, les hypothèses suivantes pris en compte :

- La commutation des interrupteurs est instantanée (composants parfaits) ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable
- La charge triphasée est équilibrée.

II.2.2 Fonctions de conversion

On appelle fonction de conversion $M_c(t)$, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie [7].

Le but est de connaître les tensions simples (v'_a, v'_b, v'_c) pour établir les fonctions de conversion.

Soient (f_{11}, f_{21}, f_{31}) et (f_{12}, f_{22}, f_{32}), les fonctions logiques de connexion des interrupteurs associées respectivement à (K_1, K_2, K_3) et (K'_1, K'_2, K'_3).

$$\begin{cases} U'_{ba} = v'_a - v'_b \\ U'_{cb} = v'_b - v'_c \\ U'_{ac} = v'_c - v'_a \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Le système étant équilibré cela revient à $v'_a + v'_b + v'_c = 0$

$$\begin{cases} U'_{ba} - U'_{ac} = v'_a - v'_b - v'_c + v'_a = 3v'_a \\ U'_{cb} - U'_{ba} = v'_b - v'_c - v'_a + v'_b = 3v'_b \\ U'_{ac} - U'_{cb} = v'_c - v'_a - v'_b + v'_c = 3v'_c \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

On peut donc écrire

$$3 \begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U'_{ba} - U'_{ca} \\ U'_{cb} - U'_{ba} \\ U'_{ac} - U'_{cb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

On a aussi

$$\begin{cases} U'_{ba} = (v_a - v_o) - (v_b - v_o) \\ U'_{cb} = (v_b - v_o) - (v_c - v_o) \\ U'_{ca} = (v_c - v_o) - (v_a - v_o) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$(v_a - v_o) = \begin{cases} U & \text{si } f_{11} = 1 : \text{ que } K_1 \text{ conduit et } K'_1 \text{ bloqué} \\ 0 & \text{si } f_{11} = 0 : \text{ que } K_1 \text{ bloqué et } K'_1 \text{ conduit} \end{cases}$$

$$(v_a - v_o) = f_{11}U$$

$$(v_b - v_o) = \begin{cases} U & \text{si } f_{21} = 1 : \text{ que } K_2 \text{ conduit et } K'_2 \text{ bloqué} \\ 0 & \text{si } f_{21} = 0 : \text{ que } K_2 \text{ bloqué et } K'_2 \text{ conduit} \end{cases}$$

$$(v_b - v_o) = f_{21}U$$

$$(v_c - v_o) = \begin{cases} U & \text{si } f_{31} = 1 : \text{ que } K_3 \text{ conduit et } K'_3 \text{ bloqué} \\ 0 & \text{si } f_{31} = 0 : \text{ que } K_3 \text{ bloqué et } K'_3 \text{ conduit} \end{cases}$$

$$(v_c - v_o) = f_{31}U$$

Les tensions $(v_a - v_o)$, $(v_b - v_o)$, $(v_c - v_o)$ ont la même fonction de connexion (f_{11}, f_{21}, f_{31}) avec leur amplitude qui est multipliée par U

Le tableau (II.1) donne les expressions des tensions et les courants délivrés par l'onduleur:

f_{11}	f_{21}	f_{31}	U'_{ba}	U'_{cb}	U'_{ca}	v'_a	v'_b	v'_c	i_{K1}	i_{K2}	i_{K3}	i
1	0	1	U	-U	0	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	i_a	0	i_c	$-i_b$
1	0	0	U	0	-U	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	i_a	0	0	i_a
1	1	0	0	U	-U	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	i_a	i_b	0	$-i_c$
0	1	0	-U	U	0	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	0	i_b	0	i_b
0	1	1	-U	0	U	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	0	i_b	i_c	$-i_a$
0	0	1	0	-U	U	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	0	0	i_c	i_c

Tableau.II.1 Établissement des expressions des tensions et des courants délivrés par l'onduleur

II.2.3 Etablissement de la fonction de conversion

On remplace les expressions de $(v_a - v_o)$, $(v_b - v_o)$ et $(v_c - v_o)$ dans l'équation (II.3)

On obtient :

$$\begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2f_{11} & -f_{21} & -f_{31} \\ -f_{11} & 2f_{21} & -f_{31} \\ -f_{11} & -f_{21} & -f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

On peut écrire l'équation (II.5) sous la forme matricielle

$$\begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Ainsi la fonction de conversion dans ce cas de figure est :

$$M_c(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II.3 Commande MLI de l'onduleur de tension triphasé

Grace au développement et aux progrès sur les semi-conducteurs, la commande des interrupteurs est assurée par des techniques différentes, nous citons et nous utilisons la technique de modulation de largeur d'impulsion dans laquelle au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeurs convenables. Les harmoniques de tension sont repoussés vers les fréquences les plus élevées.

La commande des interrupteurs est réalisée en comparant une tension de référence sinusoïdale de fréquence f_m à une porteuse de forme triangulaire de fréquence f_p [1]. Le principe de la commande MLI est montré sur la figure (II.2).

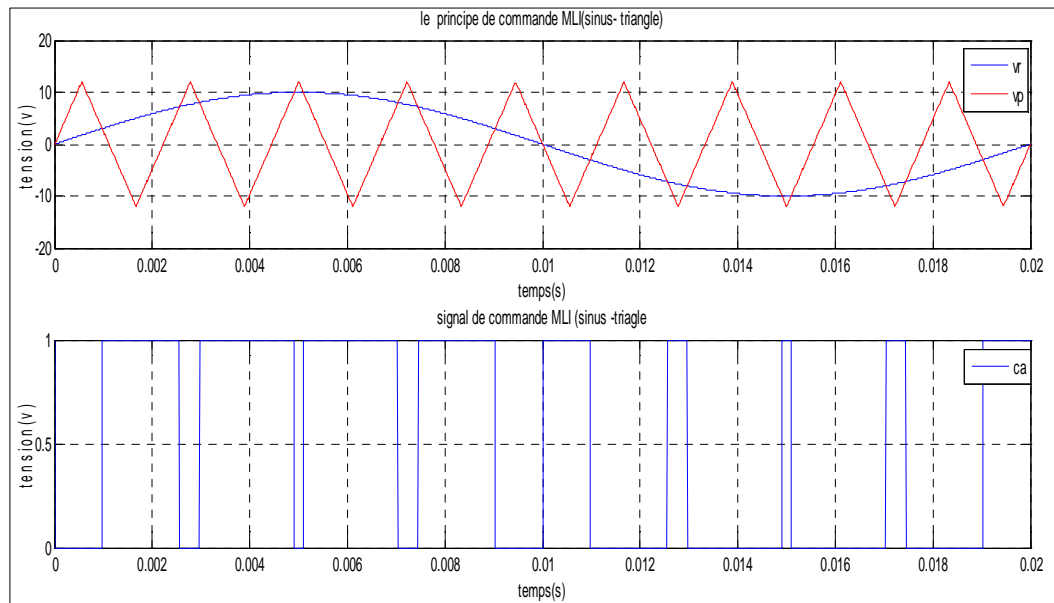


Figure II.2 Principe de la commande MLI (sinus-triangle)

Si le signal de référence est sinusoïdal, la modulation est caractérisée par les paramètres suivants [1] :

$$r = \frac{A_m}{A_p}$$

Et

$$m = \frac{f_p}{f_m}$$

Si m est multiple de 3 les tensions v'_a, v'_b et v'_c sont identiques d'un tiers de période près ce qui entraîne une réduction des harmoniques des tensions et du courant de sortie.

II.4 Simulation de l'onduleur à MLI associé à la machine asynchrone

Pour simuler le modèle mathématique onduleur machine sur Matlab Simulink, on a introduit les paramètres de commande de l'onduleur l'indice de modulation $m=9$ et le coefficient $r=0.833$, et on a appliqué un couple résistant $C_r=8\text{N.m}$ à l'instant $t=0.5\text{s}$

II.4.1 Résultats obtenus

Les courbes de la simulation sont données par les figures ci-dessous :

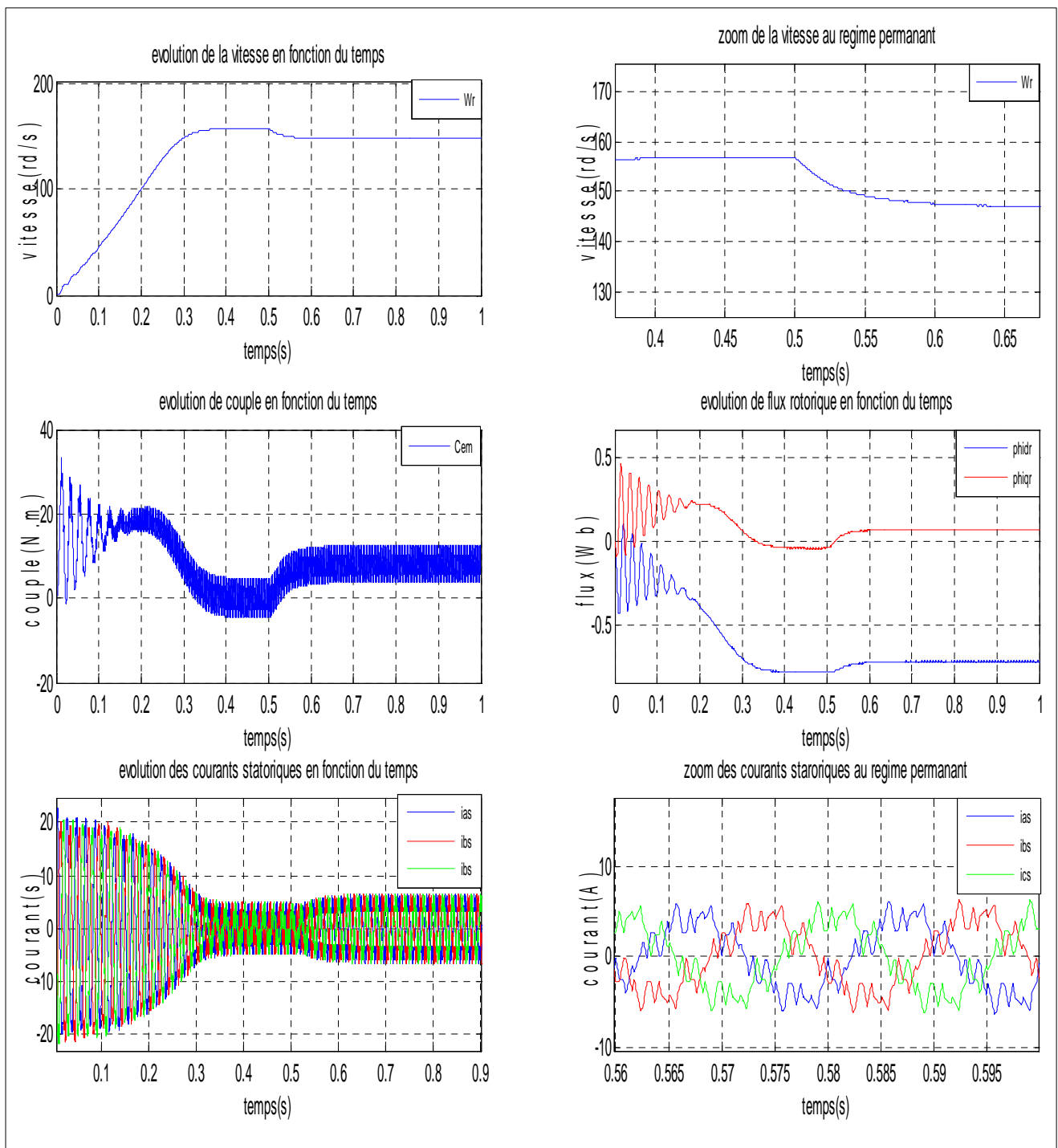


Figure.II.3 Résultats de simulation avec l'association d'un onduleur de tension

II.4.2 Constatation

Les résultats de la simulation obtenus lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension. Nous remarquons

Une augmentation du temps de réponse de la caractéristique de la vitesse avec des oscillations au régime permanent.

Des oscillations de couple électromagnétique au régime permanent à cause d'utilisation d'un onduleur à MLI que se traduit par des harmoniques.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé l'onduleur de tension pour but d'alimenté la machine asynchrone afin de mettre en évidence les caractéristiques de la machine asynchrone à vitesse variable , la stratégie de commande associée à l'onduleur est la Modulation de largeur d'impulsion, elle nous permis une diminution d'harmonique de courant considérable et une bonne plage de variation de fondamental de la tension .

Dans le prochaine chapitre nous élaborons une commande pour découpler et linéariser les caractéristiques de la machine asynchrone

CHAPITRE III

III.1 Introduction

Dans les dernières décennies l'utilisation des commandes robustes a connue des développements significatifs dans le domaine industriel [11]. Parmi les techniques de commande à grande performance qui assure un découplage globale entre les sortie à commander quel que soit les profils de trajectoire imposé à la machine , on trouve la commande par linéarisation entrée sortie [12].

Cette commande est une approche qui fait face à ces limitations entrée –sortie Elle transforme le modèle non linéaire en un modèle équivalent linéaire, sur toute la plage de fonctionnement. La linéarisation entrée–sortie est basée sur l'approche de la géométrie différentielle d'un système non linéaire. Son but est de trouver un changement de variables d'état permettant à chaque sortie du système à contrôler, d'être commandée uniquement par une seule entrée [13].

Le choix des variables de sortie $y(x)$ est un cas délicat pour le principe de la linéarisation entrée –sortie par découplage. La linéarisation soit exacte soit partielle, pour la linéarisation partielle, une partie de système est rendue inobservable et la stabilité doit être mise en compte. Un mauvais choix des sorties est un principal obstacle à la prise en œuvre de cette méthode de linéarisation [14].

Dans ce chapitre, nous présentons dans une première étape le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées –sorties, puis dans une deuxième étape, nous utilisons cette technique pour concevoir un contrôleur non linéaire pour le modèle du moteur présenté dans le chapitre précédent, à la fin de ce chapitre nous présenterons les résultats de simulation en utilisant l'environnement Simulink/Matlab.

III.2 Géométrie différentielle

La géométrie différentielle est une discipline mathématique récente qui permet de faire de l'analyse sur des surfaces ou objets géométrique généraux.

III.2.1 Outils mathématiques

Soit le système non linéaire :

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

Où l'état $x \in \mathbb{R}^n$, l'entrée $u \in \mathbb{R}^m$, la sortie $y \in \mathbb{R}^p$, $f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$ Sont des fonctions non linéaires.

III.2.1.1 Dérivées de Lie

Soient: $f: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ un champ de vecteurs et $h: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$ donnant la dérivée $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que [15] :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{III.2})$$

Alors

$$L_f h(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

De plus, si $g(x)$ est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donnée par:

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial L_f h(x)}{\partial x_i} g(x) \quad (\text{III.4})$$

III.2.1.2 Difféomorphisme

Un difféomorphisme généralise la notion de changement de coordonnées au cadre non linéaire. Une fonction $\Phi: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$, définie dans la variété M , est nommé un difféomorphisme.

Le difféomorphisme est utilisé pour faire des changements de variables dont le but est de transformer un système non- linéaire en un système linéaire [11,15]:

$$z = \Phi(x)$$

Où $\Phi(x)$ représente n variables:

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \vdots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

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.3 Commande par linéarisation entrée-sortie(E/S)

Le principe de la linéarisation E/S consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Cela revient à un contrôle interne et externe du système.

L'idée de base du contrôleur interne (boucle interne) est la manipulation algébrique de la dynamique complète ou partielle du système non linéaire, et cela afin de le transformer en un système linéaire et par la suite de pouvoir lui appliquer des contrôleurs linéaires ce qui présente un contrôle externe (par exemple polynomial control). Cette technique est appelée « feedback linearization controller » [16].

La conception de la commande la linéarisation entrée-sortie comprend trois étapes :

- Différencier la sortie $y^{(r)}$ 'r' fois jusqu'à l'apparition de l'entrée u , avec 'r' appelé le degré relatif.
- Choisir la commande u pour éliminer les non-linéarités et garantir la convergence de poursuite de trajectoire de la référence.
- Étudier la stabilité de la dynamique interne.

III.3.1 Système SISO

On considère le système non linéaire avec une seule entrée et une seule sortie (SISO) décrit par le modèle non linéaire suivant [11,15]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$ sont des fonctions non linéaires.

III.3.1.1 Degré relatif

Le système (III.6) est dit de degré relatif r si :

$$\begin{cases} L_g L_f^i h(x) = 0 & 0 \leq i < r - 1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Le degré relatif r d'un système SISO (single input single output) peut être défini comme étant, le nombre minimum de fois qu'il faut dériver par rapport au temps l'expression de la sortie ($y(t)$) pour faire apparaître explicitement l'entrée($u(t)$) [15,16].

Si nous dérivons la sortie du système d'équation (III.6), on obtient:

$$\dot{y} = \frac{dh(x)}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh(x)}{dx} (f(x) + g(x)u) = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (\text{III.8})$$

a) Si le degré relatif est supérieur à 1, nous avons : $L_g h(x) = 0$, et la deuxième dérivation de y conduit à

$$\begin{cases} \ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \\ \ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

b) Si encore le degré relatif est supérieur à deux, nous aurons : $L_g L_f h(x) = 0$, d'où:

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) \quad (\text{III.10})$$

Ce qui montre que :

$$\begin{cases} y^i = L_f^i h(x) & 0 \leq i < r \\ y^i = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} u & i = r \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

III.3.1.2 Linéarisation par bouclage statique

La régulation d'état statique consiste à appliquer au système une entrée ne dépendant que de son vecteur d'état actuel (x) et d'une entrée de référence(v). On distingue type de linéarisation [12] :

- a) Pour $r = n$, le système admet une linéarisation exacte.
- b) Pour $r < n$, le système admet une linéarisation partielle. L'ordre du sous-système Linéarisé est égal à r .

Pour un système commandable, on a toujours $r \leq n$. Si l'entrée n'apparaît pas après n dérivations de la sortie, le système est non contrôlable

III.3.1.2.1 Linéarisation exacte par retour d'état

Par la vérification des conditions de linéarisation exacte, on aperçoit au moins une sortie $y=h(x)$, pour laquelle le degré relatif r est égal à n , le système effectué une linéarisation exacte. Cette linéarisation se fait en deux étapes :

- La mise du système sous la forme normale.
- Le retour d'état linéarisant.

On peut donc trouver la forme normale du système en appliquant le changement de Coordonnées (un difféomorphisme).

III.3.1.2.1.1 Forme normale

La notion de forme normale d'un système non-linéaire est basée sur la définition d'un nouveau vecteur d'état au moyen d'un changement de variables. Ce nouveau vecteur d'état permet d'exprimer les équations d'état du système sous une forme considérablement plus simple que celle de départ.

On peut donc trouver la forme normale du système en appliquant le changement de Coordonnées (un difféomorphisme) suivant [15] :

$$\phi = [\phi_1(x) \dots \dots \dots \phi_n(x)] \quad (\text{III.12})$$

Tel que :

$$\begin{cases} z_1 = \phi_1(x) = h(x) \\ z_2 = \phi_2(x) = L_f h(x) \\ \vdots \\ z_n = \phi_n(x) = L_f^{n-1} h(x) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Dans les nouvelles coordonnées (z_1, z_2, \dots, z_n) , le système (III.6) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_n = a(z) + b(z)u \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec:

$$\begin{cases} a(z) = L_f^n h(x) \\ b(z) = L_g L_f^{n-1} h(x) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.3.1.2.1.2 Retour d'état linéarisant

Pour pouvoir utiliser les techniques de commande des systèmes linaires, nous avons à travers la relation qui lie la commande u à l'état z , supposée mesurable et à une entrée de référence v , pour obtenir un comportement entre/sortie linéaire.

Cette relation est donnée par la fonction des états suivants: [11]

$$u = \alpha(z) + \beta(z)v \tag{III.16}$$

On choisit α et β pour que la dernière équation de (III.14) Devient :

$$\dot{z}_n = v \tag{III.17}$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} \alpha(z) = -\frac{a(z)}{b(z)} \\ \beta(z) = \frac{1}{b(z)} \end{cases} \tag{III.18}$$

A partir du système d'équations (III.14) nous pouvons construire le système d'équations (III.19) qui est appelé la forme canonique de Brunowsky, et elle est donné sous forme suivante [11,15]

$$\dot{z}_n = Az + bv \tag{III.19}$$

Avec:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

Le système d'équation (III.19) est équivalent à une cascade d'intégrateur d'ordre n donné par la figure (III.2).

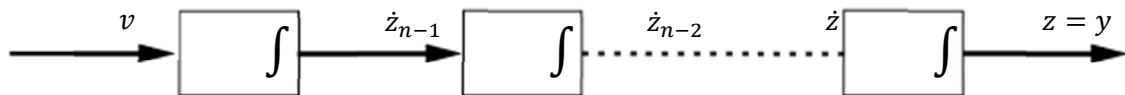


Figure III.2 Linéarisation exacte par retour d'état (Forme canonique de Brunowsky)

Nous avons r intégrateurs, on obtient un système linéaire dont la fonction de transfert :

$$\frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{1}{s^r} \tag{III.21}$$

III.3.1.2.2 Linéarisation partielle par retour d'état

La linéarisation partielle correspond à un degré relatif r inférieur à l'ordre du système n .

La forme normale est représentée par les fonctions $h(x), l_f^1 h(x), \dots, l_f^{r-1} h(x), l_f^r h(x)$ et $l_g l_f^{r-1} h(x)$.

Les $(n-r)$ composantes restantes sont choisies de sorte que [15]:

$$l_g \phi_i(x) = 0 \quad r + 1 \leq i \leq n \quad (\text{III.22})$$

Le système d'équation (III.6) donne le nouveau système de coordonnées, qui s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_r = a(z) + b(z)u \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Avec

$$\begin{cases} b(z) = l_f^r h(x) \\ a(z) = l_g l_f^{r-1} h(x) \\ q(z) = l_f \phi_i(x), \quad r + 1 \leq i \leq n \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

III.3.1.2.2.1 Le retour d'état linéarisant

Le retour d'état est choisi :

$$u = \alpha(z) + \beta(z)v \quad (\text{III.25})$$

La linéarisation entrée sortie partielle, décompose le système (III.23) en deux parties :

- Une partie linéaire sous forme canonique de Brunowsky représentée par la première équation du système (III.26), qui donne une relation différentielle entre l'entrée et la sortie.
- Une partie non observable représentée par la deuxième équation du système (III.26), cette partie est appelée la dynamique interne.

$$\begin{cases} \dot{\zeta} = a(z) + b(z)u \\ \dot{\eta} = q(\eta, \zeta) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

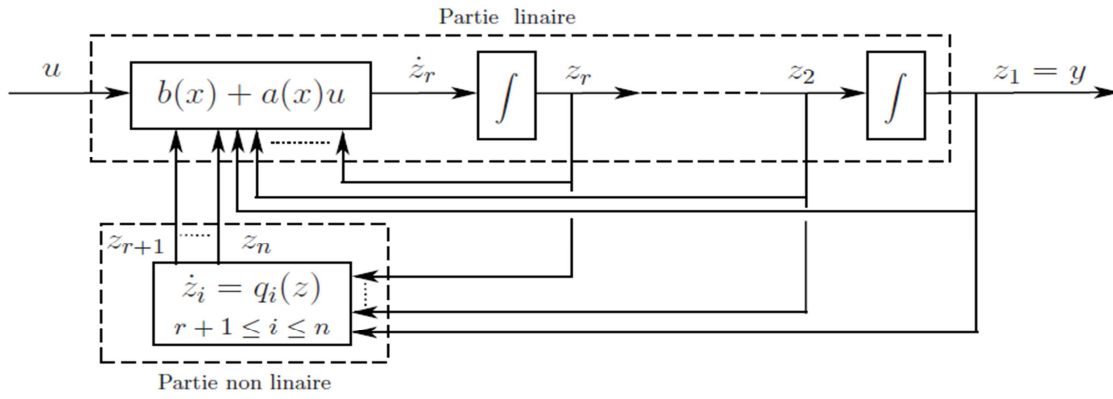


Figure III.2 Linéarisation partielle et dynamique interne [12]

III.3.1.2.2 Dynamique interne

La dynamique de la partie non observable de l'équation (III.26) est appelée la dynamique interne. La stabilité de cette dynamique est exigée pour la création de la commande. Pour un système linéaire, la dynamique interne est stable si les zéros de la fonction de transfert se situent dans le demi-plan gauche du domaine complexe. Par analogie, on introduit la notion de la dynamique des zéros pour étudier la stabilité de la dynamique interne d'un système non linéaire [11].

III.4 Application de la commande linéarisante E/S à la machine

Pour appliquer la commande non-linéaire à la machine asynchrone et réguler le flux rotorique et le couple, on utilise le référentiel lié au stator dont le modèle est le suivant.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Ou

$$x = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}, \Omega] \quad (\text{III.28})$$

Et :

$$f(x) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + K\lambda_r \Psi_{r\alpha} + P\omega K \Psi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - P\omega K \Psi_{r\alpha} + K\lambda_r \Psi_{r\beta} \\ M\lambda_r i_{s\alpha} - \lambda_r \Psi_{r\alpha} - P\omega \Psi_{r\beta} \\ M\lambda_r i_{s\beta} + P\omega \Psi_{r\alpha} - \lambda_r \Psi_{r\beta} \\ \frac{3P}{2L_r J} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{c_r}{J} - \frac{f_m \Omega}{J} \end{pmatrix} \quad (\text{III.29})$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.30})$$

Nous avons deux variables de contrôle U_α U_β , il est possible de décomposer le modèle en deux systèmes indépendants et ensuite contrôler séparément deux sorties. Nous choisissons comme sorties, le couple électromagnétique Cem et le module de flux du rotor Ψ^2

$$h(x) = \begin{bmatrix} \Psi_r^2 \\ Cem \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(x_3^2 + x_4^2) \\ \frac{3PM}{2L_r}(x_2x_3 - x_1x_4) \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

III.4.1 Condition d'application de la commande

III.4.2.Degré relatif

III.4.2.1 Calcul du degré relatif de la sortie y_1

Le calcul de la première dérivée nous donne

Sachant

$$y_1 = \Psi_r^2 = h_1(x) = \frac{1}{2}(x_3^2 + x_4^2) \quad (\text{III.32})$$

$$\dot{y}_1 = \frac{d}{dt} h_1(x) = \frac{d}{dt} \frac{dx}{dx} h_1(x) = \frac{d}{dx} h_1(x) \frac{dx}{dt} \quad (\text{III.33})$$

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)U \quad (\text{III.34})$$

En remplaçant (III.34) dans (III.33), nous obtenons :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_g h_1(x)U \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$L_f h_1(x) = \frac{M}{T_r}(x_1x_3 + x_2x_4) - \frac{1}{T_r}(x_3^2 + x_4^2) \quad (\text{III.36})$$

$$\text{Et } L_g h_1(x) = 0$$

Ce qui donne :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) \quad (\text{III.37})$$

Le calcul de la première dérivée ne fait pas apparaitre la commande, U nous passons au calcul de la deuxième dérivée de la sortie y_1
L'expression de la deuxième dérivée de y_1 :

$$\ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x)U = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x)U_1 + L_{g_2} L_f h_1(x)U_2 \quad (\text{III.38})$$

Avec

$$L_f^2 h_1(x) = \frac{-M\gamma}{T_r} (x_1 x_3 + x_2 x_4) + \frac{MK}{T_r^2} (x_3^2 + x_4^2) + \frac{M^2}{T_r^2} (x_1^2 + x_2^2) - \frac{3M}{T_r^2} (x_1 x_3 + x_2 x_4) + \frac{2}{T_r^2} (x_3^2 + x_4^2) + \frac{MP}{T_r} x_5 (x_2 x_3 - x_1 x_4) \quad (\text{III.39})$$

Et

$$\begin{cases} L_{g_1} L_f h_1(x)U_1 = \frac{M}{\delta L_s T_r} x_3 U_1 \\ L_{g_2} L_f h_1(x)U_2 = \frac{M}{\delta L_s T_r} x_4 U_2 \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Dans l'expression de la deuxième dérivée (III.39), il y a apparition de la commande U
Donc le degré relatif associé à la sortie y_1 est :

$$r_1 = 2$$

III.4.2.2 Calcul du degré relatif de la sortie y_2

$$y_2 = h_2(x) = \frac{3PM}{2L_r} (x_1 x_3 + x_2 x_4) \quad (\text{III.41})$$

Le calcul de la première dérivée de la sortie y_2 a donné :

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) + L_g h_2(x)U = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x)U_1 + L_{g_2} h_2(x)U_2 \quad (\text{III.42})$$

Avec :

$$L_f h_2(x) = \frac{3PM}{2L_r} \left[\left(\frac{1}{T_r} + \gamma \right) (x_1 x_4 - x_2 x_3) - PK x_5 (x_3^2 + x_4^2) - P x_5 (x_2 x_4 + x_1 x_3) \right] \quad (\text{III.43})$$

Et

$$\begin{cases} L_{g_1} h_2(x) U_1 = \frac{-3PM}{2\delta L_r L_s} x_4 U_1 \\ L_{g_2} h_2(x) U_2 = \frac{3PM}{2\delta L_r L_s} x_3 U_2 \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Donc le degré relatif associé à la sortie y_2 est :

$$r_2 = 1$$

Par le biais de la dérivée de Lie, le degré relatif du flux rotorique est $r_1 = 2$ et celui de couple électromagnétique est $r_2 = 1$, Alors la somme des degrés relatifs r_1, r_2 est inférieur à l'ordre du système ($n = 5$) donc nous obtenons deux dynamiques internes rendues non observables par le retour d'état linéarisant.

III.4.3 Boucle de linéarisation

Pour le changement de coordonnées, nous utilisons le diféomorphisme $\phi(x)$

Nous posons :

$$\begin{cases} Z_1 = y_1 = h_1(x) = \phi_1(x) \\ Z_2 = L_f h_1(x) = \phi_2(x) \\ Z_3 = y_2 = h_2(x) = \phi_3(x) \\ Z_4 = h_4(x) = \arctan \frac{x_4}{x_3} \\ Z_5 = h_5(x) = x_5 \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

Nous choisissons les variables Z_4 et Z_5 de façon arbitraire. Ces variables représentent la dynamique interne, le modèle dynamique du système s'exprime dans les nouvelles coordonnées.

III.4.3.2 Calcul de la forme normale

Pour trouver la forme normale, nous dérivons les Z_i , et nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 = \dot{y}_1 \\ \dot{Z}_2 = \ddot{y}_1 \\ \dot{Z}_3 = \dot{y}_2 \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Le système initial est d'ordre $n=5$, alors que le système obtenu est d'ordre 3. Il y a 5-3 dynamiques cachées qui seront choisies. Ces deux dynamiques ne sont pas affectées par l'entrée U .

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = L_f h_1(x) \\ \dot{Z}_2 = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) U_1 + L_{g_2} L_f h_1(x) U_2 \\ \dot{Z}_3 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) U_1 + L_{g_2} h_2(x) U_2 \\ \dot{Z}_4 = P Z_5 + \frac{R_r}{3P} \frac{Z_3}{Z_1} \\ \dot{Z}_5 = \frac{1}{j} (Z_3 - C_r - f m Z_5) \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

Le retour d'état suivant est alors appliqué acceptant de linéariser le comportement entrée sortie. Les dérivées de sorties sont données par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.48})$$

Nous déterminons la matrice de découplage par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1(x) & L_{g_2} L_f h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) & L_{g_2} h_2(x) \end{bmatrix} \quad D(x) = \begin{bmatrix} \frac{M}{\delta L_s T_r} x_3 & \frac{M}{\delta L_s T_r} x_4 \\ \frac{3PM}{2\delta L_r L_s} (-x_4) & \frac{3PM}{2\delta L_r L_s} (x_3) \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

La matrice $D(x)$ n'est pas singulière tant que son déterminant donné par :

$$\det D(x) = \frac{3M^2 P}{(2L_s^2 T_r \text{sig}^2 L_r)} (x_3^2 + x_4^2) \neq 0 \quad (\text{III.50})$$

$$D(x)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{K_1(x_3^2 + x_4^2)} & \frac{-x_4}{K_2(x_3^2 + x_4^2)} \\ \frac{x_4}{K_1(x_3^2 + x_4^2)} & \frac{x_3}{K_2(x_3^2 + x_4^2)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.51})$$

$$K_1 = M / (L_s T_r \text{sig}) , \quad K_2 = 3PM / (2L_s L_r \text{sig})$$

Le bouclage linéarisant est choisi :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.52})$$

Remplaçons (III.52) dans (III.48) nous obtenons le système linéaire suivant :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_2(x) \\ \dot{y}_1(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d^2}{dt^2} \Psi_r^2 \\ \frac{d}{dt} C_{em} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.53})$$

III.4.4 Boucle de réglage

Pour assurer la poursuite de la référence, v_1 et v_2 sont calculées par le retour d'état suivant :

$$\begin{cases} v_1 = k_{11}(\Psi_{rref}^2 - \Psi_r^2) + k_{12}\left(\frac{d}{dt}\Psi_{rref}^2 - \frac{d}{dt}\Psi_r^2\right) + \frac{d^2}{dt^2}\Psi_{rref}^2 \\ v_2 = k_{21}(Cem_{ref} - Cem) + \frac{d}{dt}Cem_{ref} \end{cases} \quad (III.54)$$

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dt^2}e_1 + k_{11}\frac{d}{dt}e_1 + k_{12}e_1 = 0 \\ \frac{d}{dt}e_2 + k_{21}e_2 = 0 \end{cases} \quad (III.55)$$

Avec:

$$\begin{cases} e_1 = \Psi_{rref}^2 - \Psi_r^2 \\ e_2 = Cem_{ref} - Cem \end{cases} \quad (III.56)$$

Les coefficients sont choisis tels que :

$$\begin{cases} p^2 + k_{11}p + k_{12} = 0 \\ p + k_{21} = 0 \end{cases} \quad (III.57)$$

Détermination des constantes k_{11} ; k_{12}

En utilisant le tableau de l'annexe A, pour $\zeta = 0.7$, $t_m w_n = 3.29$ et en choisissant un temps de réponse du flux rotorique $t_m = 0.25s$, les valeurs des coefficients k_{11} et k_{12} sont les suivants :

$$k_{11} = 18.42, k_{12} = 13.16 \text{ et } k_{21} = 67$$

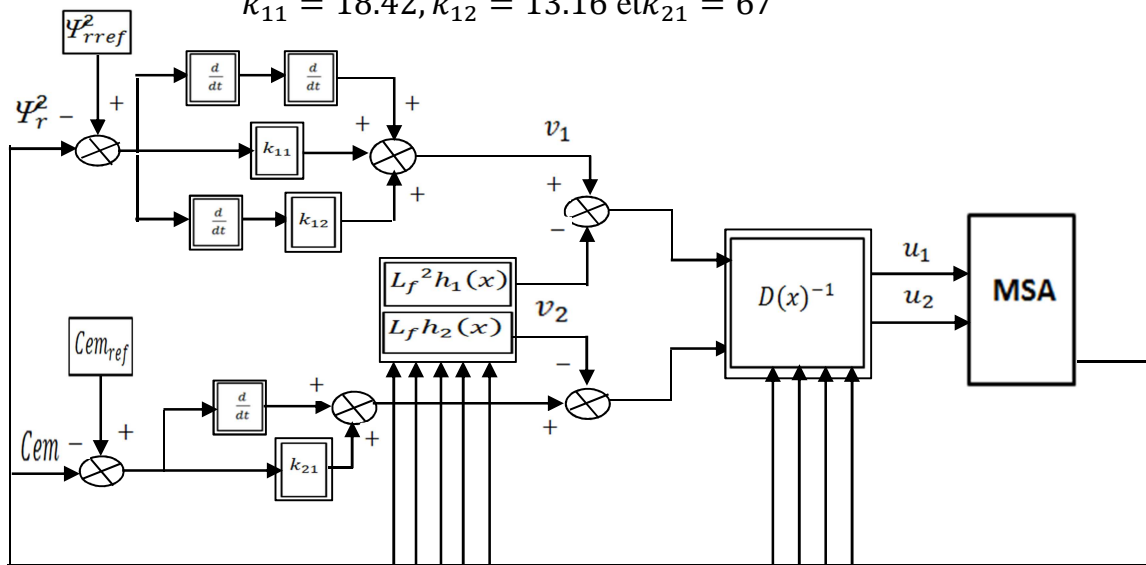


Figure III.3 Schéma global de la commande linéarisation entrée sortie

III.5.Résultats de Simulation et constatation

Pour tester notre commande nous avons simulé le modèle mathématique de la commande par retour d'état linéarisant pour les deux cas de fonctionnement suivants :

- a) Test de la commande sans variation des paramètres de la machine.
- b) Test avec variation des résistances statorique et rotorique.

a) Test de la commande sans variation des paramètres de la machine.

Pour un couple résistant nominal $C_r = 8Nm$ appliqué à l'instant $t=0.5s$

Les résultats de simulation sont donnés par la figure suivante :

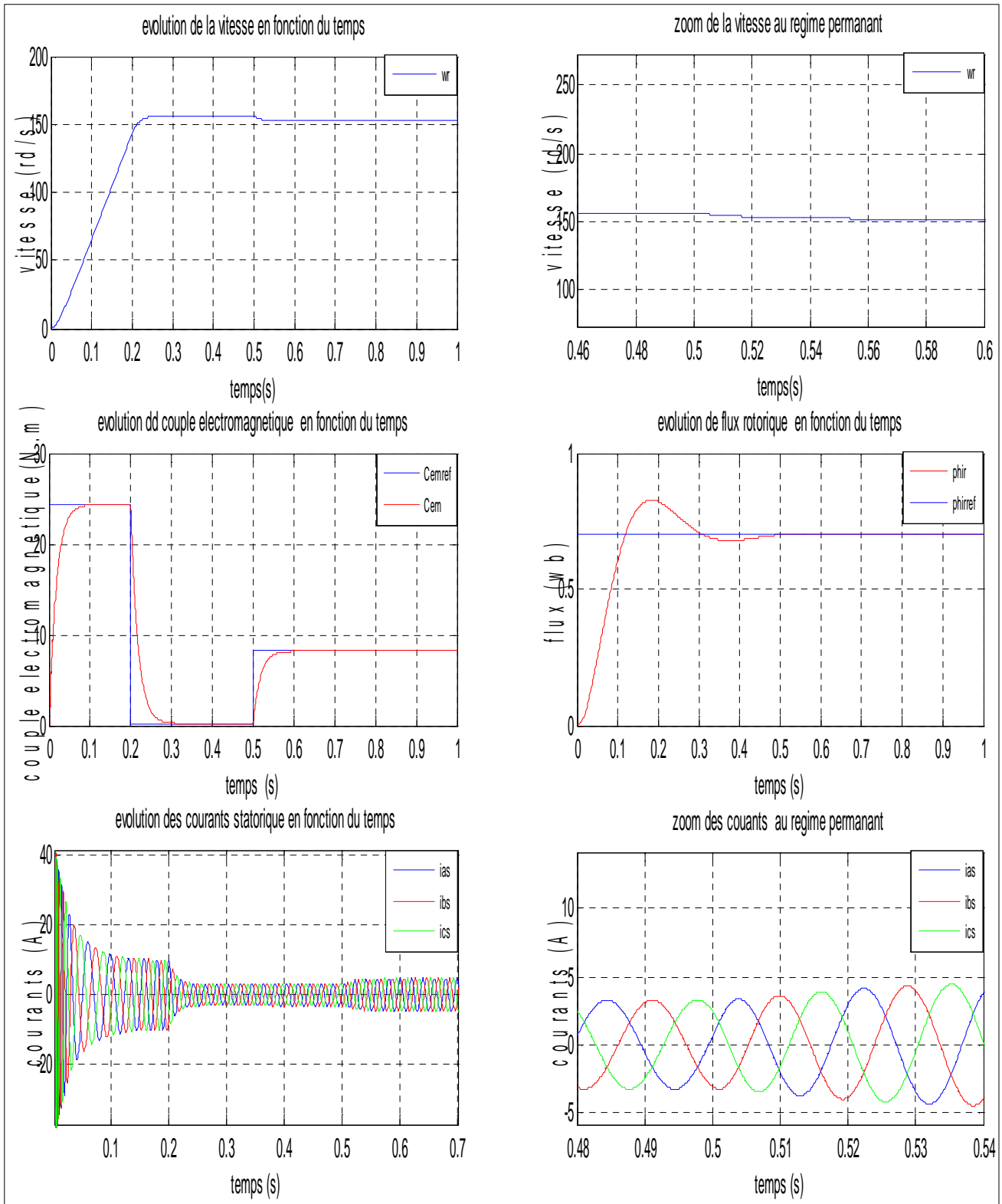


Figure III.4 Les résultats de simulation de la commande linéaire

III.5.a Constatation

Nous remarquons :

- Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse rapide.
- Pour le flux rotorique il y a un léger dépassement au régime transitoire, mais ce flux suit sa référence au régime permanent

b) Test avec variation des résistances statorique et rotorique

Pour tester la robustesse de notre commande à des perturbations nous avons augmenté les résistances statorique et rotorique de 50%

Les résultats de simulation avec variation des résistances statorique et rotorique sont donnés par la figure

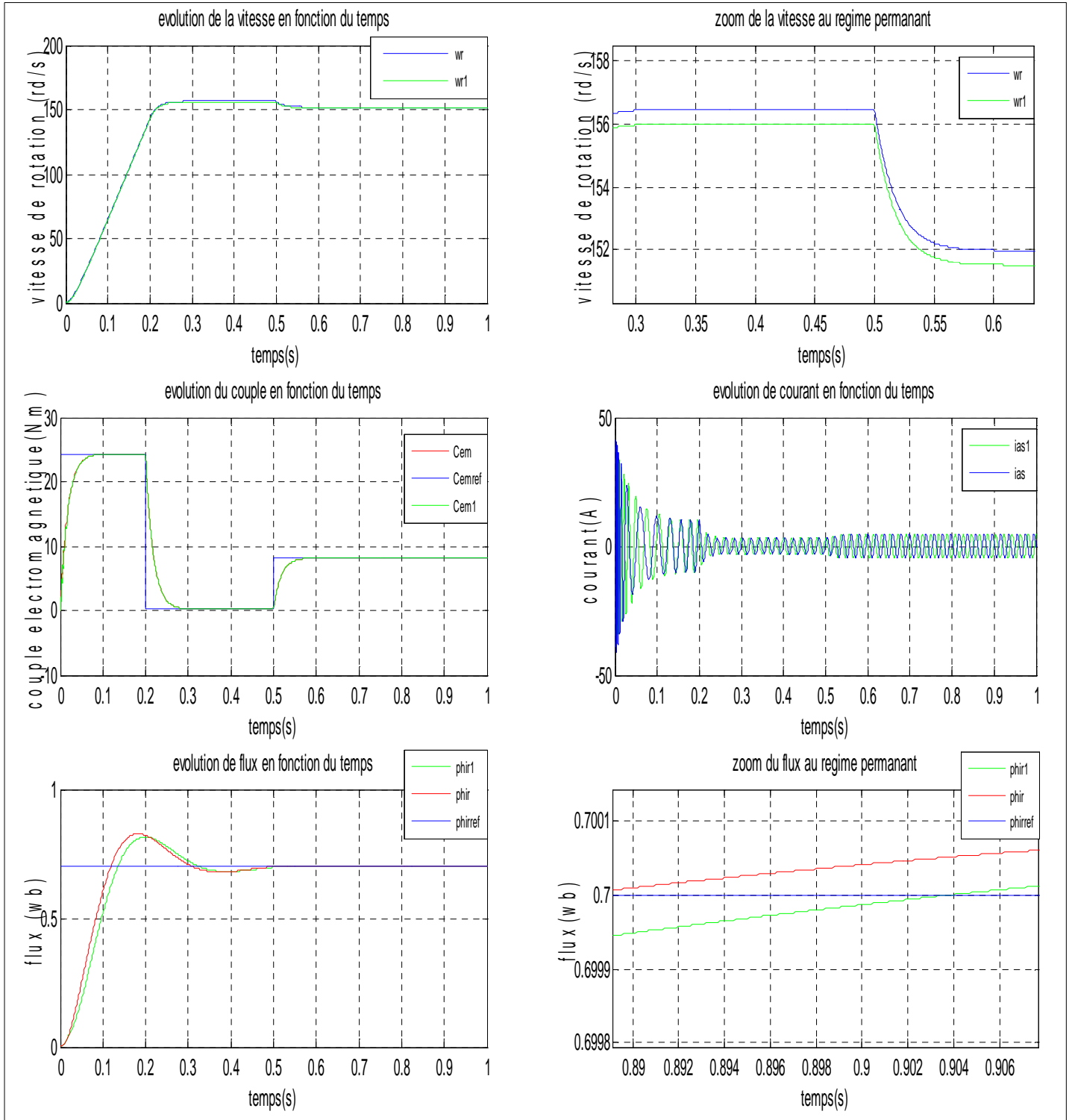


Figure III.5 Résultats de simulation de la commande linéaire avec variation des résistances statorique et rotorique

III.5.b Constatation

Les graphes de la page 48 montrent que les références du flux, couple et vitesse sont bien suivies, malgré la variation des résistances statorique et rotorique.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande non linéaire .elle a l'avantage du découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique ce qui permet d'améliorer les performances de la machine. D'après les résultats obtenus nous pouvons dire que la commande entrée sortie est une commande robuste. L'inconvénient majeur dans ce type de commande est le choix des paramètres des régulateurs car ces derniers sont effectués par la méthode de placement des pôles.

CONCLUSION
GENERALE

Conclusion générale

Dans notre travail, nous avons fait la présentation de la commande de la machine asynchrone avec deux différentes structures de commande : la commande MLI et la commande linéarisante entrées sorties.

En premier lieu nous avons défini la machine asynchrone et ses différents régimes de démarrage, et afin de simplifier d'une manière considérable les équations de la machine asynchrone en régime transitoire, nous avons procédé à établir le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de Park,

En deuxième lieu nous avons modélisé un onduleur de tension en illustrant le principe de la commande de modulation de largeur d'impulsion, et l'implantation de ce dernier sur la machine asynchrone.

Au final, en se basant bien sur les principes de la commande linéarisante entrée sortie, nous avons conçu un modèle de commande non linéaire, qui permet de découpler et de linéariser les grandeurs de la machine asynchrone.

D'après les résultats obtenus, la commande non linéaire du type linéarisation entrée- sortie nous permet un très bon suivi des trajectoires de références. Comme dans notre cas, ce modèle permet une régulation du couple électromagnétique et du flux rotorique, ce qui se traduit par un découplage entre eux. Cette commande a permis une amélioration des performances de poursuite, et une prise en compte des variations des paramètres de la machine.

Bibliographie

- [1] M Pinard, '' commande électrique des moteurs électriques '', 2^{ème} Editions 2007.
- [2] A.Kaddouri, '' Étude d'une commande non-linéaire d'une machine synchrone à aimant permanent '', Thèse de doctorat, Univ. Laval Qubec, Nov 2000.
- [3] A.Sagna, ''Régulation d'un moteur asynchrone par commande vectorielle'', Mémoire d'ingénieur, Univ. Dakar 2009.
- [4] D .Harribey, '' électrotechnique '', Edition dunard, Paris 2005.
- [5] T.Wildi, '' électrotechnique '',3^{ème} Edition 1999.
- [6] M.Louanchi. ''Optimisation du régime de fonctionnement d'un moteur asynchrone à charge variable'', Mémoire de Magister , Univ de Tizi Ouzou ,Déc2006.
- [7] J.P.Caron, J.P.Hautier, '' Modélisation et commande de la machine Asynchrone '', Edition Technip Paris 1995.
- [8] M.Marty, D.Dixneuf, '' Principe d'électrotechnique'', Dunod, Paris 2006.
- [9] G.Seguir, '' Les convertisseurs de l'électronique de puissance'',2^{ème} Edition Lavoisier Paris.
- [10] C.chaigne, E.etien , Sébastien.cauet, L.ranbault ''commande vectorielle Sans capteur des machines asynchrones'', Edition LAVOISIER 2005.
- [11] S.Meziane, '' commande Adaptative et Prédictive de la machine asynchrone'', Thèse de Doctorat, Univ de Constantine Jui2009.
- [12] F.Naimi, N.Mouloudji, '' commande Non linéaire de la machine asynchrone '', mémoire de Master, Univ de Tizi Ouzou 2012.

- [13] S.Chaouche, "commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Univ.de Batna, Déc 2005.
- [14] D.Lalili, "Sur les commandes non linéaires adaptatives de la machine asynchrone", Mémoire de magister, École Polytechnique Alger, Fév. 1999.
- [15] M.Omar Touami, "commande impulsive des Systèmes dynamiques application au réacteur biologique", Mémoire d'ingénieur, Univ de Tizi Ouzou. Nov 2015.
- [16] A.Fenni, "commande non linéaire par régulateurs en mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA)", Mémoire de magister, Univ de Biskra, Déc 2013.

Annexe A

ξ										ξ
	$t_m \omega_n$	$t_r \omega_n$ (5 %)	$t_{pic} \omega_n$	$T_p \omega_n$	D %	$\frac{\omega_R}{\omega_n}$	$\frac{\omega_c}{\omega_n}$	$\frac{\omega_c}{\omega_R}$	M_{dB}	
0,1	1,68	30	3,16	6,31	73	0,99	1,54	1,56	14	0,1
0,15	1,74	20	3,18	6,36	62	0,98	1,53	1,56	10,5	0,15
0,2	1,81	14	3,21	6,41	53	0,96	1,51	1,57	8,1	0,2
0,25	1,88	11	3,24	6,49	44	0,94	1,48	1,59	6,3	0,25
0,3	1,97	10,1	3,29	6,59	37	0,91	1,45	1,61	4,8	0,3
0,35	2,06	7,9	3,35	6,71	31	0,87	1,42	1,63	3,6	0,35
0,4	2,16	7,7	3,43	6,86	25	0,82	1,37	1,67	2,7	0,4
0,45	2,28	5,4	3,52	7,04	21	0,77	1,33	1,72	1,9	0,45
0,5	2,42	5,3	3,63	7,26	16	0,71	1,27	1,80	1,2	0,5
0,55	2,58	5,3	3,76	7,52	12,6	0,63	1,21	1,93	0,7	0,55
0,6	2,77	5,2	3,93	7,85	9,5	0,53	1,15	2,17	0,3	0,6
0,65	3,00	5,0	4,13	8,27	6,8	0,39	1,08	2,74	0,1	0,65
0,7	3,29	3	4,40	8,80	4,6	0,14	1,01	7,14	0	0,7
0,75	3,66	3,1	4,75	9,50	2,84	—	0,94	—	—	0,75
0,80	4,16	3,4	5,24	10,5	1,52	—	0,87	—	—	0,80
0,85	4,91	3,7	5,96	11,93	0,63	—	0,81	—	—	0,85
0,90	6,17	4	7,21	14,41	0,15	—	0,75	—	—	0,90
0,95	9,09	4,1	10,06	20,12	0,01	—	0,69	—	—	0,95

Annexe B

Le type de la machine est la machine asynchrone à cage d'écureuil

Les paramètres de cette machine sont :

Tension nominale	220 /380V
Courant nominale	6.4/3.7A
Résistance statorique par phase	4.85 Ω
Résistance rotorique par phase	3.82 Ω
Inductance cyclique du stator	0.274H
Inductance cyclique du rotor	0.274H
Coefficient de frottement visqueux	0.00114Kgm ²
Moment d'inertie ramené sur l'arbre de la machine	0.031Kgm ²
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale	1420tr/min