

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

Université d'Oum El Bouaghi Larbi Ben M'hidi

Institut des Sciences Technologiques

Département d'Electrotechnique

Mémoire de Magister en Electrotechnique

Option : Commande

Présenté par :

Mme. HADJAM MIMIA

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Centre Universitaire Larbi Ben M'hidi, Oum El Bouaghi

Thème :

**Etude Comparative des Différentes Commandes par
Accélération du Champ d'une Machine à Induction**

Soutenu le :

Membres du Jury :

Messieurs :

M. KADJOUJ	Prof	Université de Batna	Président
A. MAKOUF	Prof	Université de Batna	Directeur de Thèse
M. S. NAÏT-SAÏD	Prof	Université de Batna	Co-Directeur de Thèse
A. DIB	M.C	Université d'oum El Bouaghi	Examineur
D. RAHEM	M.C	Université d'oum El Bouaghi	Examineur

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur A. Bouras, professeur et directeur à l'université d'Oum El Bouaghi de m'avoir autorisé à mener ce projet.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait le directeur de thèse Monsieur A.MAKOUF professeur de l'université de Batna et le directeur de thèse M.S.NAIT.SAID professeur à l'université de Batna d'accepter d'être les rapporteurs de ce travail et pour la confiance et surtout leurs patiences et l'intérêt qu'ils m'ont témoigné tout au long de la réalisation de ce modeste travail.

« Mes sincères et vifs remerciements à mes rapporteurs »

Je tiens à remercier vivement Mr K.Barra, chargé de cours à l'institut d'électrotechnique qui m'a aidé pour aboutir, enfin.

Je remercie Monsieur M.KADJOU DJ professeur à l'université de Batna d'avoir accepté d'assurer la responsabilité de président de ce jury.

Ma gratitude s'étend également aux membres de jury examinateurs qui m'ont honoré de leur participation : Dr A.DIB maître de conférences à l'université d'Oum El Bouaghi, Dr D.RAHEM maître de conférences à l'université d'Oum El Bouaghi, et Dr S.DRID maître de conférences à l'université de Batna.

Je tiens à remercier en particulier Mr SAHRAOUI LAZHAR pour ses encouragements et pour avoir su donner en moi la volonté de réussir.

A celle qui ma toujours apporté son aide, de par ses prières, ses sages conseils ses paroles éternelles ainsi que son amour **SALOUA BOUKADAH**.

Je tiens également à remercier tous les enseignants qui m'ont aidé et je cite tout particulièrement Dr K.BARRA et Dr D.RAHEM, F.BELGACEM, D. SAKRI, L.BOURAS, R.LABEDANI.

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin pour l'élaboration de ce modeste travail.

« Dédicaces »

Je dédie ce modeste travail:

*A l'homme vénéré, lumière de mes yeux, c'est bien mon frère **DJAMEL** promoteur et source de ma volonté.*

*A mon oncle **RACHID** et ma tante **DJOUIHRA** puisse dieu vous garder afin que je vous rende le moindre de vos bienfaits.*

*A mon oncle **A.MADJID** et le petit coucou **wassim***

*A tous mes collègues et je cite en particuliers : **Mr NASSIM MOUKHENACHE** et **Mr AISSAM BOUKHIL***

L'électrotechnique c'est mon choix

NOMENCLATURE

ϕ_s, ϕ_r, ϕ_g	Flux statorique, rotorique et d'entrefer, respectivement
L_s	Inductance propre cyclique du stator
L_r	Inductance propre cyclique de rotor
L_{as}	Inductance propre d'une phase du stator
L_{ar}	Inductance propre d'une phase du rotor
N_r'	Inductance de fuite totale ramenée au rotor
M_{as}	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
M_{ar}	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
M_{rs}	Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
od, oq	Axe perpendiculaire : "od" (polaire ou longitudinal), "oq" (inter polaire ou transversale)
Ω	Vitesse de rotation (mécanique)
ω	Vitesse de rotation (électrique)
ω_s	Pulsation Statorique
ω_{sl}	Pulsation rotorique
θ_s	Angle électrique statorique
θ	Position absolue du rotor (Angle que fait l'axe de la 1 ^{ère} phase statorique avec la 1 ^{ère} phase rotorique)
θ_{sl}	Angle électrique de glissement
P_e	La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques
K_p	Gain de proportionnalité
K_i	Gain d'intégration
σ	Coefficient de dispersion $\left(\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \right)$

ξ	Angle $(\bar{\phi}_r, \bar{i}_s)$
ζ	Facteur d'amortissement
T_s, T_r	Constant de temps du stator et rotor respectivement $\left(T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r}\right)$
s	Variable de la PLACE
s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
(α, β)	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié aux champs tournants
(x, y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor
i_{ds}, i_{qs}	Les courants statoriques selon l'axe (d, q)
i_{dr}, i_{qr}	Les courants rotoriques selon l'axe (d, q)
v_{ds}, v_{qs}	Les tensions statoriques selon l'axe (d, q)
v_{dr}, v_{qr}	Les tensions rotoriques selon l'axe (d, q)
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	Les tensions appliquées aux enroulements statoriques
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	Les tensions appliquées aux enroulements rotoriques
V_o	La tension de compensation
$S_j (j = a, b, c)$	Grandeurs booléennes de commande (les interrupteurs de l'onduleur)
U_c	Tension de l'étage continue de l'onduleur
X^*	Grandeur de référence
\hat{X}	Grandeur estimée
MAS	Machine asynchrone
CV-OFR	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté
FOC	Field Oriented Control
SCFO	Structure de commande par orientation du flux
DTC	Direct Torque Control ou Commande Directe du Couple

Les autres symboles utilisés sont définis dans **ANNEXE A**

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
CHAPITRE I Modélisation de la machine asynchrone	
I.1 Introduction	5
I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée	5
I.2.1 Description	5
I.2.2 Equations électriques	6
I.2.3 Equations magnétiques	6
I.2.4 Equation de la machine biphasée équivalente	7
I.2.5 Couple et équation mécanique	8
I.2.6 Définitions et choix des différents repères	9
I.3 Modélisation de l'alimentation	10
I.3.1 La commande de l'onduleur	12
I.3.2 La commande par hystérésis des courants	13
I.3.3 Commande par MLI	13
I.4 Résultats de simulation	15
I.5 Interprétation des courbes	17
I.6 Conclusion	17
CHAPITRE II Commande scalaire de la machine asynchrone et de son alimentation	
II.1 Introduction	19
II.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone	19
II.3 Equation du couple électromagnétique	21
II.4 Effet accélération et décélération du champ	22
II.5 Contrôle en V/f de la machine asynchrone	22
II.6 Contrôle scalaire du courant	24
II.7 Résultats de simulation	26
II.8 Interprétation des résultats	29
II.9 Commande scalaire de la MAS alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant	30
II.10 Interprétation des résultats	31
II.11 Conclusion	31

CHAPITRE III	Commande vectorielle de la machine asynchrone	
III.1	Introduction	33
III.2	Principe du découplage	34
III.3	Principe et fondements théoriques	35
III.3.1	Concept d'orientation vectorielle du flux	35
III.3.2	Orientation du flux et découplage	37
III.3.3	Contrôle de découplage entre les axes d et q	38
III.4	Choix de type d'orientation du flux	39
III.5	Effet accélération et décélération du champ	40
III.6	Analyse fonctionnelle	40
III.6.1	Structure générale de commande à flux orienté	40
III.6.2	Estimation de flux	41
a.	Méthode de contrôle directe du flux	41
b.	Méthode de contrôle indirect du flux	41
III.6.3	Structure de commande à flux orienté (Bloc SCOF)	42
III.7	Description et principe de la IRFO de la MAS	43
III.7.1	Modèle de la MAS alimentée en courant par orientation du flux rotorique (Méthode Indirecte)	43
III.7.2	Résultats de simulation	44
III.8	Interprétation des résultats	46
III.9	Modèle de la MAS alimentée en tension par orientation du flux rotorique (Méthode Indirecte)	47
III.10	Modèle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant (Commande vectorielle indirecte)	48
III.11	Interprétation des résultats	50
III.12	Etude Comparative entre la commande vectorielle et la commande scalaire d'une Machine Asynchrone	51
III.12.1	Résultats a comparé: CV-OFR/Scalaire	51
III.12.2	Interprétation des résultats	52
III.12	Conclusion	52
CHAPITRE IV	Commande directe du couple de la machine asynchrone	
IV.1	Introduction	55
IV.2	Principe de contrôle dynamique du flux statorique et du couple de la machine asynchrone	56

IV.2.1 Modélisation vectorielle de la machine asynchrone	56
IV.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	57
IV.3 Stratégie de commande directe du couple (Algorithme DTC au Sens TAKAHACHI)	59
IV.3.1 Principe du contrôle du flux statorique	59
IV.3.2 Principe du contrôle directe du couple électromagnétique	61
IV.4 Description de la structure de contrôle	62
IV.4.1 Sélection du vecteur de tension V_s	62
IV.4.2 Estimation du flux statorique	63
IV.4.3 Elaboration du contrôleur du flux	63
IV.4.4 Estimation du couple électromagnétique	64
IV.4.5 Elaboration du contrôleur du couple	64
IV.5 Elaboration de la table de commutation	65
IV.6 Effet d'accélération et de décélération du champ	66
IV.7 Structure générales du contrôle direct du couple	66
IV.8 Résultats de simulation	66
IV.9 Interprétation des résultats	68
IV.10 Etude Comparative entre la DTC la CV-OFR d'une Machine Asynchrone	69
IV.10.1 Résultats a comparé:	69
IV.10.2 Interprétation des résultats	70
IV.11 Conclusion	71
	73
Conclusion Générale	
Références Bibliographiques	76
Annexes	80

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

01. Généralité

Le moteur à courant continu, dont le modèle électrique laisse présager des lois de commandes simples, occupe une large part du marché des actionneurs électriques. Cependant les faiblesses structurelles de cette machine, liées à la présence d'un collecteur mécanique, ont orienté les recherches vers l'utilisation de moteur à courant alternatif, spécialement à induction, moins coûteux et plus robustes. Ces moteurs, associés à des commandes modernes, réalisent actuellement des performances dynamiques comparables, voire supérieures à celles de la machine à courant continu [1]. L'absence du découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [2].

L'évolution récente des entraînements à vitesse variable des machines à courant alternatif a remplacé petit à petit les machines à courant continu et leurs redresseurs par les machines à courant alternatif et leurs onduleurs [3]. L'omniprésence de cette machine dans les entraînements régulés est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissances permettant la construction des convertisseurs statiques à commutation rapide, de puissance élevée et assurant une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitudes et en fréquences. En parallèle, l'apparition des processeurs numériques de signaux de plus en plus performants a rendu possible l'implantation à moindres coûts, des lois de commandes sophistiquées telles que la commande vectorielle par orientation du flux, la commande scalaire, le contrôle direct du couple, etc. [1]

Afin d'asservir la vitesse du moteur dans la commande vectorielle, il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. D'autre part, seules les variables statoriques sont mesurées et comme les états incluent les variables rotoriques, la mesure du flux rotorique n'est pas chose facile car au delà du fait que le coût du capteur de flux est assez élevé, il est sensible à la variation de la température et nécessite un démontage du moteur. Donc, afin de conserver les qualités de la MAS il serait plus commode d'éliminer ces capteurs [2].

Les techniques de commande de type vectoriel, scalaire ou DTC sont basées sur le phénomène de l'accélération du champ électromagnétique. C'est une manière de voir la commande via la machine même, mais pas comme on s'est habitué de la voir sous forme d'un modèle mathématique, à la manière des automaticiens. On pointe donc l'analyse vers le

comportement de la vitesse du champ, qui par des accélérations ou des décélérations, pourrait mettre en exergue certains effets de saturation, d'accentuation des pertes dans les tôles, etc.

C'est-à-dire que lors du développement du couple la machine, quelque soit la commande qui lui est appliquée, a tendance à prendre des accélérations ou des décélérations du champ tournant. Ces accélérations et décélérations donnent lieu à des effets magnétiques et électriques. Cette considération du champ fait une réunification des commandes appliquées à la machine.

02. Historique du Commande du Moteur à Induction

Le moteur à induction a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteur par ses qualités de robustesse, de faible coût de fabrication et d'entretien. L'intérêt principal du moteur à induction est qu'il est utilisable dans des régimes de fonctionnement très variés. Il est commandé par un processus externe permettant d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge.

Sur le plan spécifique des algorithmes de commande de la machine à induction, la communauté associée des électrotechniciens et des automaticiens a donné un essor appréciable et un succès avéré aux commandes de la machine à induction, à savoir :

- ✚ Commande Scalaire.
- ✚ Commande Vectorielle par Orientation du Flux.
- ✚ Commande Direct du Couple DTC, etc.

03. Problématique :

Il s'agit, à travers ce sujet, de montrer que les commandes précitées ont un dénominateur commun: c'est le phénomène d'accélération du champ tournant. Par voie de conséquence ces commandes peuvent être utilisées pour les fonctionnements en dégradé reposant sur la synchronisation du champ.

04. Objectif

Ce travail consiste au passage en revue des différentes commandes reposant sur le concept d'accélération du champ telle que :

- Commande scalaire
- Commande vectorielle par orientation du flux rotorique
- Commande direct du couple DTC

Comme il a été montré aussi la possibilité d'implantation de deux commandes en un même programme et par un switcher le passage d'une commande soit disant performante vers une autre moins performante par la synchronisation du champ, dans ce qu'on appelle le « *fault tollerant control* » ou commande en dégradée peut être effectué.

05. Structure du mémoire :

Dans le premier chapitre, nous présenterons une modélisation de la machine asynchrone en commençant par la présentation schématique de la machine et les hypothèses simplificatrices conventionnelles. On procède dans un second lieu à la modélisation biphasée par le modèle de Park, ensuite, nous abordons l'étude de l'association convertisseur machine dans laquelle nous modélisons la machine en boucle ouverte associée à un onduleur. Cette modélisation est validée par simulation en SIMULINK sous MATLAB.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande scalaire en présence et en absence de l'onduleur de tension contrôlé en courant. Dans le troisième chapitre, nous aborderons l'étude de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique IRFO en présence et en absence de l'onduleur de tension. Quant au quatrième chapitre, présentant la commande directe du couple, en effectuant la modélisation de l'onduleur de tension, et en exposant les principes de la DTC, en estimant les deux grandeurs de la commande (flux, couple).

CHAPITRE I
MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION

Aborder la commande des machines électriques nécessite une modélisation adaptée au langage de l'automaticien. Cependant, il ne s'agit pas d'une simple application des méthodes modernes de l'automatique car les modèles des machines électriques ont des spécificités propres qui ne sont pas communes à d'autres processus physiques. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse [4].

Dans ce chapitre, nous avons pris comme point de départ le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système diphasé. Une présentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant la machine en tension.

Ensuite, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I.2.1 Description

La structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements, portés sur leurs axes, les axes statorique sont décalés entre eux d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$, ainsi les axes rotorique.

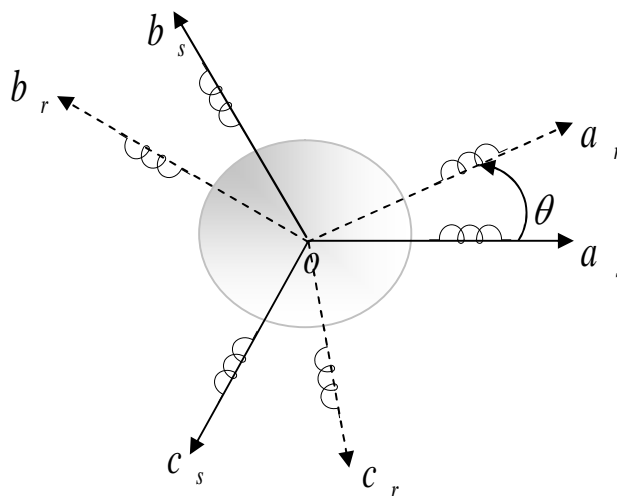


Figure (I-1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor

Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [5]:

- ✓ La parfaite symétrie de la machine.
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- ✓ La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétiques le long de l'entrefer (entrefer constant).
- ✓ L'équivalence du rotor en court circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- ✓ L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques et équilibrées.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

Ainsi parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [6]:

- ✓ L'additivité du flux.
- ✓ L'invariance des inductances propres.
- ✓ La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit:

I.2.2 Equations électriques

Les enroulements triphasés de chaque armature obéissent aux équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

I.2.3 Equations magnétiques :

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} & M_{rs} \cdot \cos\theta & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\theta & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} & M_{as} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \cdot \cos\theta & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\theta & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & M_{rs} \cdot \cos\theta & M_{ar} & L_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

I.2.4 Equation de la machine biphasée équivalente

Pour simplifier la représentation des équations électriques (I-1) et (I-2), on introduit la transformation de **Park** normalisée donnée comme suit par la matrice **A**:

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ a été choisi pour assurer une expression invariante de la puissance.

La transformation inverse est :

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

L'application de la transformation de Park aux systèmes triphasés fait aboutir aux équations (I-1), (I-2) et (I-3), (I-4) donnant lieu le système diphasé suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Tels que

$$L_s = L_{as} - M_{as}$$

$$L_r = L_{ar} - M_{ar}$$

$$M = M_{rs} = M_{sr}$$

Le changement de variables peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs dont les axes magnétiques sont liés aux axes "d" et "q", comme indiqué sur la Figure (I-2). [4]

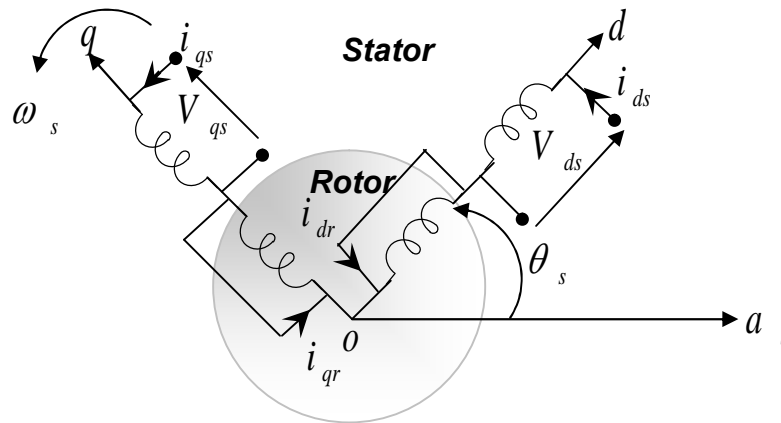


Figure (I-2) Interprétation physique de la transformation de **Park** normalisée pour une machine asynchrone.

I.2.5 Couple et équation mécanique

Dans le cas le plus fréquent, une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée, et l'enroulement du rotor est fermé en court circuit, la puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q [7] :

$$P_e = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} + v_{ar} \cdot i_{ar} + v_{br} \cdot i_{br} + v_{cr} \cdot i_{cr} \quad (\text{I-11})$$

qui s'écrit, en appliquant la transformation de **Park** normalisée comme:

$$P_e = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} + v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr} \quad (\text{I-12})$$

Soit, en utilisant les équations (I-7), (I-8) :

$$\begin{aligned} P_e = & \left[i_{ds} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} + i_{qs} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} - i_{dr} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} - i_{qr} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} \right] \\ & + \left[(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \frac{d\theta_s}{dt} + (\phi_{dr} \cdot i_{qr} - \phi_{qr} \cdot i_{dr}) \cdot \frac{d\theta_{sl}}{dt} \right] \\ & + \left[R_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \right] \end{aligned} \quad (\text{I-13})$$

Dans l'équation (I-13) le premier crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée, le deuxième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine tandis que le troisième crochet représente les pertes Joule.

La puissance mécanique s'écrit donc:

$$P_e = (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{sl}}{dt} \right) = (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega \quad (\text{I-14})$$

Nous obtenons le couple électromagnétique en divisant par ω :

$$C_e = p(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (\text{I-15})$$

L'équation du mouvement s'écrit:

$$\begin{cases} C_e = p(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

I.2.6 Définitions et choix des différents repères:

Le modèle de la machine est représenté dans un repère diphasé d, q dont l'orientation est quelconque.

Le choix de l'orientation repose effectivement sur les objectifs visés par l'application [3].

Il existe trois choix importants, on peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant [8].

- ✓ **Repère fixe par rapport au stator** [9]: ce système d'axe (α, β) est un système immobile par rapport au stator.. Il se traduit par les conditions:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega \quad (\text{I-17})$$

Les équations électriques prennent la forme:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p.\Omega \\ -p.\Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

- ✓ **Repère fixe par rapport au rotor:** le système d'axe (x, y) est un système immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0 \quad (\text{I-20})$$

Les équations électriques prennent la forme:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -p.\Omega \\ p.\Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

- ✓ **Repère fixe par rapport au champ tournant:** le système d'axe (u, v) tourne avec la vitesse du champ électromagnétique créée par les enroulements du stator, ce système d'axes est exploité spécialement dans la commande des machines alternatives. Il se traduit par les conditions:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - p.\Omega = \omega_{sl} \quad (\text{I-23})$$

Les équations électriques prennent la forme:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

I.3 Modélisation de l'alimentation

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la figure (I-3) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable.

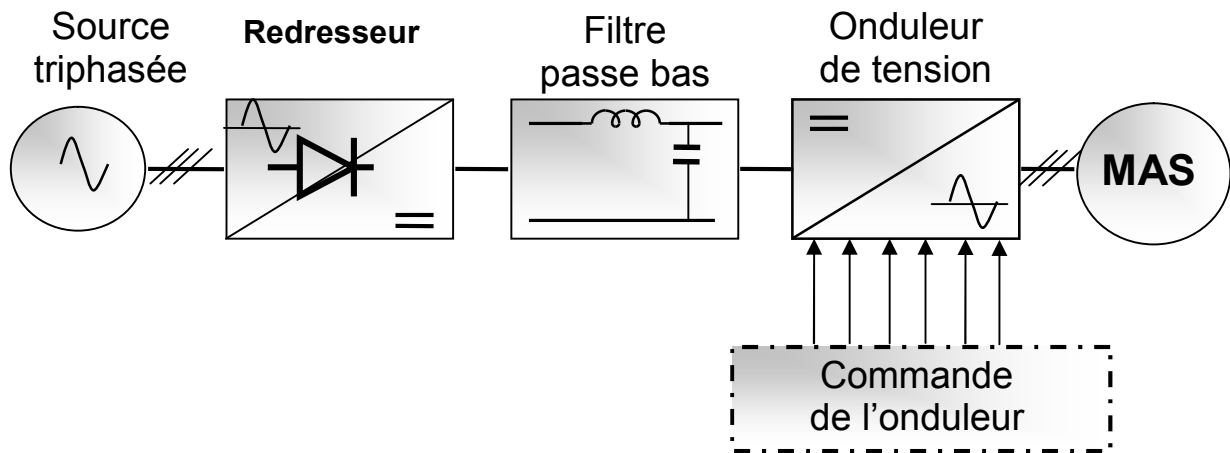


Figure (I-3) Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

Ce convertisseur est composé d'un redresseur triphasé à diode (éventuellement à thyristors contrôlés), d'un filtre et d'un onduleur de tension comportant trois bras indépendants voir la Figure (I-4), Chaque bras est composé de deux interrupteurs (chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles) bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) pilotés de façon complémentaire. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande s_1, s_2, s_3 [1].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé et de sa charge est illustré par la figure (I-4)

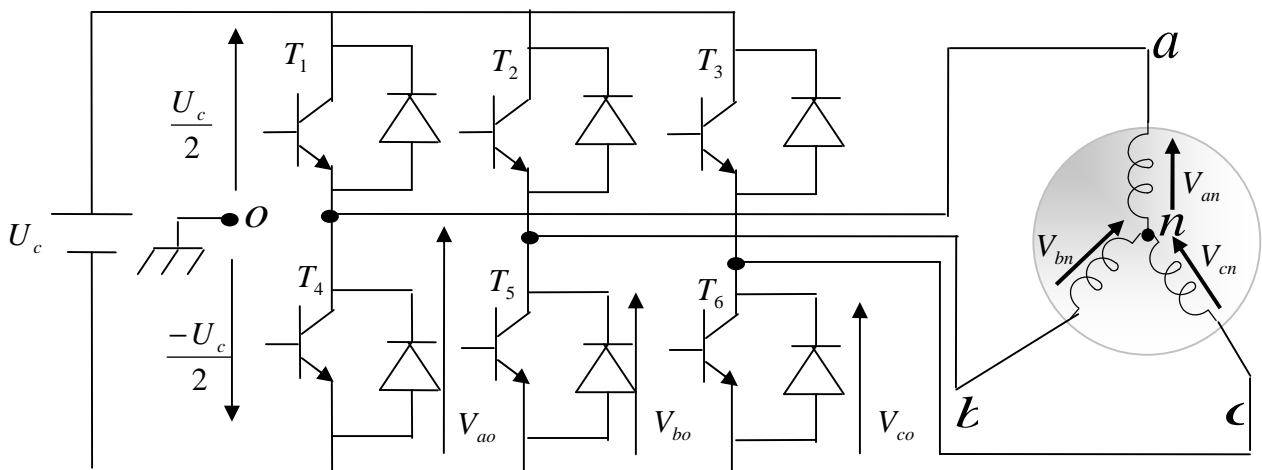


Figure (I-4) : Schéma structurel de l'onduleur de tension associé par une MAS

Pour simplifier l'étude du convertisseur de fréquence, supposons que:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable (supposées idéales).
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

Avec :

U_c : Tension continu à l'entrée du l'onduleur.

L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif donné comme suit :

$$[v_{AC}] = [T][v_{dc}] \quad (I-26)$$

Tel que:

$$[v_{AC}] = [v_{an} \quad v_{bn} \quad v_{cn}]^T \quad (I-27)$$

$$[v_{dc}] = [v_{ao} \quad v_{bo} \quad v_{co}]^T \quad (I-28)$$

$$[v_{dc}] = U_c [s_a \quad s_b \quad s_c]^T \quad (I-29)$$

Ou s_a, s_b, s_c : variables booléennes.

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I-30)$$

I.3.1 La commande de l'onduleur [2]

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge nécessitant un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation en courant ou en tension.

Le convertisseur statique associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulements statoriques un courant ou une tension de forme et d'amplitude données.

Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et par conséquent le type du contrôle à implanter.

Trois structures principales peuvent être envisagées :

- Onduleur de courant réalisant une alimentation en courant.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en tension.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en courant.

I.3.2 La commande par hystérésis des courants

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. La commutation logique est réalisé par trois contrôleurs à hystérésis, un pour chaque phase [2], comme le montre la figure (I-5)

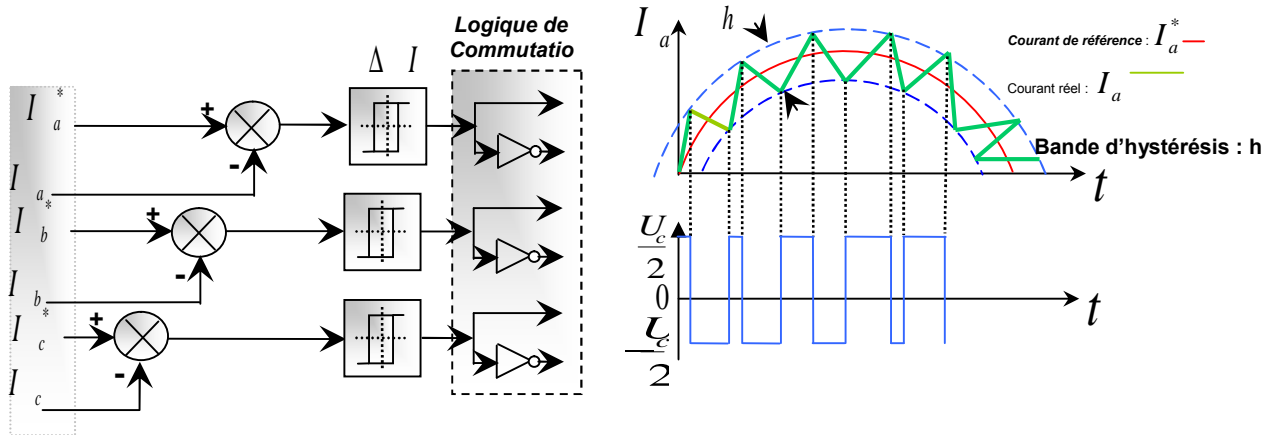


Figure (I-5) Représentation de la logique de commutation et le contrôle du courant.

Les courants de référence sont données par :

$$\begin{cases} I_a^* = I_m \sin(\omega t) \\ I_b^* = I_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c^* = I_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I-31)$$

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant et le maintient à l'intérieur de sa bande d'hystérésis ΔI dont l'affinement donne qualité de l'onde et provoque des fortes commutations du composant.

I.3.3 Commande par MLI

La stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion permet de convertir une tension de référence appelée modulante en une tension sous forme de créneaux successifs, le principe de la **MLI** consiste à comparer le signal de référence (Modulante), à un signal triangulaire (Porteuse) de fréquence supérieure. Le signal de commande s_j est égal à **1** lorsque

la modulante est supérieure à la porteuse et égal à 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse (1,0 variables logiques).

La figure (I-6) représente le schéma de principe de la MLI Sinus-Triangle.

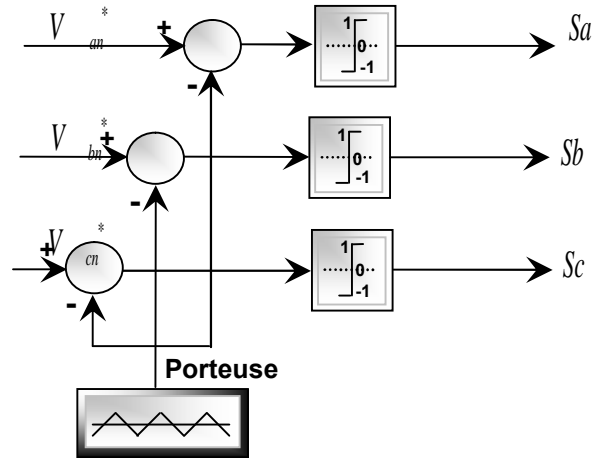
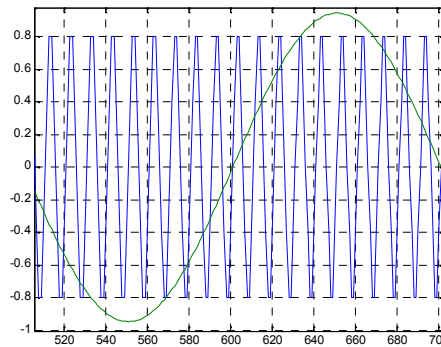


Figure (I-6) Principe de la MLI Sinus-Triangle

La figure (I-7) illustre les signaux obtenus par MLI [1], [13].



Représentation de la porteuse et la modulante

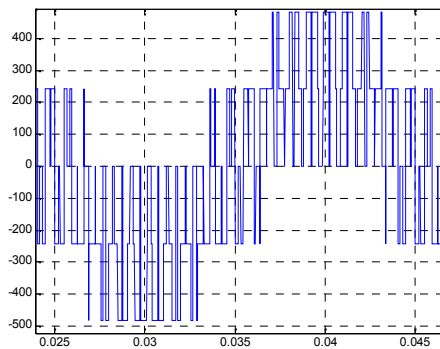


Figure (I-7) Représentation de la tension d'une phase de sortie de l'onduleur

I.4 Résultats de simulation

La simulation numérique est bien connue aujourd’hui dans le domaine des machines électriques et des entraînements, elle permet aux ingénieurs et aux chercheurs de modéliser, d’analyser et de simuler les systèmes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour simuler les machines électriques, nous utilisons le logiciel **SIMULINK sous MATLAB** pour suivre le comportement des différentes grandeurs de la machine asynchrone triphasée et des commandes associées.

Pour réaliser cette simulation nous avons traduit le modèle mathématique de la machine mis sous forme d’état, en utilisant des blocs de simulations. Les paramètres de cette machine d’une puissance de **4KW** sont présentés en **annexe A**.

Dans cette étude nous somme alimentée La machine asynchrone par un réseau triphasé équilibré 380/220v, f=50Hz, cette machine est en boucle ouverte, dans le référentiel est lié au champ tournant (d, q). Puis associée par un onduleur de tension de fréquence : $f_{\text{porteuse}}=2\text{kHz}$.

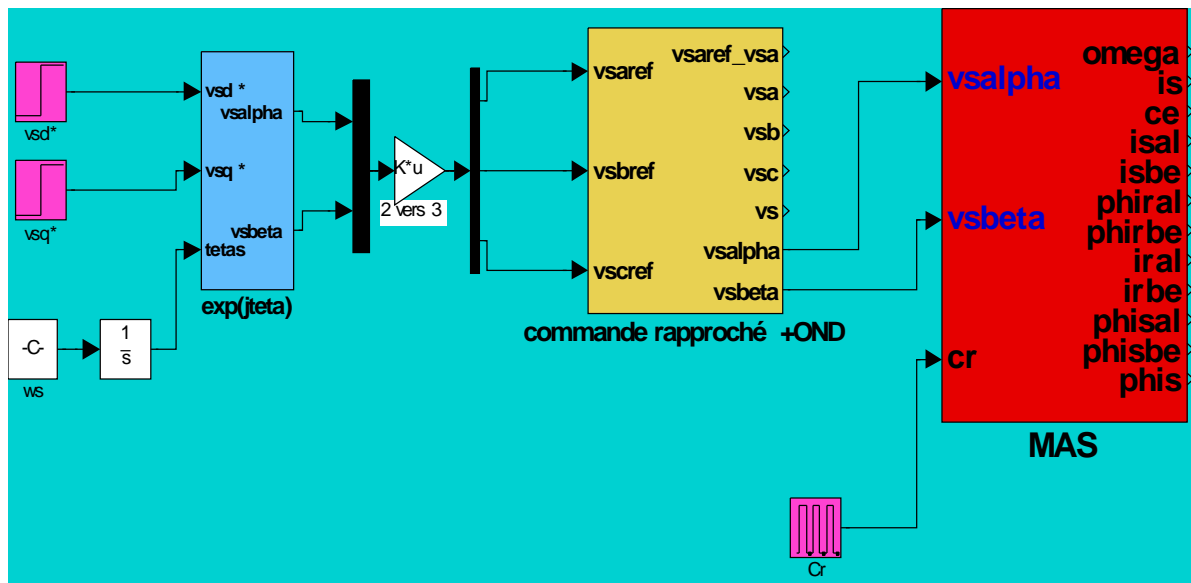


Figure (I-8) : Schéma de simulation d’une MAS alimentée en tension associée par un onduleur de tension

La figure (I-9) présente les résultats de simulation obtenus lors d’un démarrage à vide sous tension et fréquence nominale de la machine, puis en charge à l’instant $t=1\text{s}$ jusqu’à l’instant $t=3\text{s}$ d’un couple résistant de 25N.m . la colonne des résultats donné à gauche représente les simulations de la machine sans onduleur, alors que ceux donnés par la colonne à droite représentent les simulations de la machine avec onduleur.

Modélisation de la machine asynchrone

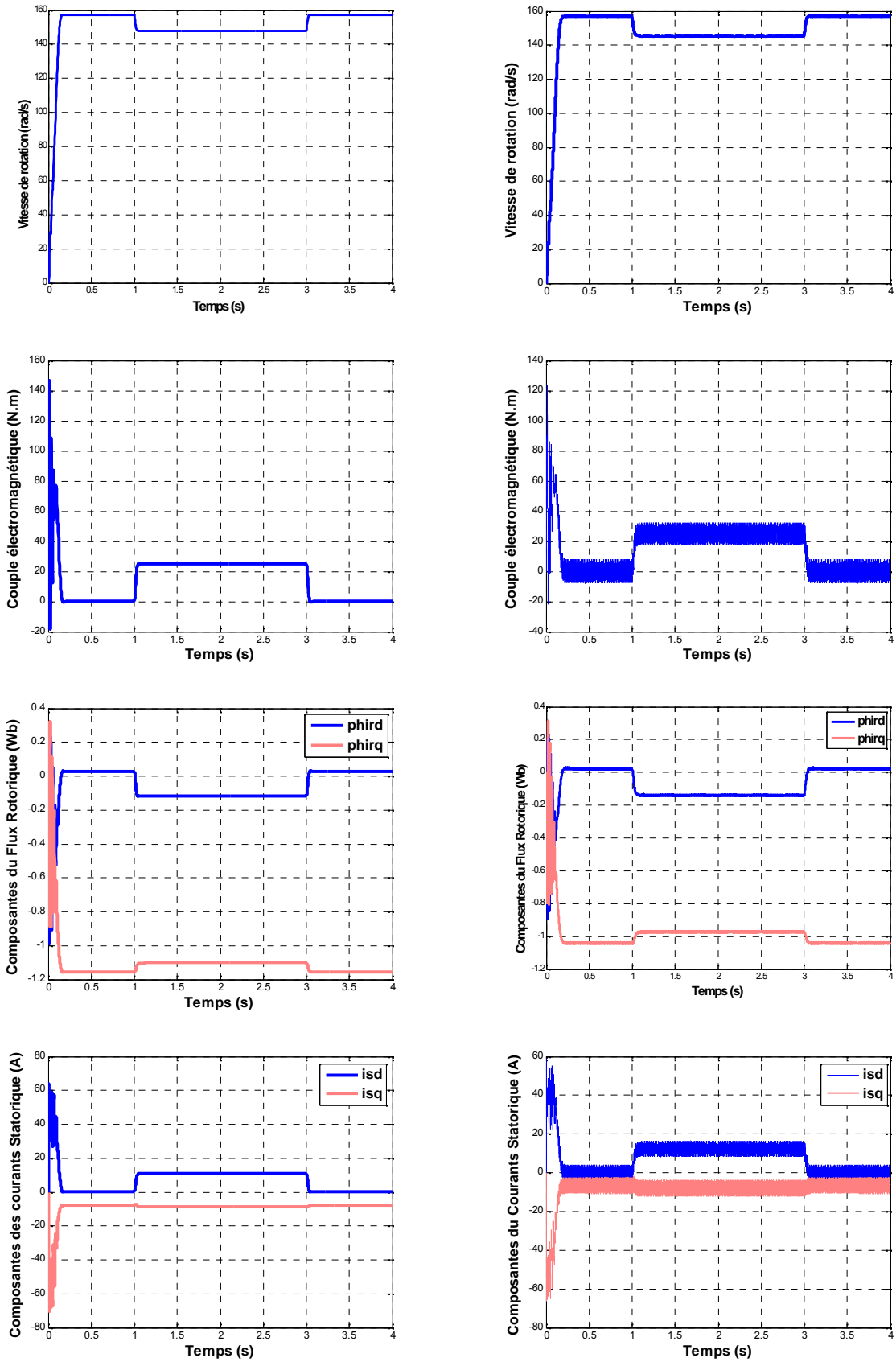


Figure (I-9) Résultats de simulation pour une MAS alimentée par un réseau triphasé (à gauche) et par un onduleur de tension (à droite) à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1\text{ s}$ et à l'instant $t=3\text{ s}$ pour une couple de charge $C_r=25\text{ N.m}$.

I.5 Interprétation des courbes

Les premières remarques sont que les temps de réponse de la vitesse et du couple pour une MAS alimentée directement par un réseau triphasé équilibré sont très rapides par rapport à ceux où la MAS est alimenté par un onduleur. L'absence du régulateur de la vitesse (test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors d'application d'une charge pour l'ensemble MAS+OND. Les oscillations au niveau du couple et le courant statorique sont dues essentiellement à l'onduleur. En ce qui concerne le couple il atteint une valeur maximale en régime transitoire de l'ordre de six fois la valeur nominale. La vitesse est très proche du synchronisme (157rad/s). Lors du chargement de la MAS, la courbe de vitesse présente une chute dans sa valeur puis se stabilise à sa valeur de référence, le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic au premier moment du chargement, puis atteint la valeur de couple résistant à l'instant $t=1s$ jusqu'à l'instant $t=3s$, on constate que la pulsation statorique augmenté, cette augmentation est due à l'accélération du champ tournant dans le stator. Et inversement, à l'instant $t=3s$ on constate une diminution de la pulsation statorique due à la décélération du champ tournant dans le stator.

I.6 Conclusion

Ce chapitre présente la formulation du modèle de la machine asynchrone triphasée associée à sa source d'alimentation. A cet effet, nous avons traité le cas de la commande en tension que nous retrouvons dans la plupart des applications industrielles. Le modèle utilisé est le modèle de Park (biphasée) équivalent. Le choix des variables d'état est un élément fondamental pour la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension. Afin de concevoir des commandes avec un outil de simulation performant, nous avons transcrit nos modèles sous forme de schéma blocs. Cette technique qui est classique pour l'automaticien, est plus inédite pour les machines électriques à cause des non linéarités qu'elles mettent en jeu.

Les résultats obtenus montrent que la machine présente une nature non linéaire avec un fort couplage entre les grandeurs. La charge et la décharge de C_r (couple de charge) montre l'effet accélération et décélération du champ. Le chapitre suivant concerne la commande scalaire.

CHAPITRE II
COMMANDE SCALAIRE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION

Cette première méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre de variateur à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple par exemple les ventilateurs, les compresseurs, et la pompe.

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine à induction nécessite le contrôle de son flux magnétique réalisé selon deux méthodes dites directes ou indirectes. Les premières dérivent à partir de sa mesure physique ou de son estimation [10]. Les secondes sont réalisées sur la base du maintien du rapport tension-fréquence égal à une constante, souvent appelées les lois V/f et qui sous entendent généralement toutes les commandes scalaires.

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. En cherchant à maximiser les capacités de couple c_{\max} , le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport $V/f=\text{constant}$. De part son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques, particulièrement la résistance statorique [11], [12].

II.2 Modèle de la machine asynchrone:

Les tensions d'alimentation sont triphasées, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{ds} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \theta_s) = \sqrt{3} \cdot V_{eff} \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ v_{qs} = \hat{V}_s \sin(\omega_s t - \theta_s) = \sqrt{3} \cdot V_{eff} \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$$\theta_s = \omega_s t$$

$$\begin{cases} v_{ds} = \hat{V}_s \\ v_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Considérons le modèle de la MAS donné comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \cdot \bar{\phi}_s \quad (\text{II-3})$$

$$0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\omega_{sl} \cdot \bar{\phi}_r \quad (\text{II-4})$$

En régime permanent $\left(\frac{d}{dt} = 0\right)$, il devient :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + j\omega_s \cdot \bar{\phi}_s \quad (\text{II-5})$$

$$0 = R_r \cdot \bar{I}_r + j\omega_{sl} \cdot \bar{\phi}_r \quad (\text{II-6})$$

Avec :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + M \cdot \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = M \cdot \bar{I}_s + L_r \cdot \bar{I}_r \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Ce qui donne alors :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= R_s \cdot \bar{I}_s + jL_s \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_s + jM \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_r \\ 0 &= \frac{R_r}{g} \cdot \bar{I}_r + jL_r \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_r + jM \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_s \\ \omega_{sl} &= g\omega_s \end{aligned} \quad (\text{II-8})$$

On abouti alors au schéma équivalent de la figure (II-1) :

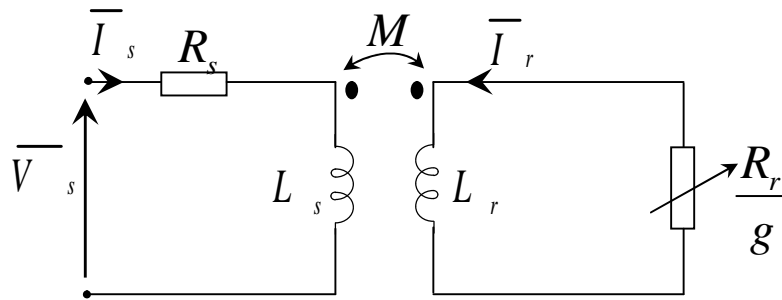


Figure (II-1) Schéma équivalent d'une machine asynchrone

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ($N_r \cdot \omega_s$)

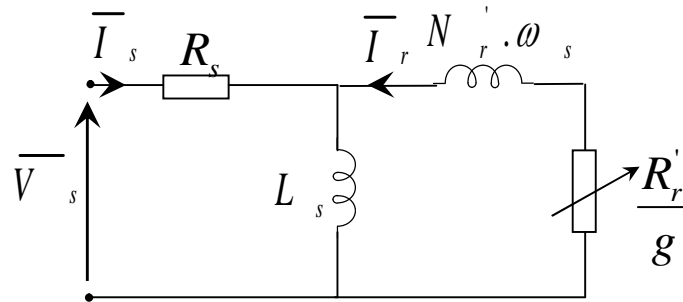


Figure (II-2) Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

Où l'on posera les nouveaux paramètres comme suit [7] :

$$\begin{aligned} N_r &= L_r \cdot \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s} \\ \begin{cases} N_r' = N_r \cdot \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ R_r' = R_r \cdot \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \end{cases} \\ \bar{I}_r' &= \bar{I}_r \cdot \left(\frac{M}{L_s}\right) \end{aligned} \quad (\text{II-9})$$

Du schéma équivalent de la figure (II-2), on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + jL_s \cdot \omega_s \cdot (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \\ 0 = \frac{R'_r}{g} \cdot \bar{I}'_r + jN'_r \cdot \omega_s \cdot \bar{I}'_r + jL_s \cdot \omega_s \cdot (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

II.3 Equation du couple électromagnétique

Le couple (en régime permanent) de la machine asynchrone, sera donné par:

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_{em} - \Delta P_{JR}}{\Omega} \quad (\text{II-11})$$

Avec : $\Delta P_{mec} = 0, \Delta P_{Fer} = 0$

$$P_{em} = \frac{\Delta P_{JR}}{g} = 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2 = 3 \frac{R_r}{g} I_r^2 \quad (\text{II-12})$$

$$C_e = \frac{P_{em} - g \cdot P_{em}}{\Omega} = \frac{P_{em} (1 - g)}{\Omega} = \frac{P_{em} (1 - g)}{\Omega_s (1 - g)} \quad (\text{II-13})$$

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_s} \cdot \frac{R'_r}{g} \cdot I_r'^2 \quad (\text{II-14})$$

On négligeant la résistance statorique R_s on aura pour le courant rotorique:

$$\bar{I}'_r^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \cdot \omega_s)^2} \quad (\text{II-15})$$

D'où :

$$C_e = 3 \cdot \frac{p}{\omega_s} \cdot V_s^2 \cdot \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \cdot \omega_s)^2} \quad (\text{II-16})$$

Le couple maximum C_{\max} , est donné lorsque $\frac{dC_e}{dg} = 0$, soit : $\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 = (N'_r \cdot \omega_s)^2$

$$C_{\max} = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{N'_r} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{II-17})$$

L'expression du couple peut être mise sous la forme de KLOSSE comme suit :

$$C_e = \frac{2C_{\max}}{\frac{g}{g_{\max}} + \frac{g_{\max}}{g}} = f(g) \quad (\text{II-18})$$

II.4 Aspects d'accélération et de décélération du champ dans la commande scalaire

Considérons la machine asynchrone dans son fonctionnement stable, soit :

$$C_e = 3 \cdot \frac{P}{\omega_s} \cdot V_s^2 \cdot \frac{g}{R_r} = 3 \cdot \frac{P}{R_r} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot g \omega_s \quad (\text{II-19})$$

En posant $\frac{V_s}{\omega_s} \approx \phi_s$ ($R_s \rightarrow 0$), alors :

$$C_e = 3 \cdot \frac{P}{R_r} \cdot \phi_s^2 \cdot \omega_{sl} \quad (\text{II-20})$$

Sachant que : $\omega_{sl} = \omega_s - p\Omega$. En admettant que $\Omega = \Omega_{ref} = \text{constante}$, alors ω_{sl} est linéairement liée à ω_s .

Donc lorsque le couple résistant C_r (la charge) augmente, alors le couple électromagnétique C_e augmente, la pulsation rotorique ω_{sl} augmente (le champ tournant dans le repère du rotor) et par conséquent la pulsation statorique ω_s augmente c-à-d le champ tournant principal tourne plus vite dans le référentiel du stator. Inversement, lorsque le couple résistant C_r diminue, le champ tournant du stator ralentit.

II.5 Contrôle en V/f de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir $V/f = \text{constant}$, ce qui signifie « garder le flux constant ». Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement ou la pulsation de glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{\max} = \frac{3P}{2N_r} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{II-21})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone figure (II-3) [8].

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On passera au régime de « défluxage », ce régime

permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie pour $g < 0$ de la figure (II-3))

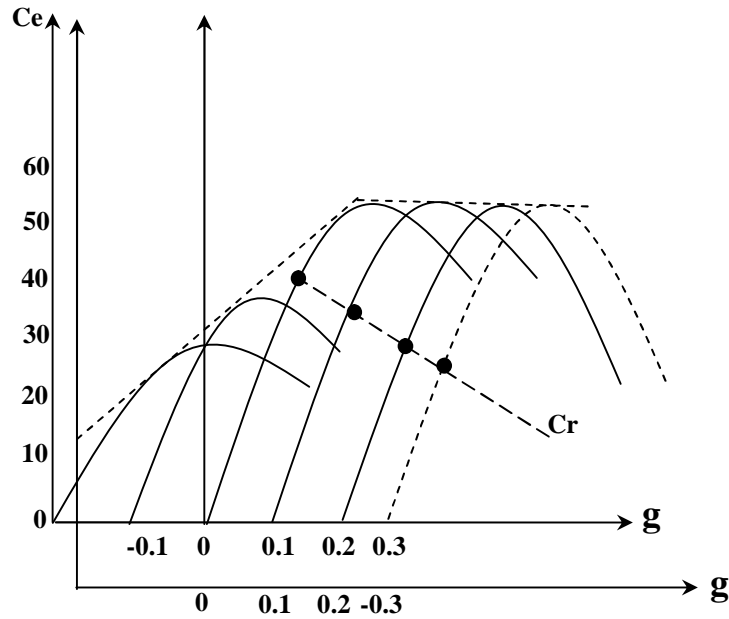


Figure (II-3) Déplacement de la caractéristique du Couple-Glisement en fonction de la fréquence d'alimentation

A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_o figure (II-4) [8].

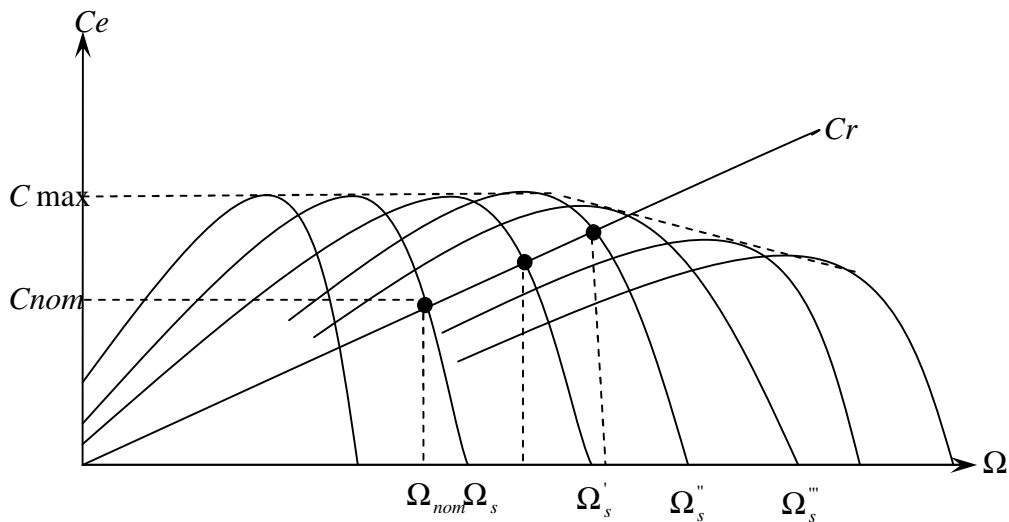


Figure (II-4) Déplacement de la caractéristique Couple-Vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation

Le schéma de commande ci-dessous figure (II-5) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine [8].

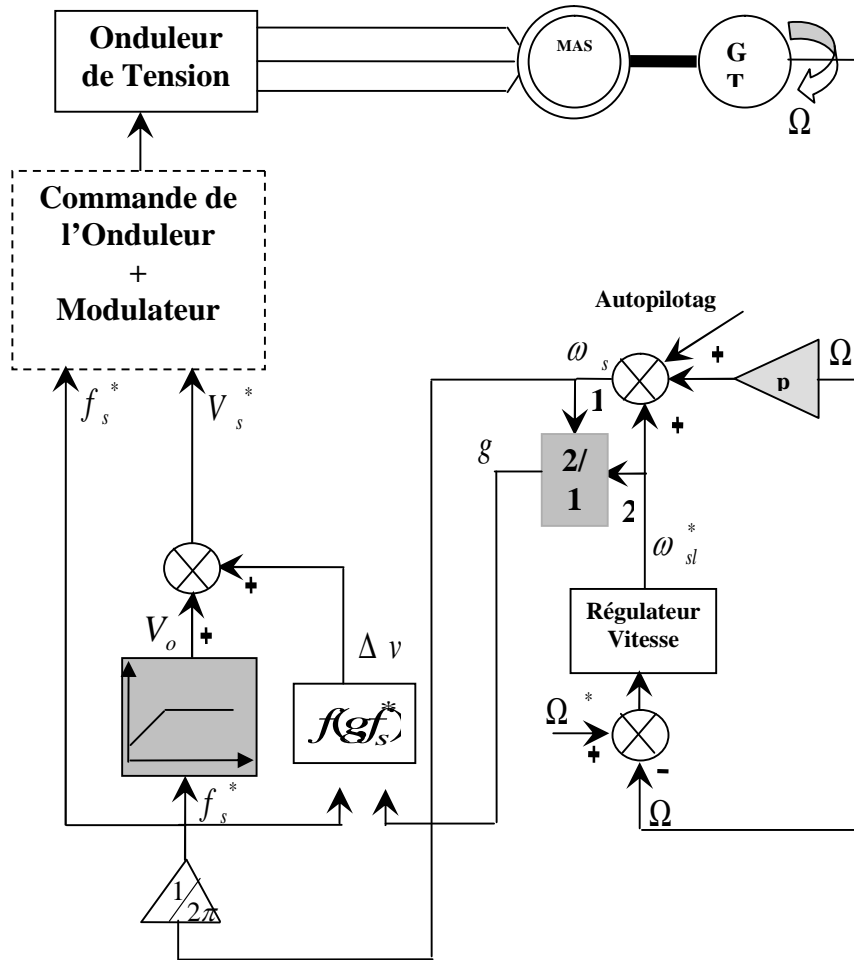


Figure (II-5) Schéma de Commande Scalaire Autopilotée V/f pour Alimentation en Tension

II.6 Contrôle Scalaire du Courant

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur de tension contrôlé en courant qui est utilisé figure (II-6). On impose directement des courants dans les phases de la machine. On impose soit le flux ϕ_s , soit le flux rotorique ϕ_r . On obtient les relations suivantes liant le courant statorique et les flux ainsi que le couple [10]:

Cas du flux statorique :

$$\left\{ \begin{aligned} \phi_s &= L_s \cdot I_s \sqrt{\frac{1 + \sigma^2 \cdot T_r^2 \cdot \omega_{sl}^2}{1 + T_r^2 \cdot \omega_{sl}^2}} \end{aligned} \right. \quad (II-22)$$

Le couple électromagnétique vaut :

$$C_e = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot \phi_s^2 \cdot \frac{\omega_{sl}}{1 + T_r^2 \cdot \omega_{sl}^2} \quad (\text{II-23})$$

Cas du flux rotorique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_r = \frac{M \cdot I_s}{\sqrt{(1 + T_r^2 \cdot \omega_{sl}^2)}} \end{array} \right. \quad (\text{II-24})$$

Le couple électromagnétique vaut :

$$C_e = 3 \cdot p \cdot \phi_r^2 \cdot \frac{\omega_{sl}}{R_r} \quad (\text{II-25})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_s = \frac{\phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + T_r^2 \cdot \omega_{sl}^2}{1 + \sigma^2 \cdot T_r^2 \cdot \omega_{sl}^2}} \\ \phi_s = \phi_s \text{ nom} = \text{constant} \end{array} \right. \quad (\text{II-26})$$

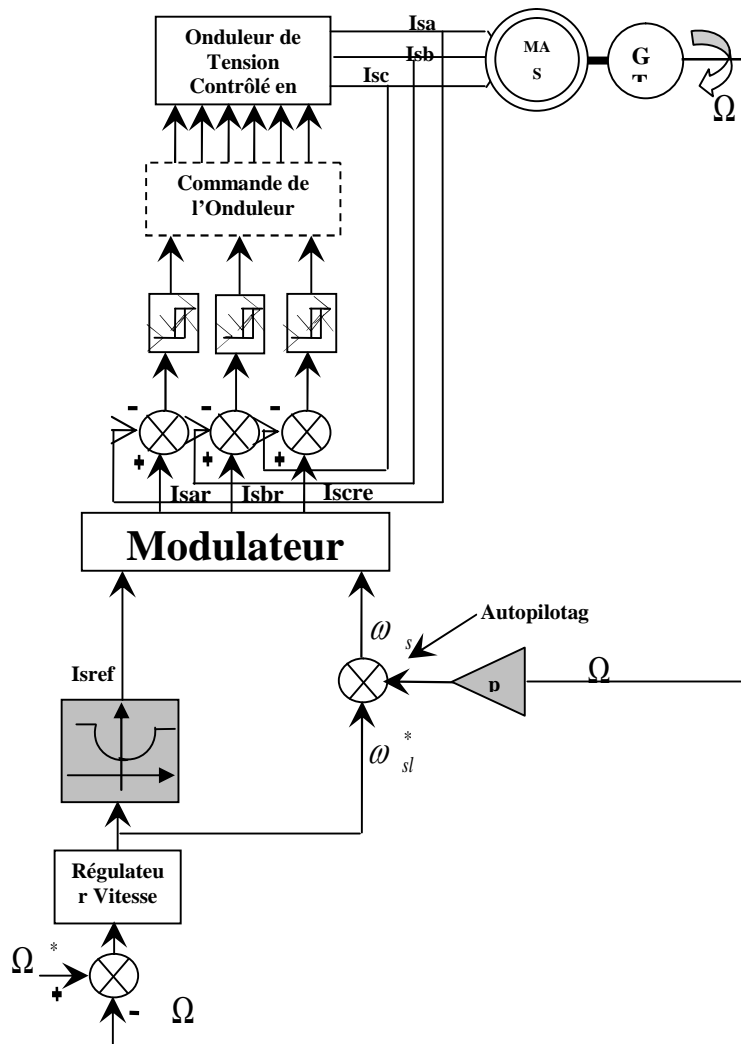


Figure (II-6) Schéma de Commande Scalaire V/f Autopiloté pour Alimentation en Courant

II.7 Résultats de simulation

On présente dans cette partie les résultats de simulation, illustrant le comportement de la structure de contrôle scalaire pour une machine asynchrone alimentée en courant.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1$ sec jusqu'à l'instant $t=3$ sec (décharge) pour un couple résistant de valeur $C_r=25$ N.m.
- Effet de la variation de la résistance rotorique de 100% à $t=2$ sec.
- Inversion du sens de rotation de $+157$ rad/s à -157 rad/s à $t=2.5$ sec.

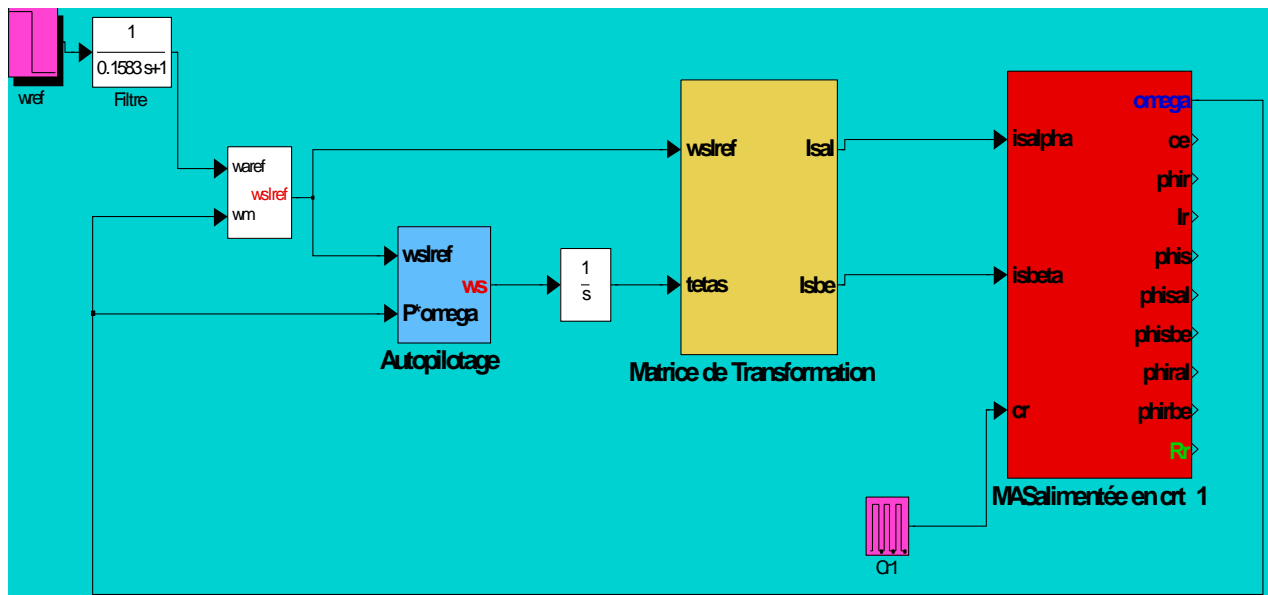
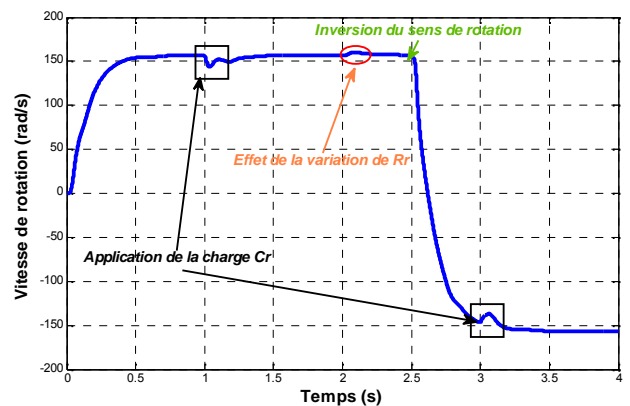
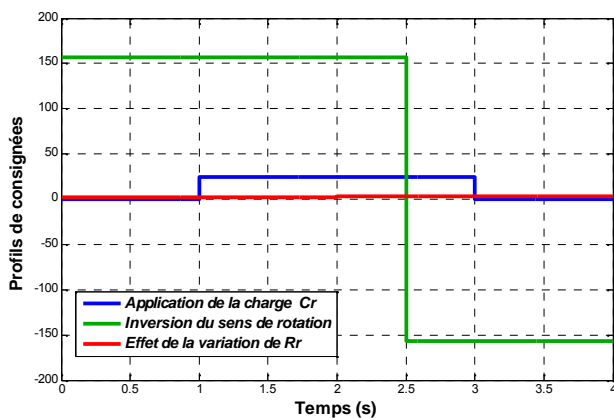


Figure (II-7) : Schéma de simulation de la commande scalaire pour une MAS alimentée en courant



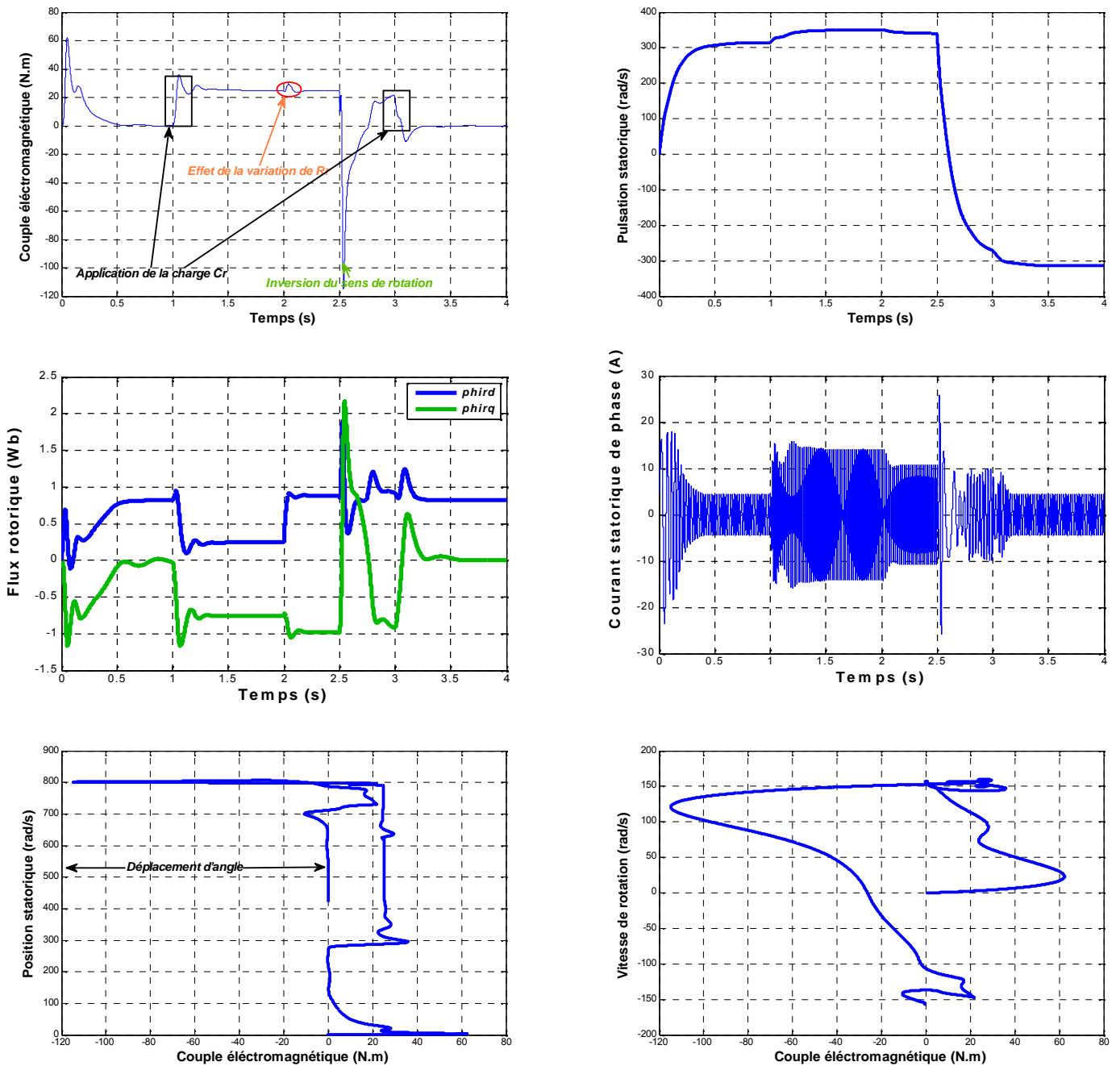


Figure (II-8) résultats de simulation pour les performances suivants :

- démarrage à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1s$ jusqu'à $t=3s$ sous une couple C_r de valeur $C_r=25Nm$
- variation de la résistance rotorique à $t=2sec$
- inversion du sens de rotation à $t=2.5sec$

II.8 Interprétation des résultats

Pour illustrer le fonctionnement du système, plusieurs résultats de simulation sont présentés sur la figure (II-8) :

On constate qu'en régime transitoire la réponse de la vitesse est obtenue sans dépassement. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique du calcul du régulateur est assez rigoureuse. En régime permanent la réponse de la vitesse se stabilise à 157rad/s est atteint sa vitesse de référence. En remarque une chute de la vitesse à l'instant de l'application du couple de charge de 25Nm à $t=1\text{sec}$ puis revient en régime permanent et se stabilise à sa référence. Ce résultat est justifié par l'accélération du champ à l'intérieur de la machine, alors que le couple augment et même remarque pour la réponse de la pulsation statorique.

On remarque une diminution de la valeur des composantes du flux rotorique lors l'application du couple de charge, ce résultat justifié le flux n'est pas entièrement découplé et de la vitesse.

On constate au démarrage un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux ce qui revient à l'accélération du champ aux premiers instants de démarrage à l'intérieur de la machine, la réponse du couple atteint sa valeur maximale, jusqu'à l'application du couple de charge, le couple électromagnétique répond et se stabilise à sa valeur de référence.

Pour illustrer les performances et la robustesse du système en commande scalaire, un régime transitoire est obtenu quand on inverse le sens de rotation de +157rad/s à -157rad/s à $t=2.5\text{s}$, le flux oscille avec des amplitudes importants. Ces oscillations se répercutent sur le couple et la vitesse et dégradent les performances dynamiques de la machine. En présence d'une variation de la résistance rotorique de 100% à $t=2\text{s}$, on constate une grande valeur de couple transitoire représentée par un pic est produite par la machine à l'instant du changement de sens de rotation, ce résultat est justifié par le champ inversé à l'intérieur de la machine.

On constate l'effet d'un doublement de la résistance rotorique sur les réponses de la vitesse, flux et du couple, le courant statorique lors la machine étant en charge. On constate l'influence de la variation de la résistance rotorique sur les réponses, ce résultat est justifié sur la pulsation statorique ainsi le courant de phase du stator ou le champ décéléré à l'intérieur de la machine.

II.9 Commande scalaire de la MAS alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant

La figure (II-9) représente le schéma fonctionnel de la commande scalaire pour une MAS alimentée en tension et associée a un onduleur de tension contrôlé en courant.

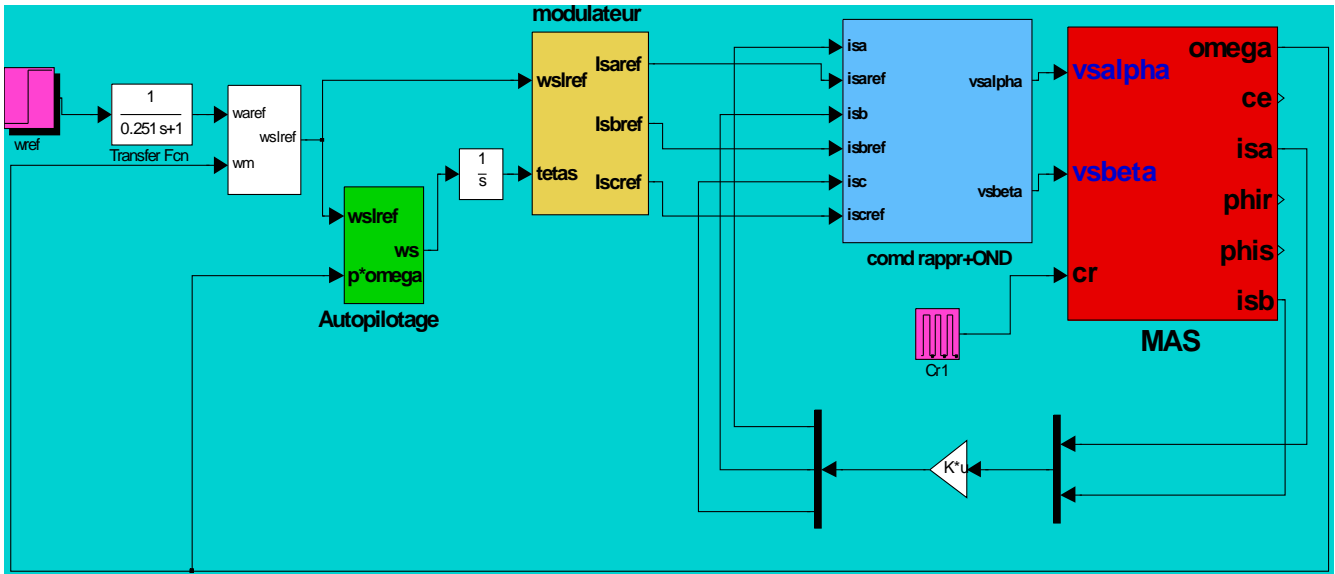
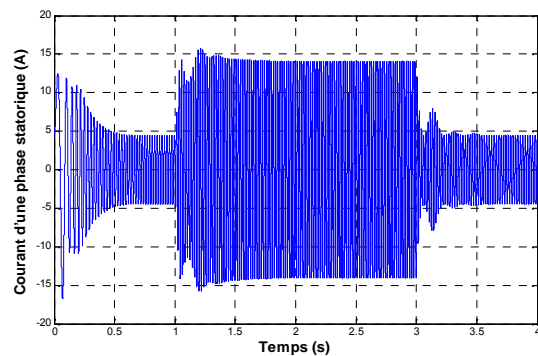
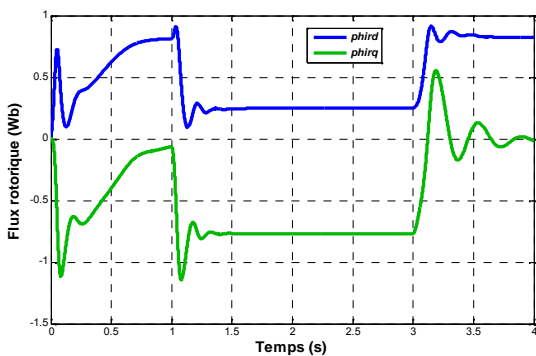
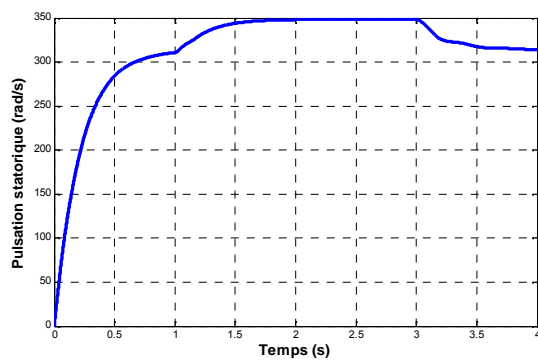
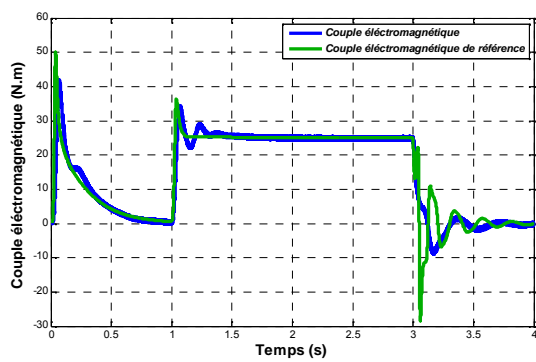
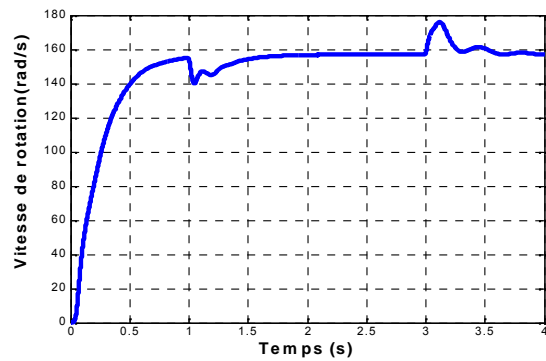
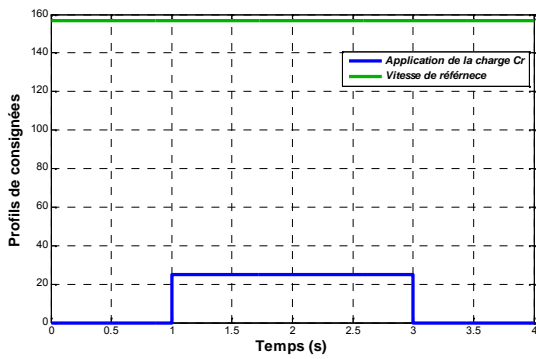


Figure (II-9) : Schéma de simulation de la commande scalaire pour une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension



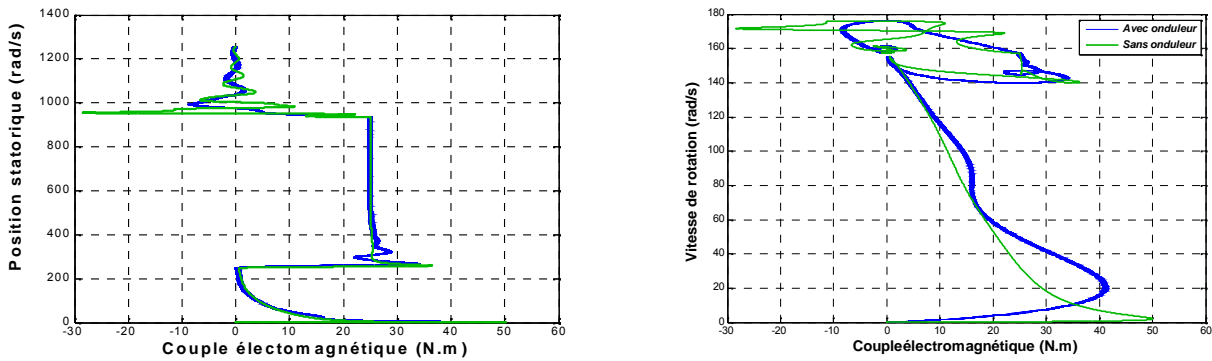


Figure (II-10) Réponses de la MAS alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant et suivie introduction du couple de charge de 25Nm à t=2sec

II.10 Interprétation des courbes

L'examen des courbes obtenues dans la figure (II-8) permet de constater que le démarrage à vide sous une tension nominale et de fréquence de 50Hz, permet d'avoir un temps d'établissement rapide de 0.3s, alors que l'association de l'onduleur permet d'augmenter un peu ce temps à cause de retard que lui produit (voir la figure (II-10)). Le couple atteint sa valeur maximale de l'ordre de deux fois la valeur nominale après 0.5s puisque la machine n'est pas sollicitée par une charge.

La vitesse est très proche du synchronisme (157rad/s). Lors du chargement de la MAS la courbe de vitesse présente une chute dans sa valeur puis se stabilise à sa valeur de référence, le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic au premier moment du chargement puis atteint la valeur de couple résistant à l'instant t=1s jusqu'à l'instant t=3s, on constate que la pulsation statorique augmente, cette augmentation est due à l'accélération du champ tournant dans le stator. Et inversement, à l'instant t=3s on constate une diminution au niveau de la pulsation, cette diminution due à la décélération du champ dans le stator.

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la commande scalaire, vu que le modèle de la machine est non linéaire. Cette commande permet le contrôle du couple électromagnétique seulement en régime permanent. Le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport $V/f=\text{constant}$. De part son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance rotorique. Ainsi le flux n'est pas entièrement découplé du couple et de la vitesse, comme ce sera le cas dans la commande vectorielle mais son contrôle est satisfaisant pour beaucoup

Commande Scalaire de la Machine Asynchrone et de son Alimentation

d'application. Donc cette technique est en général suffisante pour l'obtention de commandes moyennement performants [10].

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

III.1 INTRODUCTION

Les performances relativement faibles du contrôle scalaire appliqué aux machines asynchrones [5] qui consiste à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge [13]. Cela donné lieu à des efforts de recherche et de développement importants. Pour améliorer ces performances d'autres types de commandes plus sophistiquées sont proposés. On les regroupe généralement sous le terme de commande vectorielle ou de commande à flux orienté.

Actuellement, la plupart des constructeurs d'entraînement électrique à vitesse variable proposent des entraînements dont le contrôle est inspiré de cette théorie [5].

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle **FOC** (**F**ield **O**riented **C**ontrol) introduit par **KOVACS** en 1959 et repris par **BLASCHKE** en 1972, Après une dizaine d'années. Le FOC a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution. L'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode est basée sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique deviennent linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur **PI** pour régler le flux. Quand le flux rotorique atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être réglée aussi par un **PI** [13].

Il existe trois flux dans la machine : le flux statorique, le flux rotorique et le flux d'entrefer. Diverses études proposent un contrôle de l'un des trois flux dans un repère lié à cette variable [14]. Le repère tournant (d, q) permet un découplage du couple et du flux, lequel est réduit à une composante continue. La méthode du flux orienté repose sur une détermination rigoureuse de l'angle de transformation entre (d, q) et (α, β) . La mise en œuvre de cette transformation s'avère délicate et sensible, et nécessite des termes de compensation pour assurer un réel découplage entre le flux et le couple. L'orientation du flux rotorique est souvent utilisée en contrôle vectoriel, car elle assure la meilleure dynamique pour le couple et offre un algorithme de contrôle plus simple (à qualité égale de découplage entre flux et couple) dans le cas d'une alimentation en courant [1], [15]. Dans la majorité des cas, le

référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension ou en courant [13].

En revanche, le réglage du flux rotorique est sensible aux paramètres rotoriques relativement délicats à adapter [1].

Dans le présent chapitre, nous traiterons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une MAS alimentée en courant et en tension par un réseau triphasé équilibré, puis par un onduleur commandé selon l'alimentation. À chaque période de fonctionnement de l'onduleur, la commande doit ouvrir ou fermer les interrupteurs de puissance (IGBT ou autre) de manière à créer dans la machine électrique un champ magnétique résultant dont le module et la direction sont optimales pour répondre aux consignes de vitesse et de couple [10].

III.2 Principe du découplage

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique répondant le mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit. L'objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure (III-1) [2].

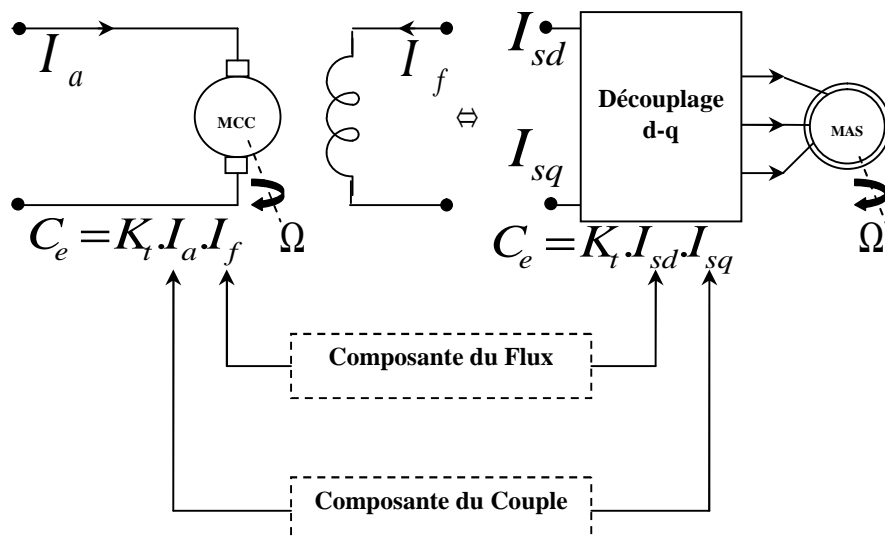


Figure (III-1) Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

$$C_e = K_t I_a I_f \quad (\text{III-1})$$

$$C_e = K_t I_{sd} I_{sq} \quad (\text{III-2})$$

Avec :

I_a, I_{sq} : Composantes de couple. I_f, I_{sd} : Composantes de flux.

III.3 Principe et fondements théoriques [16]

III.3.1 Concept d'orientation vectorielle du flux

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe d-q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [2].

L'expression du couple est donné par :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} [\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rq} \cdot I_{sd}] \quad (\text{III-3})$$

L'équation (III-3) s'écrit aussi comme suit : [16]

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_s \cdot \sin \xi \quad (\text{III-4})$$

Avec :

$$\xi = \text{angle}(\bar{\phi}_r, \bar{i}_s)$$

L'équation (III-4) montre que le couple peut être contrôlé par action sur le module du vecteur \bar{i}_s et sur son orientation ξ par rapport au vecteur $\bar{\phi}_r$ dont son module est supposé maintenu constant.

La substitution de \bar{i}_r dans l'expression du chapitre précédent (II-7) par l'expression (II-6) donne une estimation de $\bar{\phi}_r$ (grandeur non mesurable) à partir de \bar{i}_s (grandeur mesurable):

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + (j\omega_{sl} + T_r^{-1})\bar{\phi}_r = M \cdot T_r^{-1} \cdot \bar{i}_s \quad (\text{III-5})$$

La solution de l'équation (III-5) : est de nature à introduire un transitoire amorti provoqué par $(j\omega_{sl} + T_r^{-1})$ dans l'expression du couple. Pour éviter ce transitoire on garde le vecteur du flux constant (constant en module et en orientation) :

Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{\phi}_r = \bar{\phi}_{ro} = cste \\ \phi_{ro} = cste \end{array} \right. \quad \text{Avec :} \quad \begin{array}{l} \bar{\phi}_{ro} = \phi_{ro} \cdot e^{j\varphi_{\phi_r}} = \text{fluxinitial} \\ \varphi_{\phi_r} = cste \end{array} \quad (\text{III-6})$$

La constance du vecteur flux $\bar{\phi}_r$ impose au vecteur courant \bar{i}_s donné par la relation suivante :

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\phi}_{ro}}{M} (1 + j\omega_{sl} T_r^{-1}) = i_s \cdot e^{j\varphi_{i_s}}$$

$$i_s = \frac{\phi_{ro}}{M} \sqrt{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2} \quad (\text{III-7})$$

Avec :

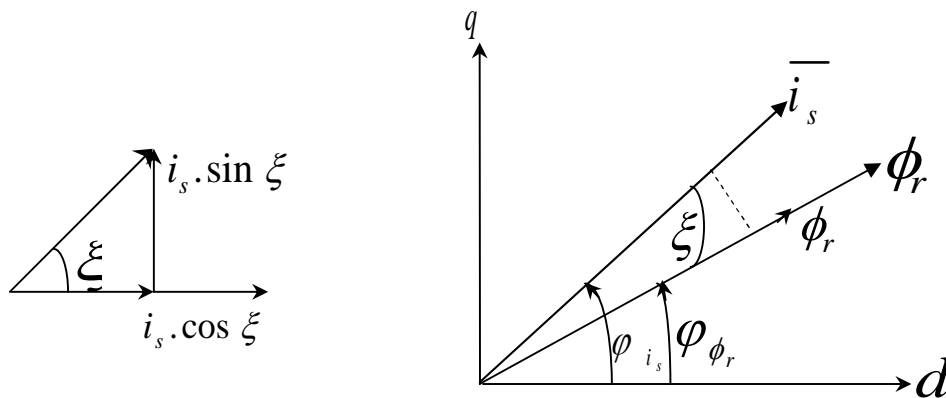
$$\begin{aligned} \varphi_{i_s} &= \xi + \varphi_{\phi_r} \\ \varphi_{\phi_r} &= cste, \quad \xi = \arctg(\omega_{sl} T_r) \\ \cos \xi &= \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2}} \end{aligned} \quad (\text{III-8})$$

Le module du vecteur \bar{i}_s permet aussi d'avoir :

$$M \cdot (i_s \cdot \cos \xi) = \phi_{ro} = cste \Rightarrow i_s \cdot \cos \xi = cste \quad (\text{III-9})$$

D'après l'expression de la $\text{tg} \xi$, il sera aisé d'écrire aussi :

$$\omega_{sl} = \frac{i_s \cdot \sin \xi}{(i_s \cdot \cos \xi) T_r} = \frac{i_s \cdot \sin \xi}{\phi_{ro} T_r} \Rightarrow i_s \cdot \sin \xi = \omega_{sl} \cdot \phi_{ro} \cdot T_r \quad (\text{III-10})$$



La figure (III-2) représente les phaseurs du flux et du courant dans le plan (d, q) du référentiel (T) .

III.3.2 Orientation du flux et découplage [16]

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Il vient donc :

$$\begin{cases} i_s \cdot \cos \xi = i_{sd} \\ i_s \cdot \sin \xi = i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Les équations (III-3), (III-5) et (III-10) deviennent alors :

$$\phi_r = M \cdot i_{sd} \quad (\text{III-13})$$

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (\text{III-14})$$

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\phi_r} \quad (\text{III-15})$$

Les équations (III-13) et (III-14) montrent la parfaite analogie avec les équations d'une machine à courant continu à excitation séparée :

- i_{sd} joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation ϕ_r .
- i_{sq} joue le rôle du courant d'induit, qui à flux d'excitation donné, contrôle le couple C_e .

De l'équation (III-5), il vient :

$$T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot i_{sd} \quad (\text{III-16})$$

La position instantanée θ_s de (T) par rapport à (S) est déterminée par :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III-17})$$

L'expression d'autopilotage est donnée par :

$$\omega_s = \omega_{sl} + \omega \quad (\text{III-18})$$

Le module et la position du flux sont évalués par :

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot i_{sd} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = p \cdot \Omega + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\phi_r} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

Le système (III-16) constitue le plus simple des estimateurs du vecteur flux.

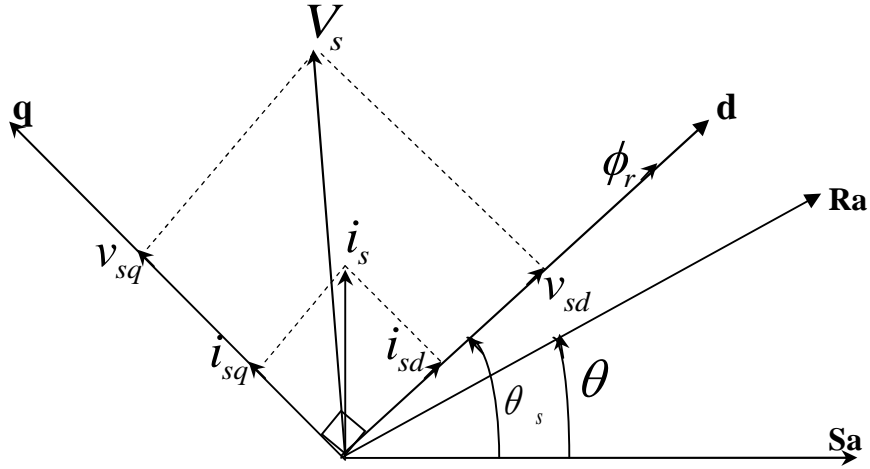


Figure (III-3) Illustration de l'orientation du flux rotorique.

III.3.3 Contrainte de découplage entre les axes d et q [16]

Pour une alimentation en courant, la commande par orientation du flux rotorique est déjà découplée. Ce qui n'est pas le cas pour une machine alimentée en tension, car la reconstitution de la vectrice tension de commande V_s^* à partir des éléments contrôlés $\bar{\phi}_r$ et \bar{i}_s fait intervenir des couplages entre les deux axes d et q.

Or de l'équation du chapitre précédent (II-7) découle la relation du flux rotorique suivante :

$$\bar{\phi}_r = \sigma \cdot L_s \cdot \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \cdot \bar{\phi}_r \quad (\text{III-20})$$

La relation (III-20) introduite dans (II-8), donne la commande V_s^* comme :

$$\bar{V}_s^* = R_s \cdot \bar{i}_s + \sigma L_s \cdot \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt} \left(\frac{M}{L_r} \cdot \bar{\phi}_r \right) + \omega_s \cdot \left(\sigma L_s \cdot \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \cdot \bar{\phi}_r \right) \quad (\text{III-21})$$

Le terme du couplage défini dans l'expression (III-21) est à compenser en temps réel par retour d'état pour pouvoir découpler définitivement la commande en tension.

III.4 Choix de type d'orientation du flux

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

Dans ce sens, et pour avoir un fonctionnement à flux rotorique optimal on a recours à un bloc non linéaire dit bloc de défluxage figure (III-4), ce dernier est défini par la fonction non linéaire suivante [13] :

$$\begin{cases} \phi_r^* = \phi_{rnom} & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \phi_r = \frac{\phi_{rnom} \cdot \Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (III-22)$$

Avec :

ϕ_r^* : Flux rotorique de référence

ϕ_{rnom} : Flux rotorique nominal

Ω_{nom} : Vitesse nominale de rotation

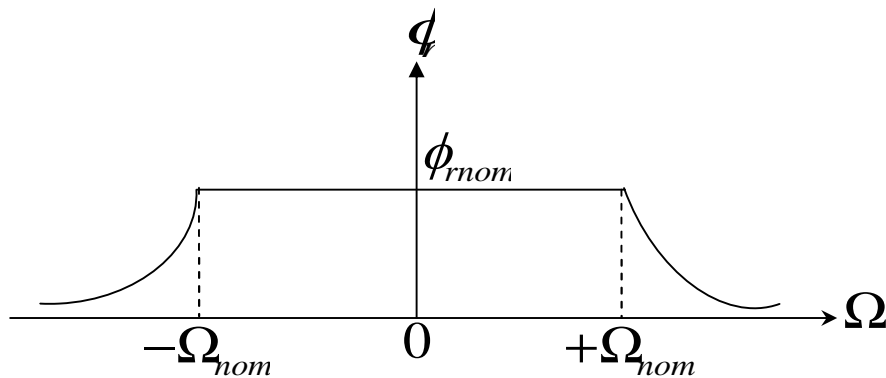


Figure (III-4) Région de fonctionnement à toutes vitesses

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale.

Ce bloc permet en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excède la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper synchrones.

III.5 Aspect d'accélération et de décélération du champ dans la commande vectorielle

De la commande vectorielle par orientation du flux, on anticipe sur le résultat du couple qui est connue par l'équation (III-14) :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (\text{III-23})$$

Et en remplaçant i_{sq} par ω_{sl} tel que :

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\phi_r} \quad (\text{III-24})$$

Alors :

$$C_e = p \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot \phi_r^2 \cdot \omega_{sl} \quad (\text{III-25})$$

Sachant que : $\omega_{sl} = \omega_s - p\Omega$ et que la vitesse devient être contrôlée, admettant à $\Omega = \Omega_{ref} = \text{constante}$, alors ω_{sl} est linéairement liée à ω_s .

Les mêmes conclusions pourront être adoptées sur l'accélération du champ :

Si C_r augmente, le couple électromagnétique C_e augmente \Rightarrow la pulsation rotorique ω_{sl} augmente et par conséquent la pulsation statorique ω_s augmente c'est à dire le champ tournant principale tourne plus vite dans le référentiel du stator. Inversement, lorsque le couple résistant C_r diminue c'est à dire le champ tournant du stator ralenti.

III.6 Analyse Fonctionnelle

III.6.1 Structure générale de la commande vectorielle à flux orienté

Celle-ci, est illustrée par le schéma donné dans la figure (III-5). Elle doit comprendre essentiellement les éléments suivants :

1. Blocs de démodulation et de modulation respectivement pour le passage de (S) à (T) et le passage inverse de (T) à (S).
2. Blocs des régulations, et/ou des générations des commandes, du flux, du couple (pouvant contenir aussi des blocs de compensation pour les commandes en tension). Eventuellement un bloc de régulation de la vitesse ou de la position du rotor pourront être ajouté à la structure.

3. Bloc des estimations du flux et du couple.

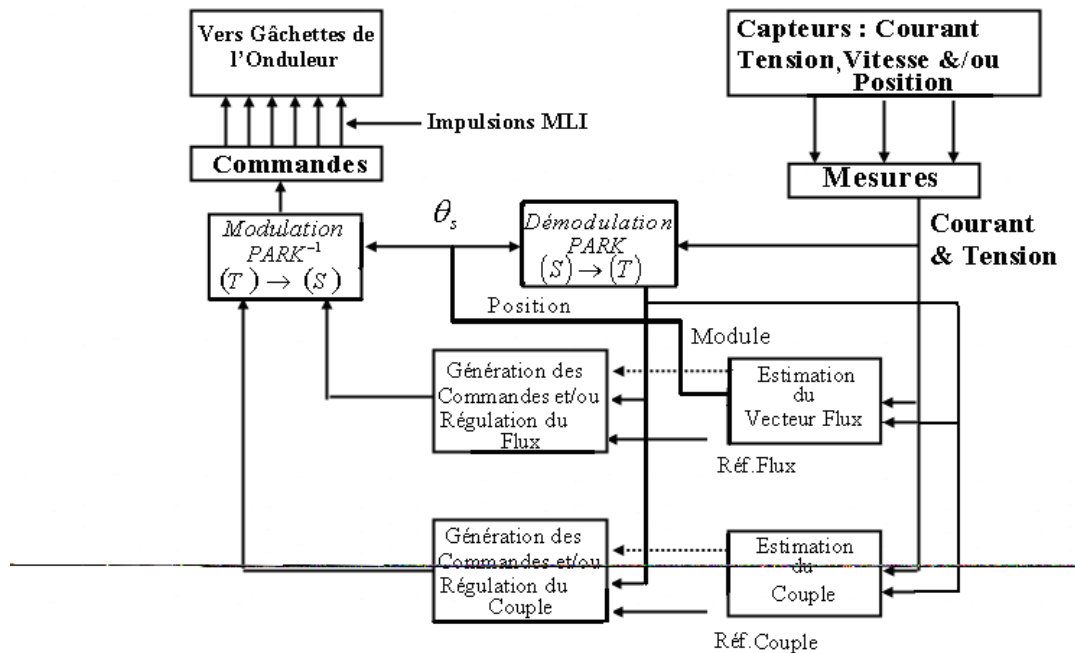


Figure (III-5) Structure générale d'une commande vectorielle à flux orienté

III.6.2 Estimateur de flux

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du vecteur flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode d'estimation du vecteur flux, la commande à flux orienté est dite directe ou indirecte [13] [16].

a. Méthode de contrôle directe du flux

Le contrôle direct du flux rotorique, et effectué par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase à partir de grandeurs mesurables. A partir du modèle de la machine sont construits des estimateurs, ou des observateurs de flux [16]. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine [2].

b. Méthode de contrôle indirect du flux

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor.

Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_s - \omega)$ est différente de la valeur réelle, on obtient une erreur sur la phase du flux par apport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple [13].

III.6.3 Structure de commande à flux orienté (Bloc SCFO)

Elle découle des équations (III-16) de l'estimateur et (III-14) du couple, présentée par la figure (III-6), elle permet à partir des valeurs désirées du couple et du flux, la génération des courants de commande (donnés en *) avec la pulsation de l'autopilote.

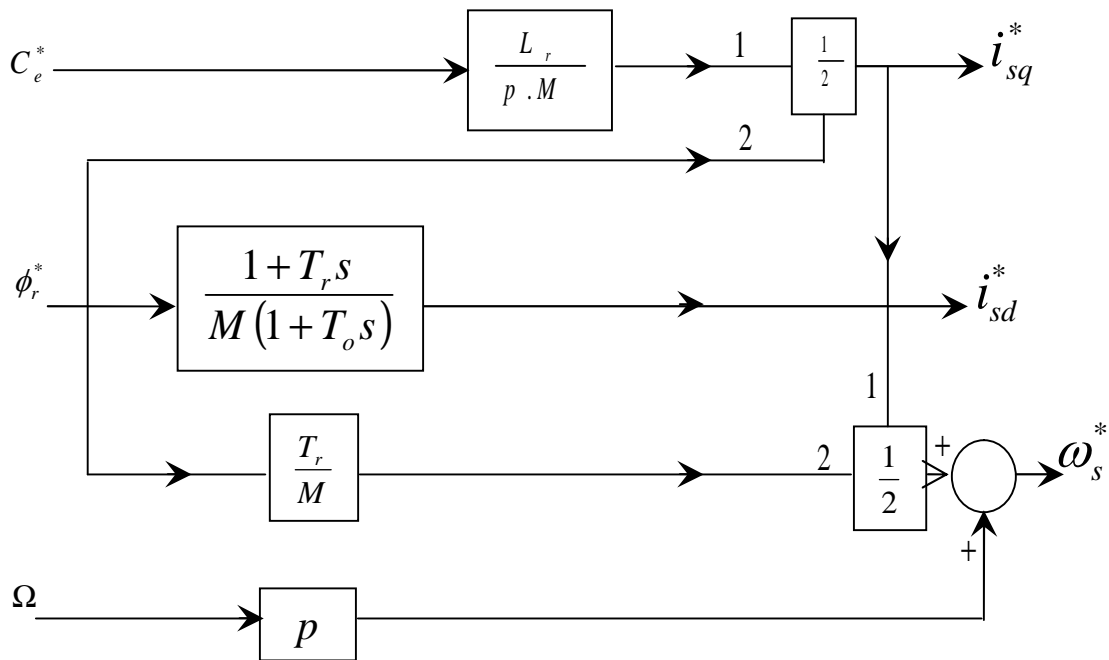


Figure (III-6) Bloc de la structure de commande vectorielle par orientation du flux rotorique

T_o est une constante de temps, faible devant T_r , introduite pour rendre le bloc de transfert physiquement réalisable. Dans tous les cas, le flux de référence est supposé s'installer rapidement dans la machine, par conséquent on pourrait considérer le transfert égal à une constante telle que définie par la relation (III-16) [16]. Les sorties du bloc de la structure de commande caractérise l'alimentation en courant, voir la figure (III-7)

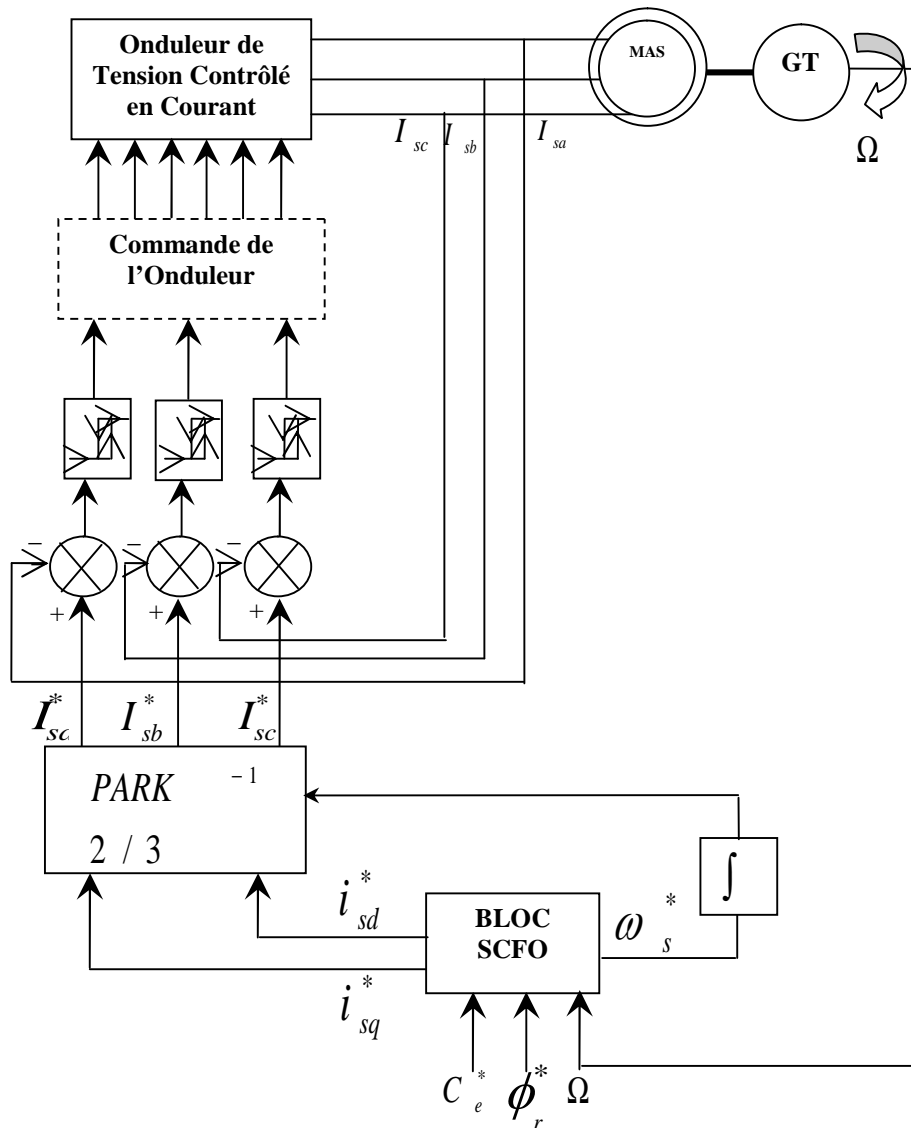


Figure (III-7) Implantation de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique pour MAS alimentée en courant

III.7 Description et principe de la IRFO de la MAS

III.7.1 Modèle de la MAS alimentée en courant par orientation du flux rotorique (Méthode Indirecte)

Pour une alimentation en courant, les deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) sont considérés comme variables de commande, le flux rotorique ϕ_r et la vitesse mécanique Ω comme variables d'état, après arrangement des équations (III-14), (III-15) et (III-16), nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\phi_r} = \omega_s - \omega \\ C_e = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (\text{III-26})$$

Considérons le flux rotorique ϕ_r^* et le couple C_e^* comme références de commande, par inversions nous obtenons la commande :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd}^* = \frac{1}{M} \left(T_r \cdot \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \\ i_{sq}^* = \frac{L_r}{p \cdot M} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_r^*} \\ \omega_{sl}^* = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{\phi_r^*} \end{array} \right. \quad (\text{III-27})$$

III.7.2 Résultats de simulation

La figure (III-8) présente le schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte pour une machine asynchrone alimentée en courant. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe A. Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide puis en charge à partir de l'instant t=1s jusqu'à t=3s sous un couple résistant de valeur de 25N.m.
- Effet de la variation de la résistance rotorique à l'instant t=2s.
- Inversion du sens de rotation à l'instant t=2.5s.

Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone

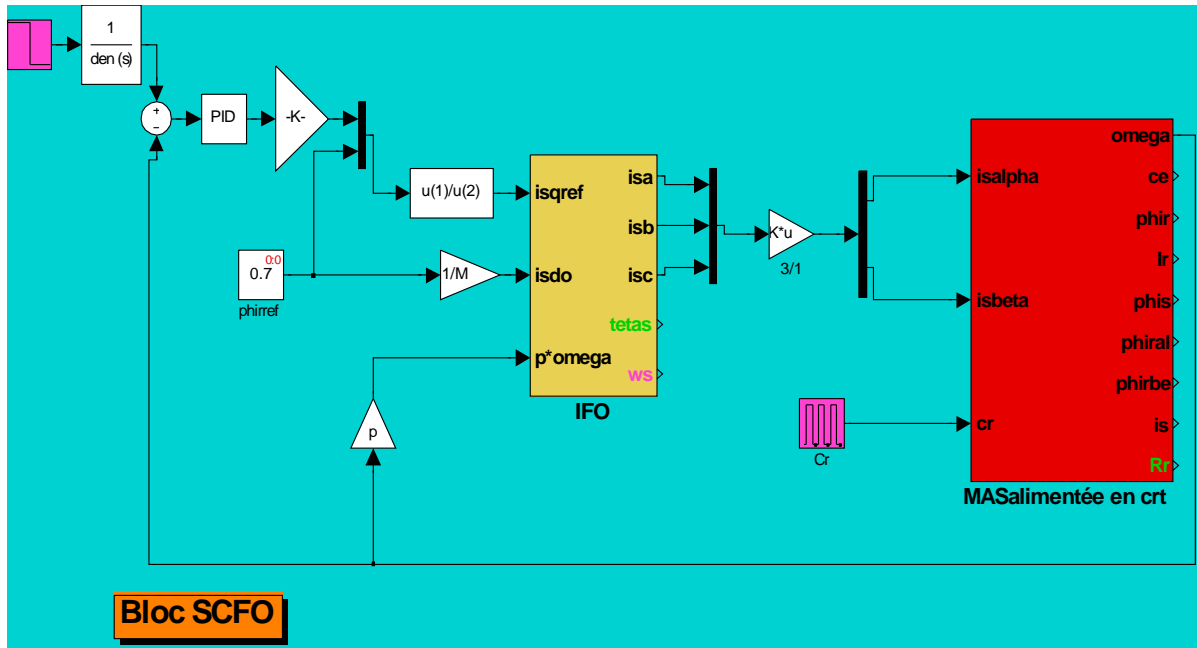
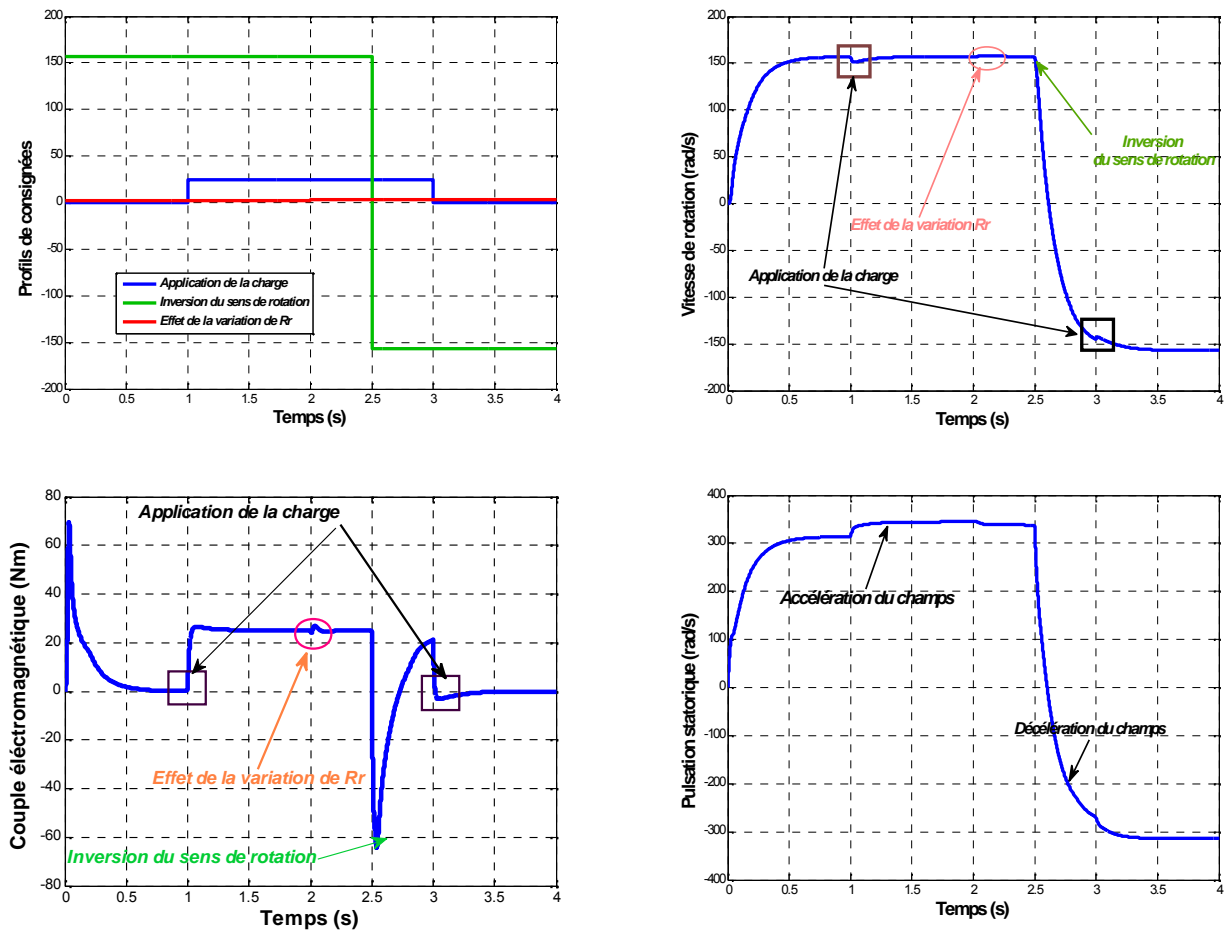


Figure (III-8) : Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone



Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone

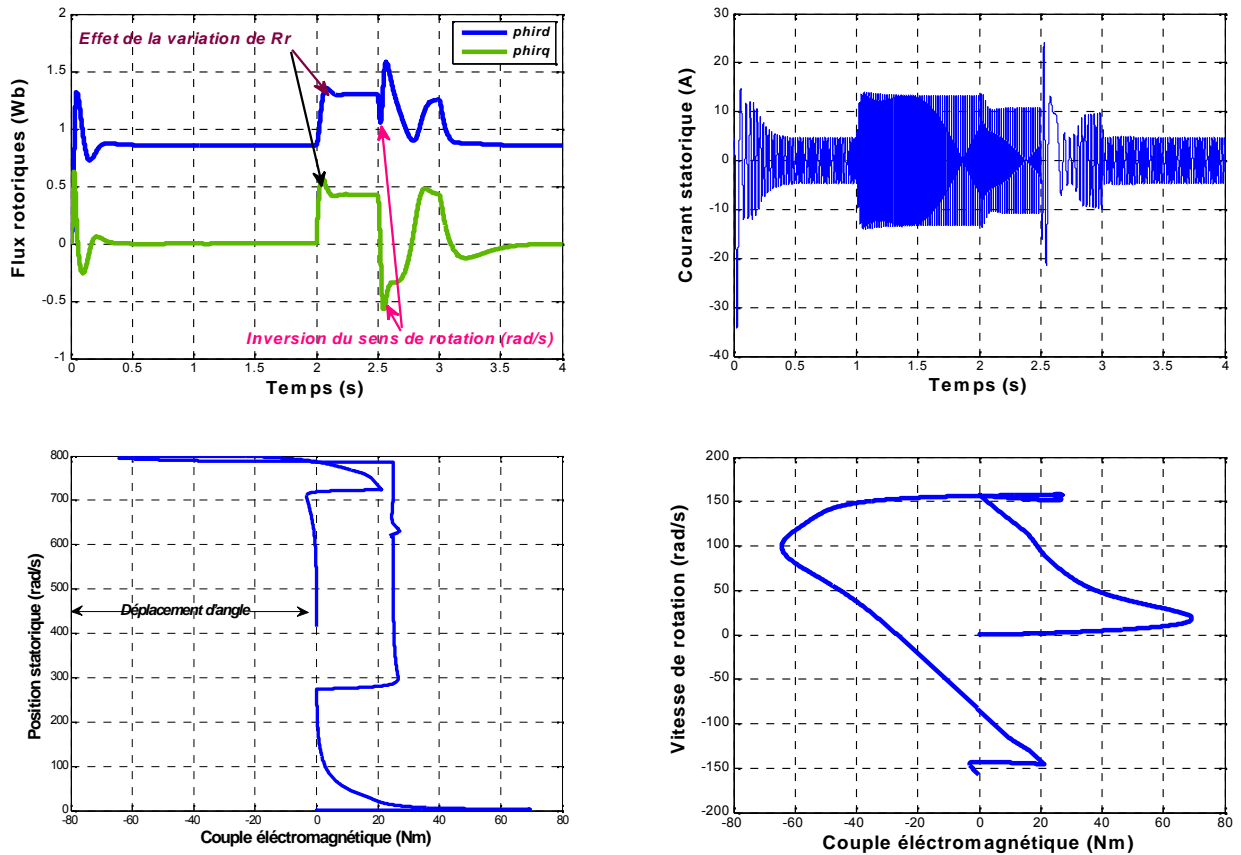


Figure (III-9) Résultats de simulation pour les performances suivantes :

- démarrage à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1s$ jusqu'à $t=3s$ sous un couple résistant de valeur de $25Nm$
- variation de la résistance rotorique à $t=2sec$
- inversion du sens de rotation à $t=2.5sec$

III.8 Interprétation

Pour illustrer les performances et la robustesse du système, nous avons simulé ce système dans les conditions de charge et de décharge. Ensuite étudier l'influence de la variation de la résistance rotorique R_r de 100% à $t=2s$ et de l'inversion du sens de la consigne de vitesse de $+157rad/s$ à $-157rad/s$ à $t=2.5s$. D'après les résultats de simulation de la figure (III-9), le flux est maintenu constant, on peut constater aussi le vecteur flux orienté selon l'axe « d » puisque leur composante dans l'axe « q » est nulle. Le flux est contrôlé directement par la composante du courant « i_{sd} ». Il subit une augmentation surtout en charge. A l'instant $t=1s$ on applique une charge de $25N.m$, on remarque que le couple électromagnétique augmente et par conséquent la pulsation statorique augmente c-à-d le champ dans le référentiel du stator tourne avec une vitesse plus vite (accélération du champ).

Nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux ce qui revient à l'accélération du champ aux premiers instants de démarrage à l'intérieur

de la machine d'une part et d'autre part dû à l'inversion du sens de rotation pour un échelon de vitesse nominale de +157rad/s suivi d'une inversion de la vitesse de -157rad/s à l'instant $t=2.5s$. On constate que la réponse de la vitesse est obtenue sans dépassement en régime transitoire, elle se stabilise à 157rad/s est atteint sa vitesse de référence en régime permanent.

On remarque une légère diminution de la vitesse à l'instant de l'application du couple résistant de 25N.m à $t=1s$ puis revient en régime permanent et se stabilise à sa référence.

Après la charge est réduite à zéro à l'instant $t=3s$, le couple électromagnétique diminue et après quelques instants du démarrage à vide le couple va s'annuler et la pulsation statorique diminue c-à-d le champ tournant dans le stator ralentie (décélération du champ).

On constate l'effet d'un doublement de la résistance rotorique sur les réponses de la vitesse et du flux. Ce flux présente une erreur statique positive (surexcitation) assez remarquable démontrant une perte de découplage du flux et du couple cela entraîne de mauvaises performances déstabilisantes du moteur. Cette commande s'avère donc très sensible aux variations paramétriques de la machine.

III.9 Modèle de la MAS alimentée en tension par orientation du flux rotorique (Méthode indirecte)

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique et pour une alimentation en tension de la machine, n'est pas tout à fait découplée. Elle nécessite un bloc de découplage entre les tensions (v_{sd}, v_{sq}) permettant de contrôler, de manière indépendante, le couple par la composante i_{sq} et le flux rotorique par la composante i_{sd} . A partir des deux premières équations [1] :

$$\begin{cases} \sigma T_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = \frac{v_{sd}}{R_s} + \sigma T_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{T_s}{T_r} (1 - \sigma) \left(i_{sd} - \frac{\phi_r}{M} \right) \\ \sigma T_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{v_{sq}}{R_s} - \omega_s \cdot \left(\sigma T_s \cdot i_{sd} + \frac{T_s}{M} (1 - \sigma) \phi_r \right) \end{cases} \quad (III-25)$$

Les termes de couplage sont donnés par :

$$\begin{cases} e_d = -\sigma T_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{T_s}{T_r} (1 - \sigma) \left(i_{sd} - \frac{\phi_r}{M} \right) \\ e_q = \omega_s \cdot \left(\sigma T_s \cdot i_{sd} + \frac{T_s}{M} (1 - \sigma) \phi_r \right) \end{cases} \quad (III-26)$$

Les termes définis dans (III-25), sont à compenser en temps réel par retour d'état pour pouvoir découpler définitivement la commande en tension. La stratégie de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est représentée par le schéma fonctionnel de

La figure (III-10) suivante :

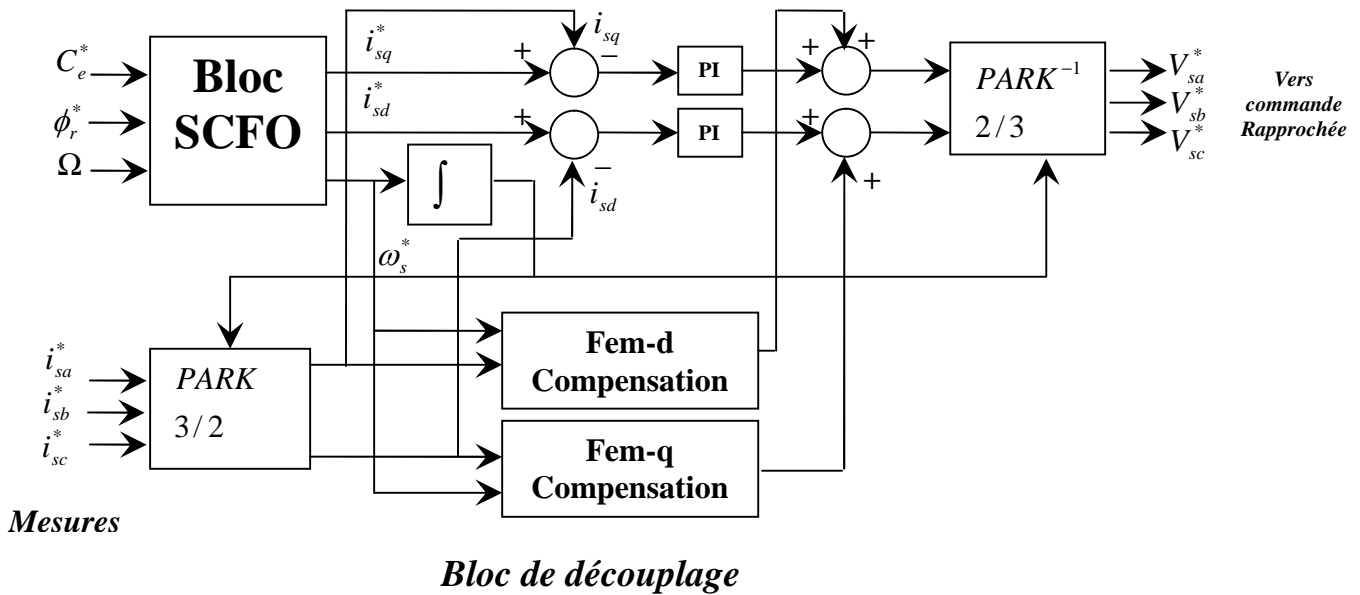


Figure (III-10) Implantation de la commande à flux orienté pour alimentation en tension

III.10 Modèle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension (commande vectorielle indirecte)

Dans cette partie, nous avons simulé notre machine alimentée par un onduleur de tension contrôlée en courant de fréquence de $F_{porteuse}=2\text{kHz}$. Les paramètres de la machine sont données par l'annexe A.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants i_{sd} et i_{sq} , le bloc de calcul de ω_s et les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence i_{sq}^* , ce courant est comparé à la valeur i_{sq} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence v_{sq}^* . En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_{sd} . Le courant i_{sd}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer.

La sortie du régulateur de i_{sd} donne la tension de référence v_{sd}^* . Les deux tensions de référence v_{sd}^* et v_{sq}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques $v_{s\alpha}^*$ et $v_{s\beta}^*$, à l'aide d'une rotation d'angle θ_s calculé à partir d'une mesure de vitesse mécanique, c'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directe et inverse.

Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone

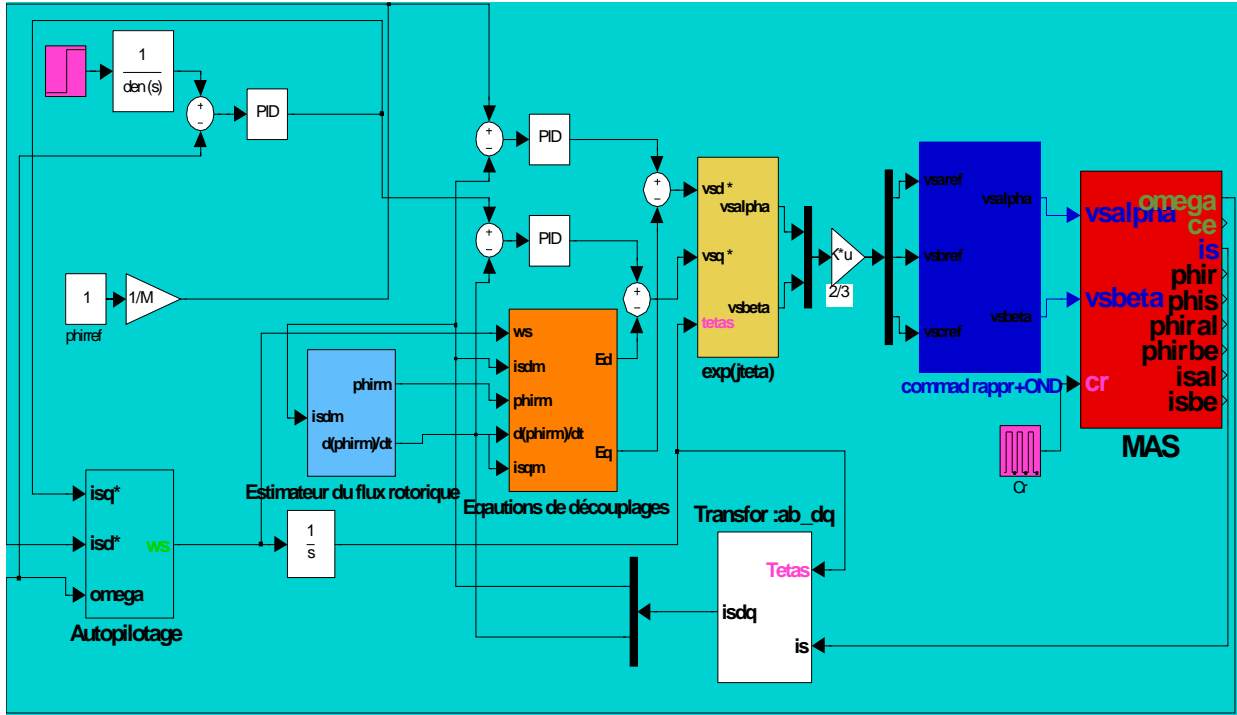
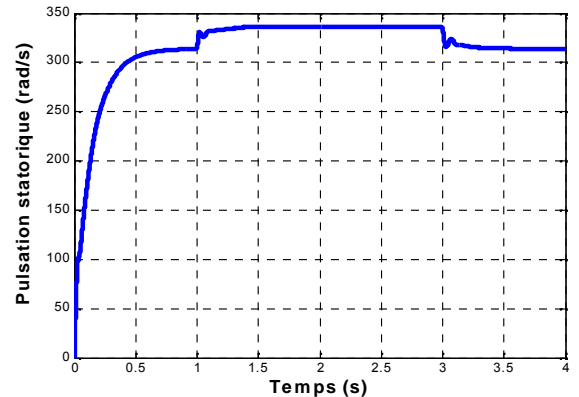
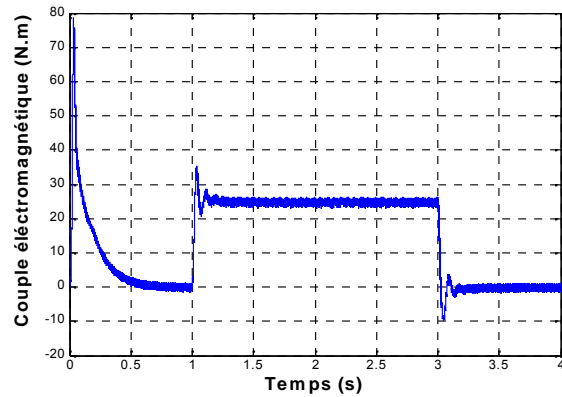
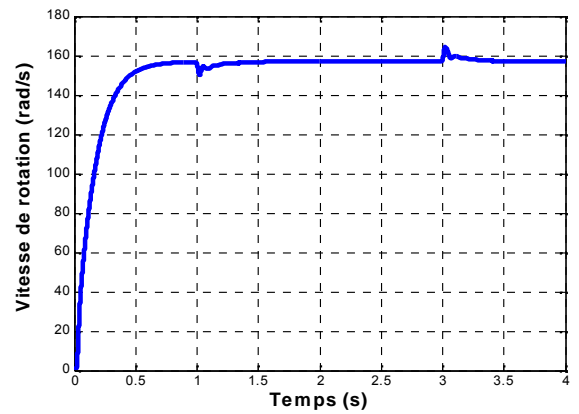
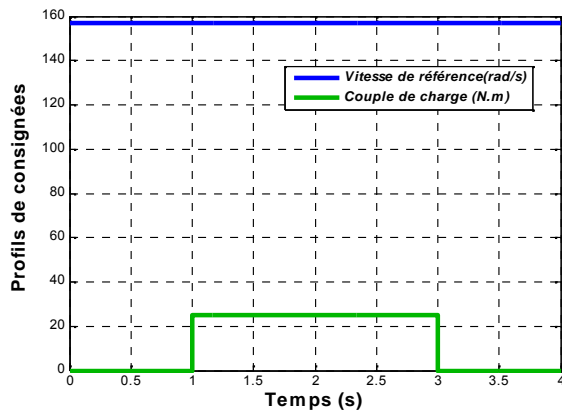


Figure (III-11) : Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte pour une MAS alimentée en tension et associée avec un onduleur de tension



Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone

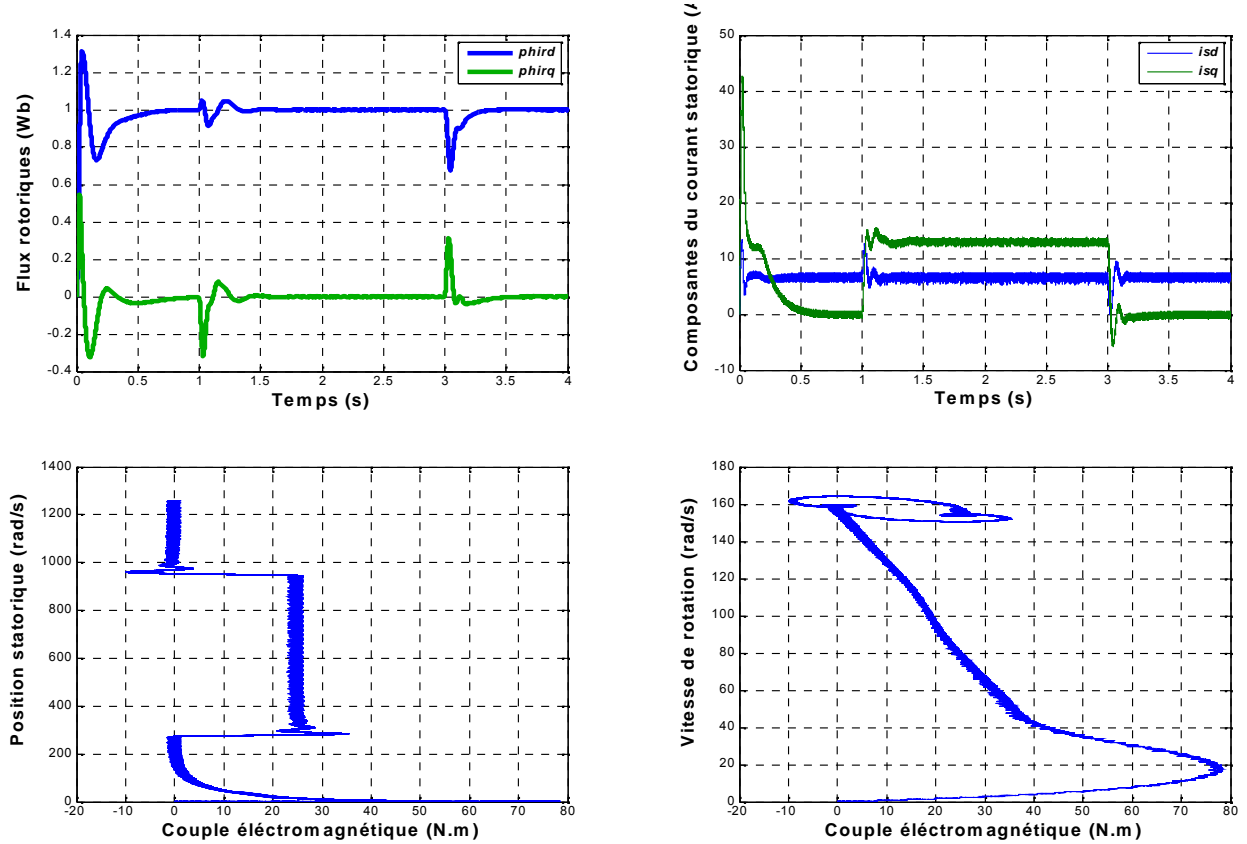


Figure (III-12) Réponses de la MAS alimentée par un onduleur de tension à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1$ s jusqu'à l'instant $t=3$ s sous une couple de charge de valeur 10N.m

III.11 Interprétation

La figure (III-12) représente les résultats obtenus pour une MAS alimentée en tension et associée à un onduleur. On remarque que lors d'un démarrage à vide la vitesse se stabilise à la vitesse de référence sans dépassement. Après l'application d'un couple résistant à partir de l'instant $t=1$ s de valeur de 25N.m on remarque que le couple répond avec un dépassement assez important, cette augmentation est traduite par l'accélération du champ et par conséquent la pulsation statorique augmente, avec une chute au niveau de la vitesse. En ce qui concerne les réponses en courant, on constate que la composante directe i_{sd} maintenue constante, alors que la composante en quadrature i_{sq} répond avec un dépassement fortement pulsatoire d'une part lors un démarrage à vide et d'autre part lors l'application de la charge. On constate des ondulations permanentes dans les réponses du couple et le courant, la fréquence et l'amplitude de ces ondulations sont fonction de la fréquence de la porteuse.

III.12 Etude Comparative entre la commande vectorielle et la commande scalaire d'une Machine Asynchrone

La possibilité d'implantation de deux commandes en un même programme et par un switcher on fera le passage de la commande vectorielle vers la commande scalaire par la synchronisation du champ.

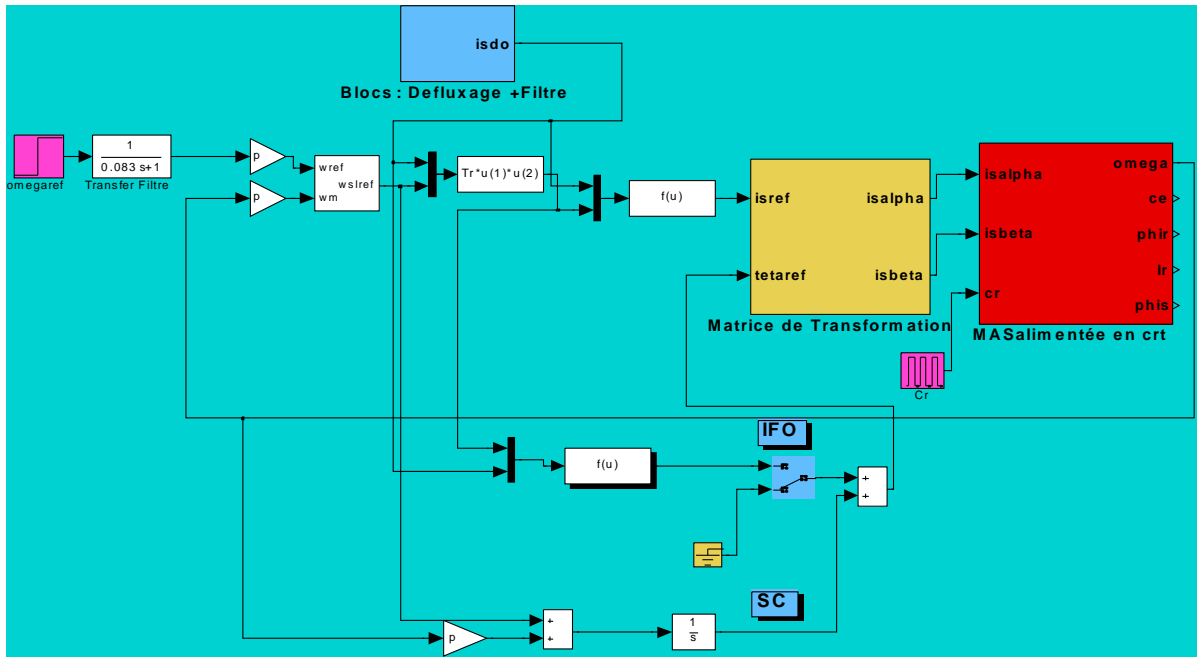
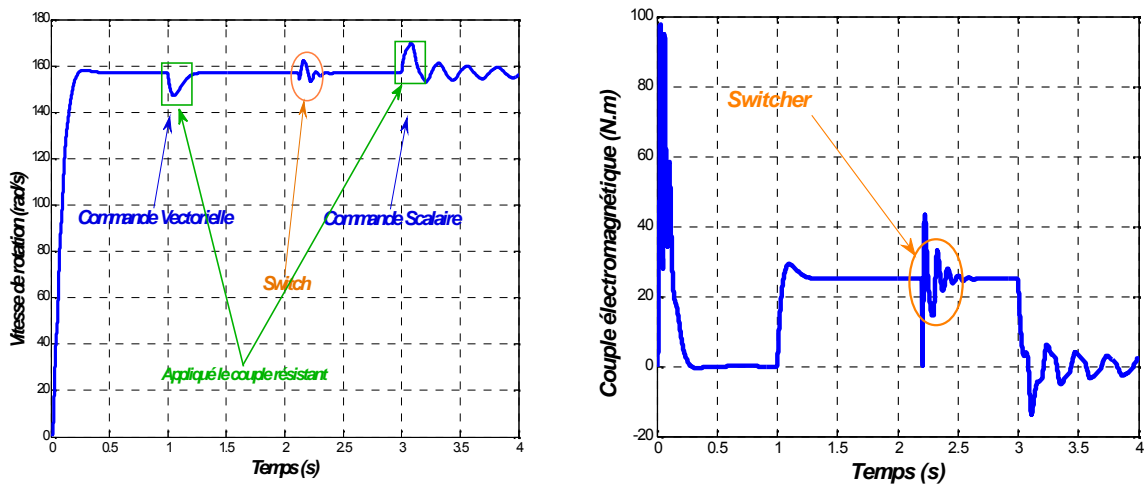
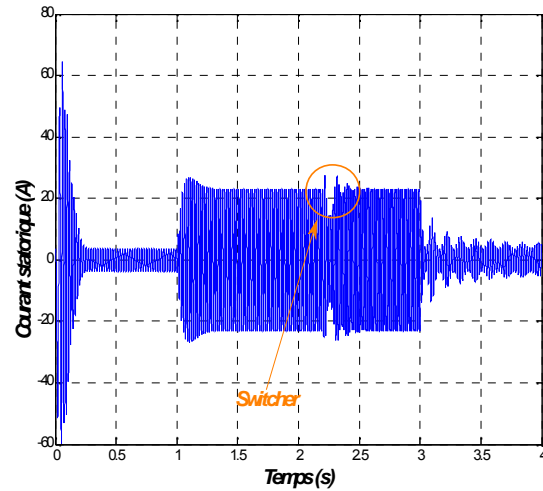
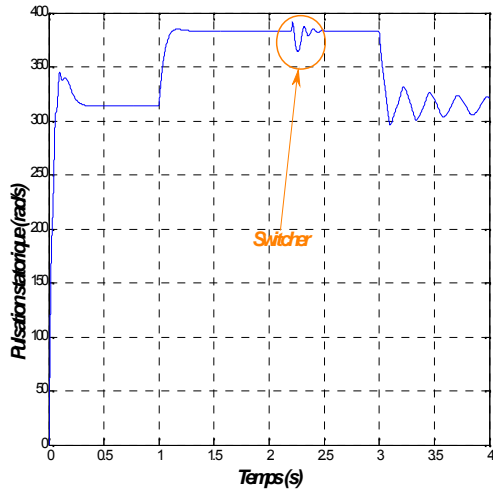


Figure (III-13) : Schéma bloc d'implantation de la commande vectorielle vers la commande scalaire à l'aide d'un switcher.

III.12.1 Résultats à comparé: CV-OFR/Scalaire





III.12.2 Interprétation des résultats

D'après le tableau ci-dessous on tire quelques résultats entre les deux commandes :

Commande Scalaire	Commande Vectorielle
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Basée sur le modèle régime permanent. ✓ Simple à implanter. ✓ Dynamique lente. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Basée sur le modèle transitoire. ✓ Précise et rapide. ✓ Contrôle du couple à l'arrêt. ✓ Chère.
Contrôle des grandeurs en amplitude	Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase

III.12 Conclusion

A travers ce chapitre, la machine est alimentée en courant et commandée vectoriellement par orientation de flux rotorique est mise en évidence par étude et simulation numérique par le logiciel Matlab/Simulink.

Les résultats de simulation numérique permettent de montrer le principe de découplage existant dans la CV-OFR. Le rejet de perturbation au niveau de vitesse est acceptable.

Vu les exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, nous à permis de valider les paramètres et confirmer les évolutions des caractéristiques électrique et mécanique à fin de mieux évaluer les différences avec la technique de commande robuste adoptée et développée dans ce mémoire, des simulations de la commande vectorielle indirecte ont été effectué, on a pu noter que cette dernière reste peu robuste par rapport aux variations paramétriques.

Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone

En effet les résultats de simulations montrent une dégradation des performances et une perte de découplage plus ou moins conséquente qui peut amener à la déstabilisation du système.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande dont le nom est le contrôle direct du couple DTC est utilisée. Un exposé général sur la théorie de cette méthode fera l'objet du quatrième chapitre.

CHAPITRE IV

**COMMANDE DIRECT DU COUPLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE**

IV.1 INTRODUCTION

La commande DTC (Direct Torque Control en anglais) qui concerne l'ensemble des méthodes du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone initiés depuis la deuxième moitié des années 1980 par **TAKAHASHI** et **DEPENBROCK** [1985-1991] [17] est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel [10].

Ces méthodes sont basées sur des modes particuliers de la commutation de l'onduleur alimentant la machine asynchrone. A l'inverse des méthodes de modulation de largeur d'impulsion modulant la durée de l'impulsion, celles de la DTC modulant plutôt les amplitudes par l'usage des régulateurs à hystérésis (asservissement automatique temps réel). Ces derniers confèrent à la DTC une robustesse accrue contre les dérives paramétriques au détriment d'une électronique de puissance fragilisée par les commutations de fréquences élevées des composants de puissance constituant l'onduleur pouvant entraîner leurs destructions par des échauffements excessifs. Aussi, l'emploi des régulateurs à hystérésis donne lieu à une nette amélioration du temps de réponse en couple tout en le contrôlant directement.

Comparativement aux méthodes de commandes par orientation du flux, la DTC ne nécessite pas les transformations de coordonnées de Park par la rotation ou la rotation inverse pour moduler les variables de commande ou démoduler les variables de mesure. Et donc elle peut ne pas nécessiter un capteur de vitesse d'autant plus que l'asservissement de vitesse n'est pas exigé.

Outre les problèmes de la forte évolution de la fréquence de commutation de l'onduleur, les commandes DTC sont sujettes aux problèmes de la compatibilité électromagnétique des équipements dont les gènes sont mêmes d'ordre acoustique. D'où l'intérêt de pouvoir maîtriser le contenu harmonique des signaux par différentes techniques entre celles utilisant des aménagements dans les tables de commande des interrupteurs de puissance (table de vérité) ou celles employant des superviseurs intelligents par logique floue, etc.

Les techniques DTC impliquent en général l'emploi d'un onduleur à deux niveaux, mais elles peuvent être étendues à des onduleurs multi niveaux dans l'espoir de faire cohabiter puissance commutée et fréquence de commutation [17].

- Dans ce chapitre, nous allons présenter le principe de la commande direct du couple d'une machine asynchrone. Cette technique de commande ne nécessite aucun capteur mécanique, et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre utilisé pour l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique que sont la structure générale de la commande à partir des seules grandeurs liées au stator.

Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statoriques ϕ_s et du couple électromagnétique c_e sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension v_s imposé par l'onduleur.

- On commence la modélisation de la machine asynchrone et du convertisseur de puissance.
- Par la suite on présentera les principes des contrôles du flux et du couple, on estime les deux grandeurs de contrôle que sont la structure générale de la commande.
- On termine ce chapitre par des résultats de simulation permettant d'illustrer l'application du contrôle direct du couple, à une machine à induction de moyenne puissance qui viendront finalement mettre en évidence les performances de contrôle du couple électromagnétique.

IV.2 Principe des contrôles dynamique du flux statorique et du couple de la machine à induction

- Les techniques DTC sont basées sur l'accélération ou la décélération du champ à l'intérieur de la machine par une application appropriée d'une séquence l'onduleur pour générer un vecteur tension statorique allant vers l'ordre désiré pour augmenter ou diminuer le flux accélérer ou décélérer le flux.
- L'approche DTC reste plutôt physique qu'automatique car basée sur une approche empirique de l'évolution du couple et du flux de la machine donc il faut revenir au modèle de connaissance de la machine à induction.
- Pour une machine idéalisée, les DTC offrent un découplage naturel entre le flux et le couple avec l'absence de l'effet interférant entre eux [17].

IV.2.1 Modélisation vectorielle de la machine asynchrone

Le modèle de la MAS dans le référentiel du stator (α, β) , sous sa formulation vectorielle s'écrit :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \quad (\text{IV-1})$$

$$0 = R_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\phi}_r}{dt} - jp \cdot \Omega \overline{\phi}_r \quad (\text{IV-2})$$

Les flux statorique et rotorique sont donnés :

$$\overline{\phi}_s = L_s \cdot \overline{i}_s + M \cdot \overline{i}_r \quad (\text{IV-3})$$

$$\overline{\phi}_r = L_r \cdot \overline{i}_r + M \cdot \overline{i}_s \quad (\text{IV-4})$$

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_e = p \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{IV-5})$$

IV.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

La structure de l'onduleur à deux niveaux représentée sur la figure (IV-1) est constituée de six interrupteurs et alimentée par une source continue U_c . Les trois points milieux de chaque bras alimentent la machine triphasée.

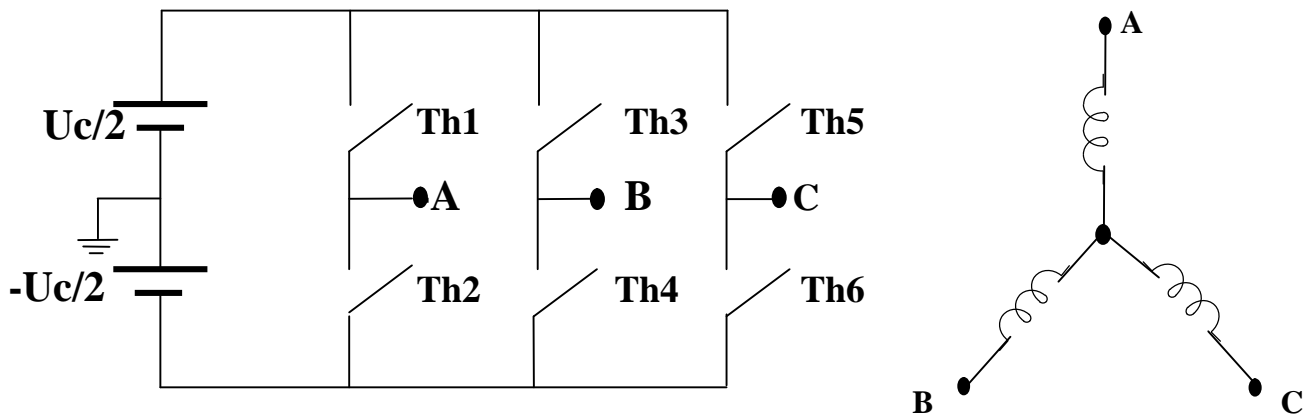


Figure (IV-1) Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux

On a :

Tension à l'entrée du l'onduleur:

$$V_{AO}, V_{BO}, V_{CO} \quad (\text{IV-6})$$

Tension à la sortie du l'onduleur (appliquées à la machine):

$$V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} \quad (\text{IV-7})$$

Introduisons le potentiel fictif (diviseur) telles que:

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} + V_{ON} \\ V_{BN} = V_{BO} + V_{ON} \\ V_{CN} = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

Avec :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (\text{IV-9})$$

D'où (IV-8) et (IV-9), on tire :

$$V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (IV-10)$$

(IV-10) dans (IV-8) permet de donner en matriciel le transfert continu-alternatif modélisant l'onduleur à deux niveaux :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (IV-11)$$

Le vecteur tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs supposés parfaits est contrôlé par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j=A, B, C$) telles que:

- $S_j=1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.
- $S_j=0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Ainsi le vecteur tension V_s peut se mettre sous la forme:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \cdot \left[S_A + S_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (IV-12)$$

Les combinaisons des trois grandeurs (S_A, S_B, S_C) permettent de générer huit $2^3 = 8$ positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul: $(S_A, S_B, S_C) = (1,1,1)$ ou $(0,0,0)$, on peut générer l'étoile « six » de l'onduleur vectoriel qui est représentée par la figure (IV-2)

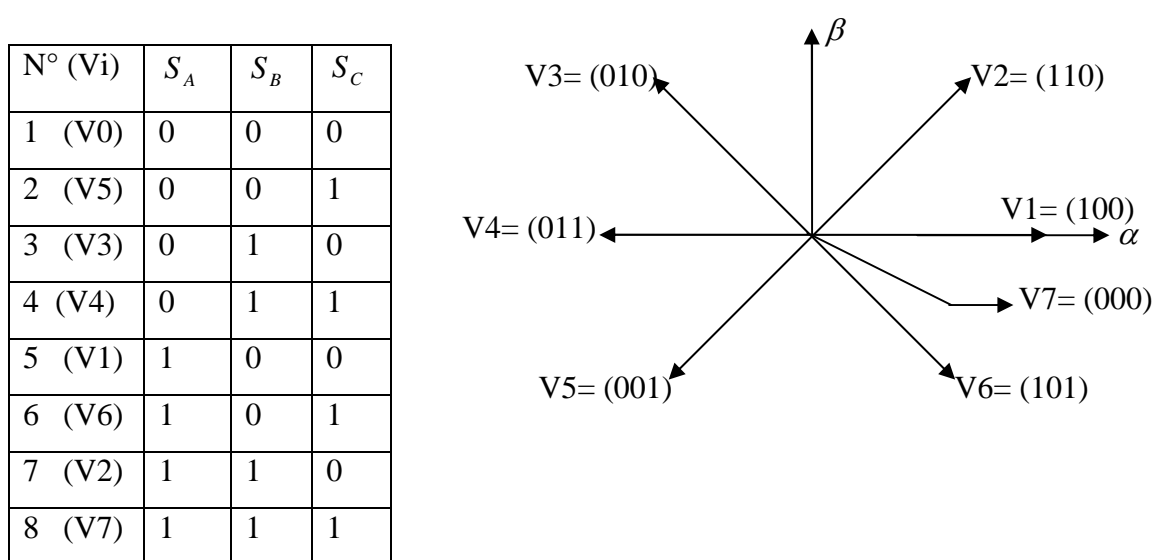


Figure (IV-2) élaboration du vecteur V_s à partir de l'onduleur de tension

IV.3 stratégie de commande directe du couple (algorithme DTC au sens TAKAHACHI)

TAKAHACHI a proposé une stratégie de commande du couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivante : [17]

- ✓ Echantillonnage du domaine temporel qui est divisé en des périodes de durée T_e réduite.
- ✓ Pour chaque échantillon T_e , on mesure les courants de ligne et les tensions de phases.
- ✓ Estimation du flux et du couple à partir des mesures précédentes.
- ✓ L'erreur enregistrée entre le flux réel (estimé) et le flux de référence est introduite dans un régulateur à hystérésis à deux niveaux.

Son signe engendre une variable binaire ϕ tels que :

$$\begin{aligned}\mathcal{E}_\phi &= \left\| \overline{\phi_{sref}} \right\| - \left\| \overline{\phi_s} \right\| > 0 \Rightarrow \phi = 1 \\ \mathcal{E}_\phi &= \left\| \overline{\phi_{sref}} \right\| - \left\| \overline{\phi_s} \right\| < 0 \Rightarrow \phi = 0\end{aligned}$$

- ✓ De même l'erreur enregistrée entre le couple réel (estimé) et le couple de référence est introduite dans un régulateur à trois (éventuellement à deux niveaux).

Son signe engendre une variable binaire c tels que :

$$\begin{aligned}\mathcal{E}_c &= C_{eref} - C_e > 0 \Rightarrow c = 1 \\ \mathcal{E}_c &= C_{eref} - C_e = 0 \Rightarrow c = 0 \\ \mathcal{E}_c &= C_{eref} - C_e < 0 \Rightarrow c = -1\end{aligned}$$

- ✓ Sélection de la séquence de l'onduleur de V_0 à V_7 selon la localisation du vecteur flux dans le plan (α, β) et les états logiques des variables binaires ϕ et c .

IV.3.1 principe du contrôle du flux statorique

De l'équation (IV-1) du stator, on a :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s \cdot I_s) dt \quad (IV-13)$$

L'intégration du flux sur une période de contrôle $[0, T_e]$, telle que T_e représente la période d'échantillonnage, les commandes (S_A, S_B, S_C) sont fixées. Donc on peut réécrire :

$$\phi_s(t) = \phi_{so} + V_s \cdot t - R_s \int_0^t I_s dt \quad (IV-14)$$

Ou :

ϕ_{s0} Est le vecteur flux à $t=0$ avec l'hypothèse que R_s reste constante.

On peut supposer sur l'intervalle $[0, T_e]$, le terme $R_s \cdot I_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s .

Le module de la vitesse de déplacement du flux est donnée par la norme de sa dérivée temporelle telle que :

$$\left\| \frac{\Delta \bar{\phi}_s}{T_e} \right\| \approx \left\| \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \right\| \approx \sqrt{\frac{2}{3}} U_c = Cste \quad (IV-15)$$

La direction du déplacement est donnée par la direction du vecteur séquence appliqué.

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

Il est possible de fonctionner pratiquement à module ϕ_s constant en faisant suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période du flux statorique T_s [5].

Lorsque le vecteur V_s est nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s est donnée

par la dérivée $\frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$ correspondant à la force électromotrice E_s . Le déplacement du flux

statorique correspond à la dérivée angulaire $\frac{d\theta_s}{dt}$.

La vitesse de rotation de ϕ_s dépende fortement du choix de V_s :

- elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction du vecteur ϕ_s .
- Elle est nulle si l'on applique un vecteur nul.
- Elle peut être négative.

L'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par $V_s = V_2$, par exemple dans ce cas (figure IV-3) :

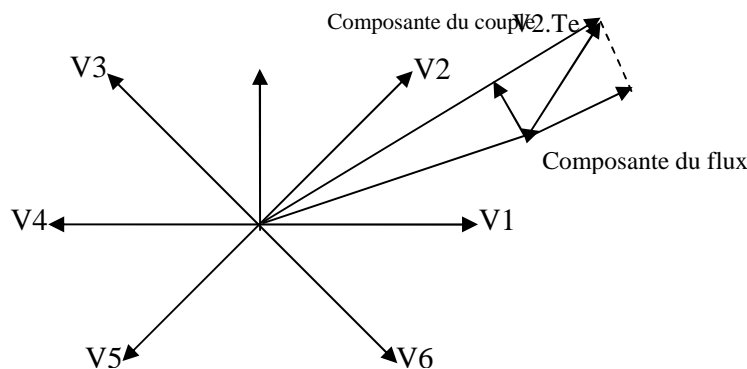


Figure (IV-3) Exemple d'évolution de l'extrémité du flux pour $R_s \cdot I_s$ négligeable.

IV.3.2 principe de contrôle direct du couple électromagnétique

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux.

En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux stator, d'une part du fait que c'est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotor.

D'après l'expression (IV-5) du couple électromagnétique, que l'on dérive par rapport au temps.

On obtient une expression qui dépend des grandeurs statorique [10] :

$$\frac{dC_e}{dt} = p \cdot \left[V_{s\alpha} \left(I_{s\beta} - \frac{\phi_{s\beta}}{\sigma \cdot L_s} \right) - V_{s\beta} \left(I_{s\alpha} - \frac{\phi_{s\alpha}}{\sigma \cdot L_s} \right) - \frac{R'_s}{\sigma \cdot L_s \cdot p} C_e \right] - \frac{\omega_s}{\sigma \cdot L_s} \phi_s^2 + \omega_s (\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\alpha} + \phi_{s\beta} \cdot I_{s\beta}) \quad (IV-16)$$

Avec :

$$R'_s = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$$

$$R'_r = \frac{L_s}{L_r} R_r$$

On peut simplifier l'expression (IV-16) en négligeant le flux de fuites (la différence entre le flux stator et le flux rotor ramené au stator) par rapport au flux stator :

$$\sigma \cdot L_s \cdot I_{s\alpha(\beta)} \ll \phi_{s\alpha(\beta)}$$

On obtient alors l'expression simplifiée du couple et l'équation exacte du flux suivante :

$$\frac{dC_e}{dt} \approx \frac{p}{\sigma \cdot L_s} \left[(\overline{\phi_s} \bullet -j\overline{V_s}) - \frac{R'_s}{p} \cdot C_e - \omega_s \cdot \phi_s^2 \right] \quad (IV-18)$$

18)

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \frac{1}{\phi_s} (\overline{\phi_s} \bullet \overline{V_s} - R_s \cdot \overline{I_s}) \quad (IV-19)$$

Notons :

- : Produit scalaire.

Pour le couple, seul le premier terme de l'équation (IV-18) dépend de la grandeur d'action $\overline{V_s}$. Ce terme nous permet de retrouver la règle selon la quelle un choix de vecteur tension en quadrature avec le flux fait varier le couple. Le troisième terme nous permet aussi de retrouver que le couple est proportionnel au carré du flux stator.

IV.4 description de la structure de contrôle

IV.4.1 sélection du vecteur de tension V_s

Le choix du vecteur de tension statorique $\overline{V}_s(S_A, S_B, S_C)$ dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\phi}_s$, du sens de rotation de $\overline{\phi}_s$ et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de $\overline{\phi}_s$ en le décomposant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes $(\alpha), (\beta)$. L'axe (α) est choisies confondu avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasée (a, b, c) .

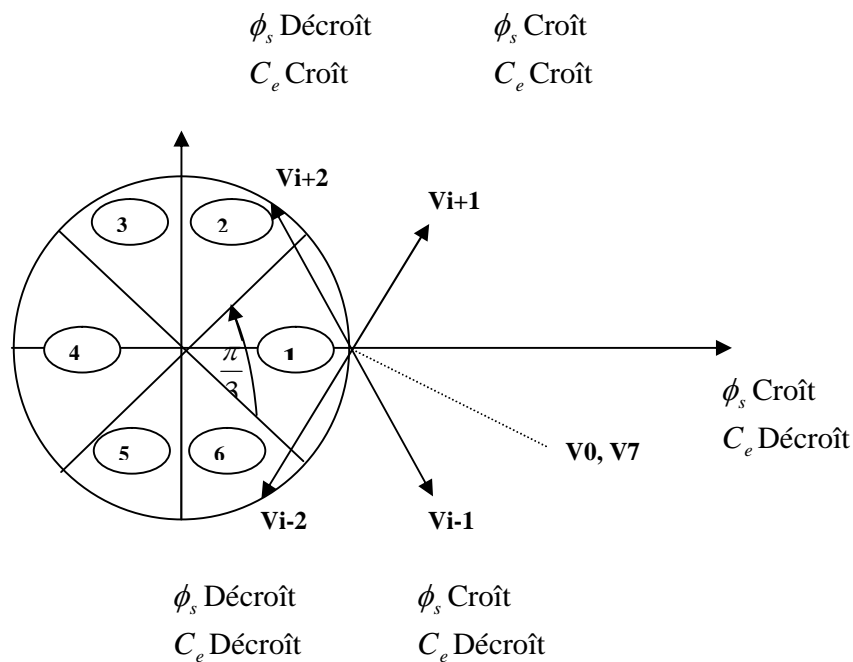


Figure (IV-4) sélection du vecteur de tension.

Lorsque le flux $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone i ($i=1,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ croît et C_e croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ croît et C_e décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ décroît et C_e croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- Si V_0 et V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\overline{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\overline{\phi}_s$ reste inchangé (et si on inverse le sens de rotation de la vitesse le couple croît).

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors des déplacements du flux $\overline{\phi_s}$ sur une zone i , un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur [5]. Le vecteur de tension statorique $\overline{V_s}$ à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur $\overline{\phi_s}$. Donc un estimateur de module de $\overline{\phi_s}$, et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande DTC.

IV.4.2 Estimation du flux statorique

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Ainsi à partir de l'expression (IV-15), on établira la décomposition du vecteur flux $\hat{\phi}_s$ suivant sur l'axe (α, β) , soit :

$$\hat{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j\hat{\phi}_{s\beta} \quad (IV-20)$$

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\tilde{V}_{s\alpha} - R_s \tilde{I}_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\tilde{V}_{s\beta} - R_s \tilde{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV-21)$$

On obtient $\tilde{V}_{s\alpha}$ et $\tilde{V}_{s\beta}$, les tensions composées de \tilde{V}_s à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur.

Les courants mesurés $\tilde{I}_{s\alpha}$ et $\tilde{I}_{s\beta}$ sont également obtenus par la transformation de Concordia, à partir des courants $(\tilde{I}_{sa}, \tilde{I}_{sb}, \tilde{I}_{sc})$ mesurés

D'où :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (IV-22)$$

IV.4.3 Elaboration du contrôleur du flux

Le contrôle du flux est réalisé par un régulateur à hystérésis à deux niveaux pour pouvoir piéger l'extrémité de son vecteur dans une couronne circulaire, comme indiqué sur la figure (IV-5a).

La sortie du contrôleur du flux donnée par la grandeur booléenne $cflx$, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme montre la figure (IV-5b).

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter $|\phi_{sref} - \phi_s| < \Delta\phi_s$.

Le module de $\overline{\phi_s}$ sera borné comme suit :

$$\left\| \overline{\phi_s^*} \right\| - \frac{\Delta\phi_s}{2} \leq \left\| \overline{\phi_s} \right\| \leq \left\| \overline{\phi_s^*} \right\| + \frac{\Delta\phi_s}{2} \quad (IV-23)$$

Ou :

$\left\| \overline{\phi_s^*} \right\|$: Est la consigne du flux statorique.

$\Delta\phi_s$: La largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation.

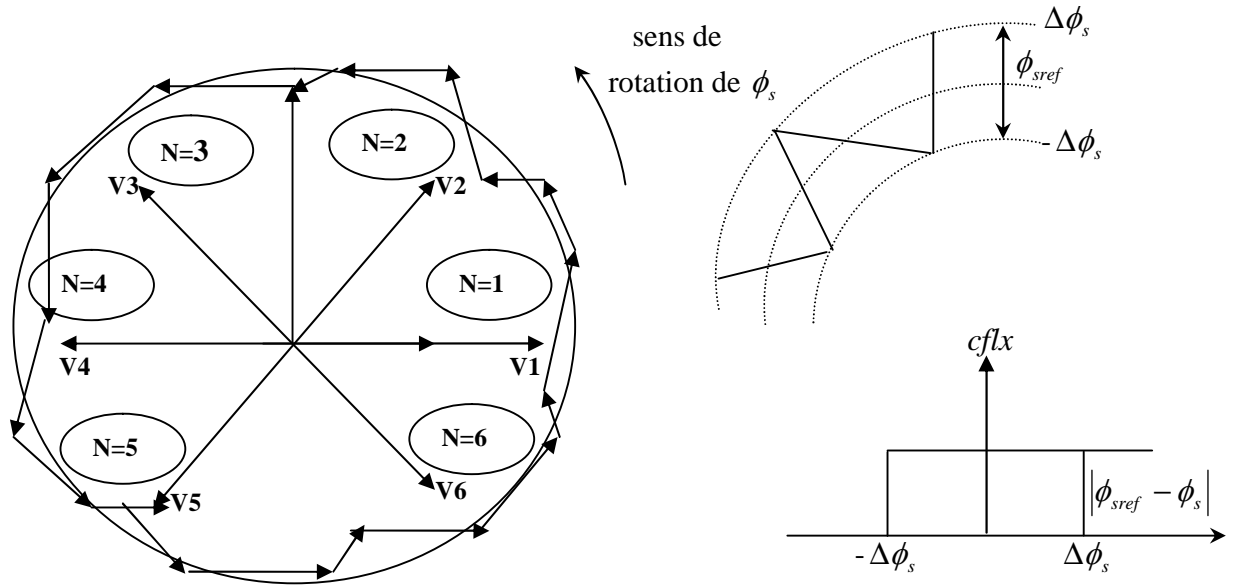


Figure (IV-5) contrôle du flux par hystérésis :

- a) sélection des tensions V_s
- b) contrôleur à hystérésis à deux niveaux

IV.4.4 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\hat{\phi}_{s\alpha}$ et $\hat{\phi}_{s\beta}$

Et les grandeurs mesurés du courant $\tilde{I}_{s\alpha}$ et $\tilde{I}_{s\beta}$, alors il peut être estimé d'après la formule suivante :

$$\hat{C}_e = p(\hat{\phi}_{s\alpha} \tilde{I}_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} \tilde{I}_{s\alpha}) \quad (IV-24)$$

IV.4.5 Elaboration du contrôleur du couple

Celui-ci peut être réalisé par un comparateur à hystérésis à trois niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation.

Le choix judicieux des largeurs de bande à hystérésis des deux régulateurs de flux et du couple reste essentiel pour la réalisation des performances intéressantes de la DTC, soit :

- Une bande assez large donne lieu à des fortes pulsations sur les grandeurs à contrôler
- Une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance.

En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, un changement de séquence ne peut avoir lieu jusqu'à ce que l'ordre se fasse détecter par le correcteur dans la prochaine période d'échantillonnage [17]

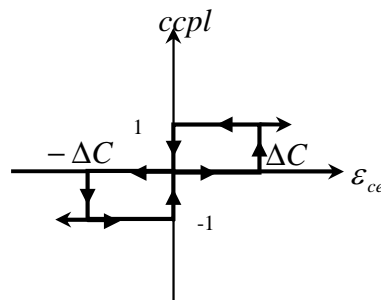


Figure (IV-6) contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

IV.5 Elaboration de la table de commutation

La table de vérité est construite en se basant sur les erreurs du flux et du couple, la position du vecteur flux statorique ($s_i=1,6$) et suivant la logique du comportement du flux et du couple. Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type du contrôleur à hystérésis, soit à deux ou trois niveaux. Pour des contrôleurs à trois niveaux du couple, TAKAHACHI a établie la table de vérité suivant :

$cflx$	$ccpl$	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table de la DTC définissant les séquences d'un onduleur

Les séquences nulles V_7 et V_0 sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liés uniquement à l'écart Δc_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on désire maintenir le couple dans sa bande

$$-ccpl \leq \Delta c_e \leq ccpl$$

IV.6 Effet d'accélération et de décélération du champ

La formule (IV-18) si $\frac{dC_e}{dt} = 0$ (régime permanent), permet de retrouver :

$$\phi_s^2 \cdot \omega_s - \frac{R_s'}{p} \cdot C_e - p \cdot \Omega \cdot \phi_s^2 = 0 \Leftrightarrow C_e = \phi_s^2 \cdot (\omega_s - p \cdot \Omega) \cdot \frac{p}{R_s'} \text{ on déduit : } C_e = p \cdot \frac{\phi_s^2}{R_s'} \cdot \omega_{sl}$$

On retrouve les mêmes conclusions sur l'accélération du champ que celle mises à jour pour la commande scalaire et la commande vectorielle.

IV.7 Structure générales du contrôle direct du couple

La structure complète de la commande DTC est donnée par la figure suivante. Un filtrage sur les courants statorique pour limiter les bruits sur le signal de flux calculé est utilisé. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

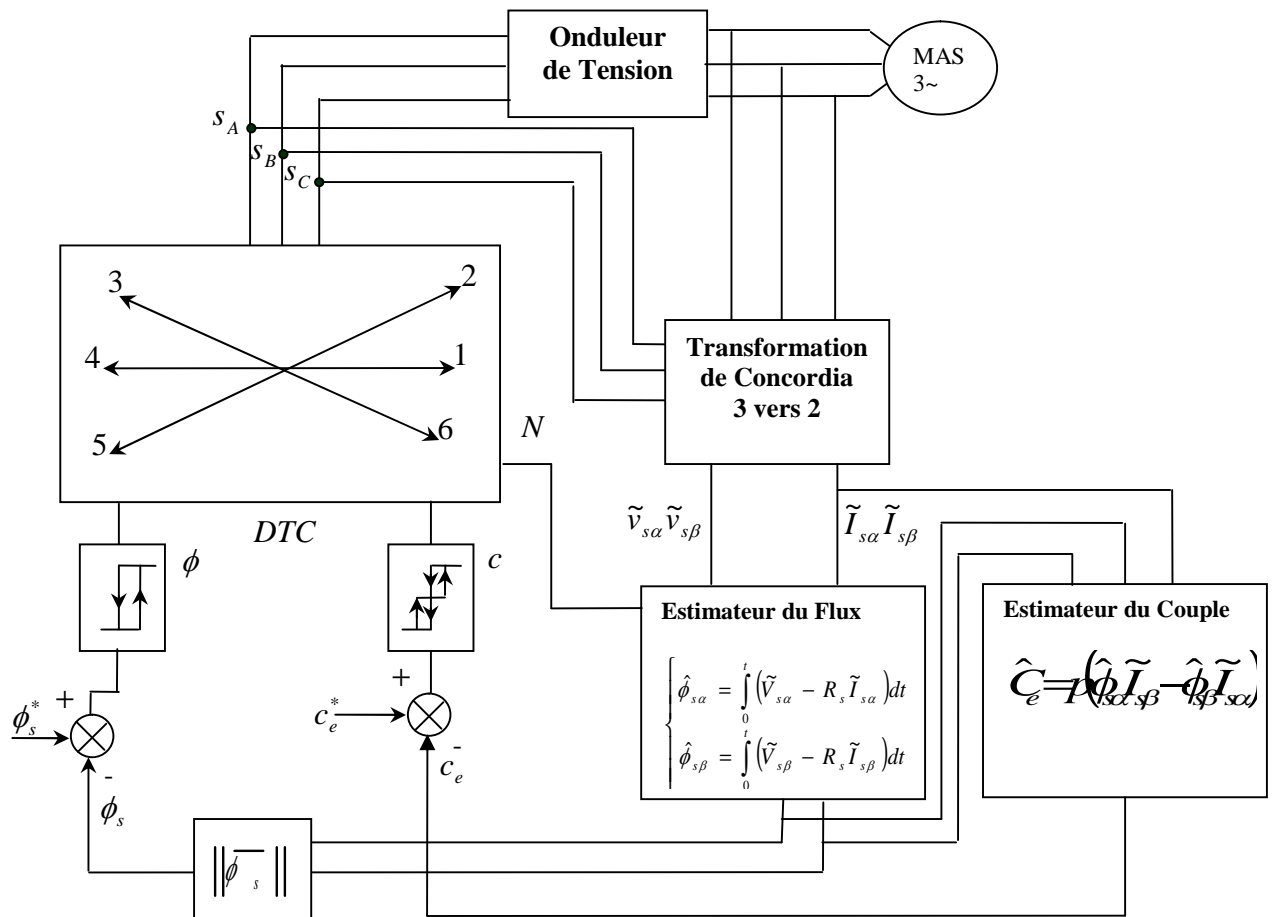


Figure (IV-7) Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

IV.8 Résultat de simulation

Les résultats de simulation illustrant le comportement de la structure de contrôle direct du couple appliquée à un modèle de machine asynchrone dont les caractéristiques sont définies en annexe A. On charge la machine de $C_r=25Nm$ à l'instant $t=1sec$ jusqu'à l'instant $t=3s$. Et une consigne du flux de $\phi_{sref} = 0.7Wb$, avec l'écart d'hystérésis $\Delta\phi = 0.01Wb$ imposé au contrôleur du flux. On peut noter les bonnes performances de contrôle du couple qui suit précisément sa référence, avec l'écart d'hystérésis $\Delta c_e = 0.01Nm$ imposé au contrôleur du couple.

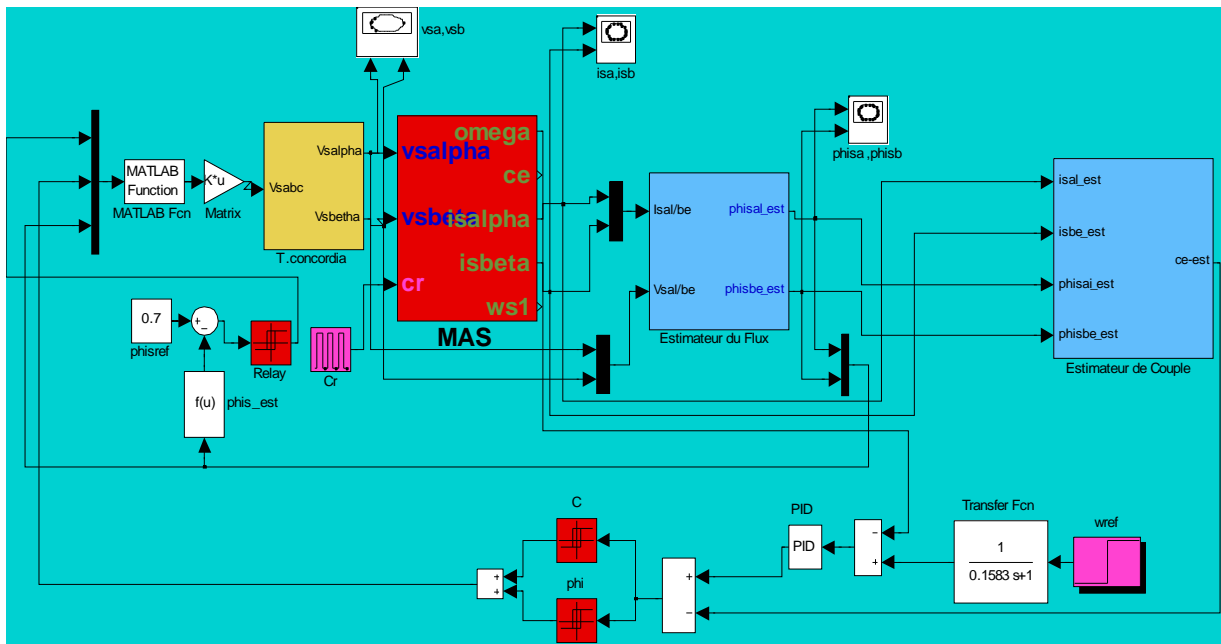
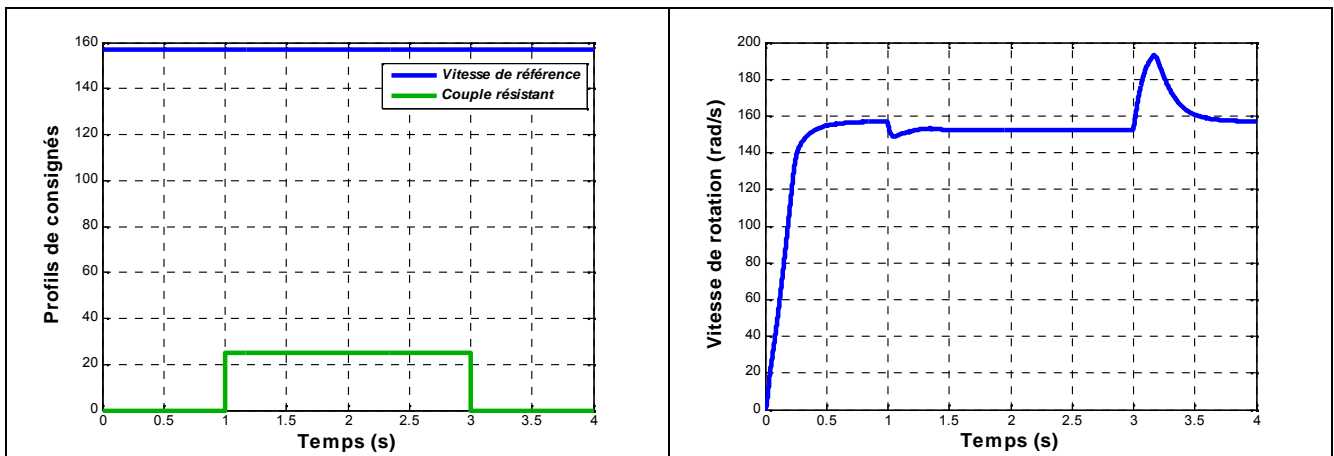


Figure (IV-7) : Schéma de simulation de la DTC pour une MAS



Contrôle direct du couple

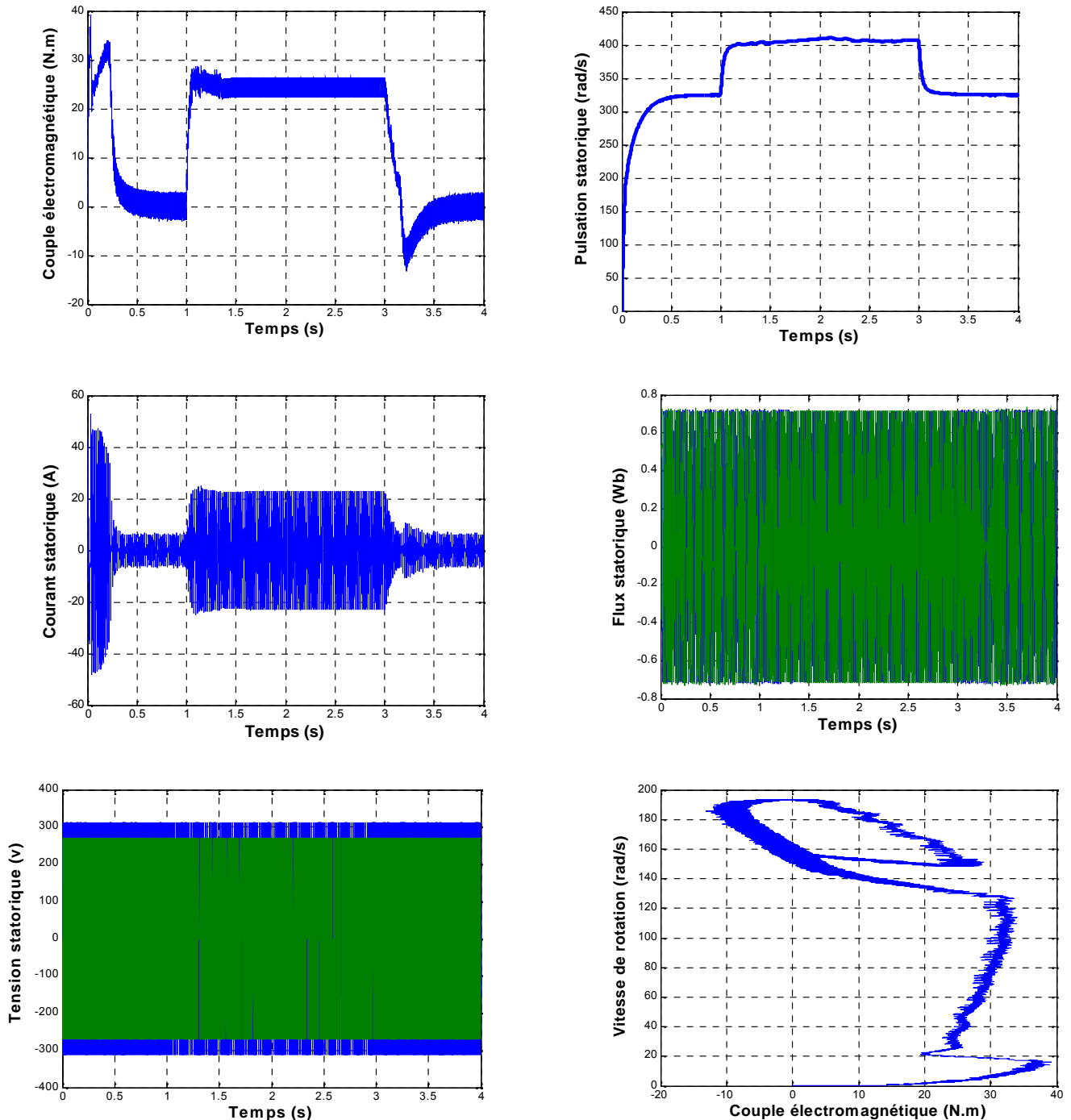


Figure (IV-8) résultats de simulation avec démarrage à vide puis en charge à l'instant $t=1s$ jusqu'à $t=3s$ pour un couple résistant de 25N.m

IV.9 Interprétation des résultats

La figure (IV-8) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 25Nm à l'instant 1sec. Dans cet ordre, nous allons présenter différentes réponses :

On remarque que la DTC présente un courant plus oscillant au démarrage. La réponse en vitesse montre que la DTC confère au système un démarrage sans dépassement. Lors de

l'application de la charge de 25Nm à $t=1\text{sec}$ la vitesse va diminuer un certain moment puis revient en régime permanent et se stabilise à sa vitesse de référence. Ce résultat est justifié par l'accélération du champ à l'intérieur de la machine. Au démarrage le couple atteint sa valeur maximale et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent, jusqu'à l'application d'une charge, le couple répond et se stabilise à sa valeur de référence. Ces réponses montrent que La DTC est basée sur l'accélération ou la décélération du champ à l'intérieur de la machine par une application appropriée d'une séquence l'onduleur pour générer un vecteur tension statorique allant vers l'ordre désiré pour augmenter ou diminuer le flux accélérer ou décélérer le flux.

IV.10 Etude Comparative entre la DTC et la CV-OFR d'une Machine Asynchrone

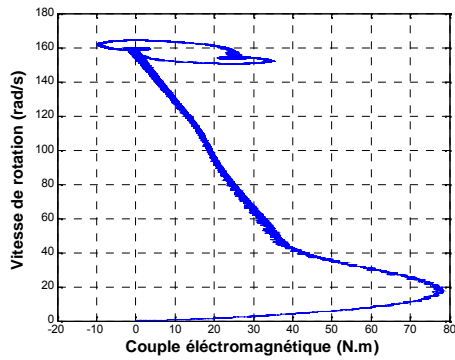
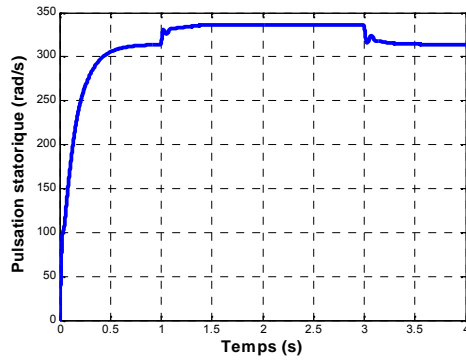
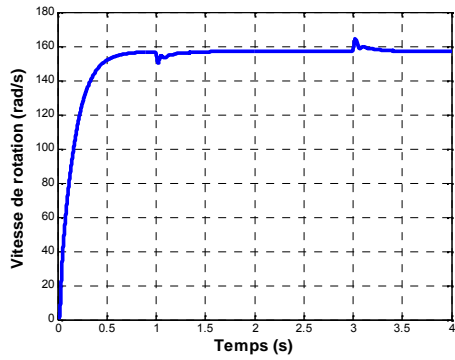
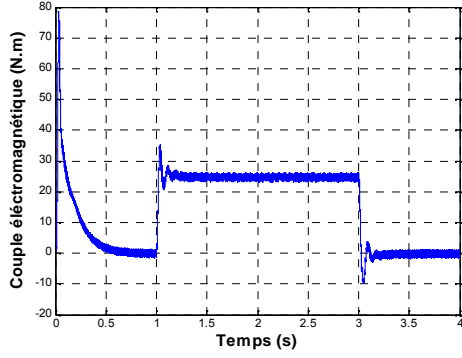
Dans cette partie nous présenterons, une étude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (CV-OFR) et la commande directe du couple DTC.

Ces commandes sont appliquées à la machine asynchrone.

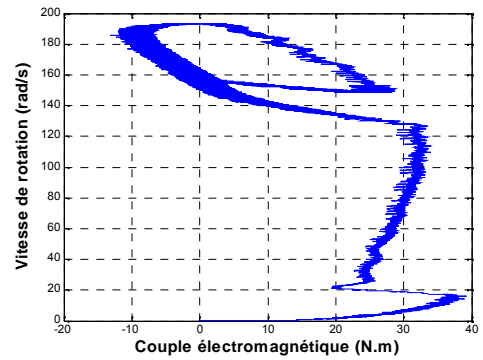
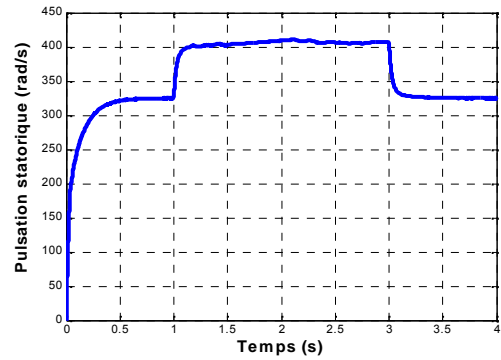
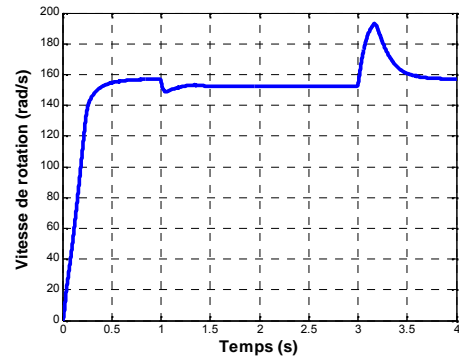
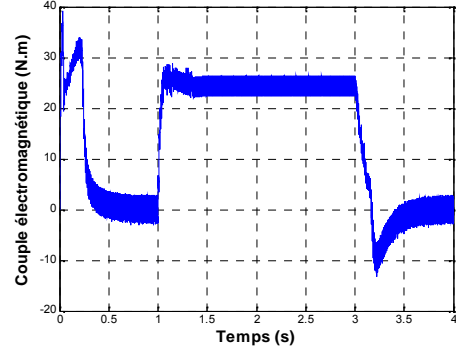
Le but est de mettre en relief les avantages et les inconvénients des commandes, de point de vue rapidité.

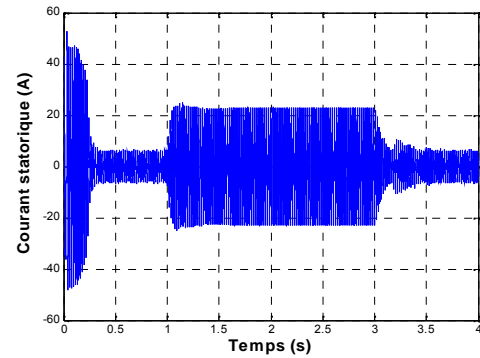
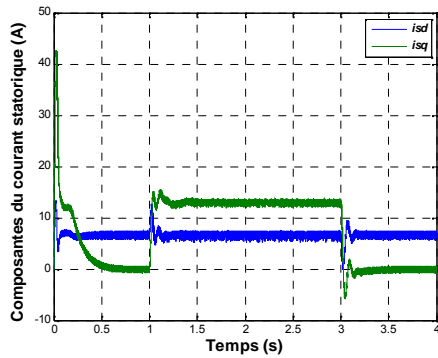
IV.10.1 Résultats a comparé:

Commande Vectorielle



Commande direct DTC





IV.10.2 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus pour la commande par flux orienté et pour la commande DTC sont nettement plus proche les uns autres. On notera pourtant que la convergence est sensiblement plus rapide dans la commande DTC. Le dépassement en couple, obtenu dans le cas de la commande par flux orienté, dû au compromis rapidité/précision choisi lors du réglage du régulateur type PI de couple. Au contraire, les transitoires de couple confirment l'absence de dépassement dans la commande DTC en raison du caractère non linéaire de ces lois de commande. En contrepartie, la commande directe révèle un taux d'ondulation sensiblement supérieur à celui obtenu avec une commande rapprochée par modulation de largeur d'impulsion.

IV.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone. L'avantage principal de ce type de commande est qu'il permet de contrôler du flux et du couple de la machine sans avoir besoin à utiliser un capteur mécanique de vitesse. La stratégie de contrôle directe de couple est un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone. Cependant, on peut lui reprocher sa précision moyenne lors de l'application de certaines séquences. C'est par exemple le cas de l'application des séquences nulles, systématiquement utilisées lorsque la variable logique *ccpl* est nulle (maintenir le couple) et ceci même si le flux doit être augmenté.

Les résultats de simulation montrent les caractéristiques dynamiques des principales grandeurs électromagnétiques, notamment le couple et le flux statorique.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Dans beaucoup d'applications à vitesse variable, comme par exemple la traction ferroviaire (TGV, Eurostar), la machine asynchrone tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité, est permise grâce aux convertisseurs de puissance et d'électronique de commande. Toutefois, un problème majeur demeure : la stationnarité du modèle de la machine, indispensable à la conception de son dispositif de commande, n'est pas assurée.

A partir du modèle supposé stationnaire le plus simple issu de la transformation de Park, plusieurs stratégies de commande vectorielle de la machine sont possibles, découlant de la manière dont sont déterminés, en temps réel, le flux et le couple, grandeurs non mesurables. Chacune de ces stratégies présente des qualités de robustesse et de précision dans un domaine particulier d'utilisation.

L'étude qui vient d'être faite nous a permis d'implanter sur une machine asynchrone de moyenne puissance, trois types de commandes, commande vectorielle par orientation du flux rotorique, la commande scalaire et la commande directe du couple DTC.

Le premier chapitre consiste à étudier les concepts théoriques de la modélisation de la machine asynchrone. A partir des représentations vectorielles de la machine à induction dans les références liées au stator, ou rotor, ou champ tournant, ainsi qu'une simulation du modèle moteur lié au référentiel fixe par rapport au tournant.

Le deuxième chapitre consiste à valider la commande scalaire. Cette commande présente le contrôle du couple électromagnétique seulement en régime permanent. Le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport $V/f=\text{constant}$. De part son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance rotorique. Ainsi le flux n'est pas entièrement découplé du couple et de la vitesse.

Le troisième chapitre consiste à expliquer les principes du contrôle vectoriel à flux orienté en se limitant plus particulièrement dans cette partie à la commande indirecte à flux rotorique orienté pour une alimentation en courant, ainsi qu'une simulation des structures de commandes.

Le quatrième chapitre consiste en une analyse théorique des principes du contrôle directe du couple, ainsi une synthèse avec une simulation de la structure de commande. Les résultats qu'on a obtenus peuvent montrer que cette structure de contrôle fournit une réponse dynamique identique à celle d'un moteur à courant continu. Elle améliore le contrôle du moteur et permet une régulation de couple performante (précision dynamique de la régulation du couple électromagnétique).

A travers ces différents chapitres on met en exergue le phénomène d'accélération du champ. Comme il sera montré aussi la possibilité d'implantation de deux commandes en un même programme et par un switcher on fera le passage d'une commande soit disant performante vers une autre moins performantes par la synchronisation du champ. Des simulations ont été montées sous SIMULINK/MATLAB en guise de validation des assertions données précédemment et de toute évidence ils sont jugés satisfaisants.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références Bibliographiques

[1] : SOUAD CHAOUCH

« Commande Vectorielle Robuste D'une Machine À Induction Sans Capteur De Vitesse »

Thèse de DOCTORAT en Science en électronique, UNIVERCITE DE BATNA, 2005.

[2] : TAMRABET HANENE

« Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone »

Mémoire de MAGISTER, Option : Electronique de Puissance, Université de Batna, 2006.

[3] : LAZHAR SAHRAOUI

« Modélisation, Identification et Commande d'une Machine D'induction à Double Cage »

Thèse de MAGISTER, Option : Commande, Institut Des Sciences Technologiques, 2007.

[4] : YAYUAN FU

« Commandes Découplées Et Adaptatives Des Machines Asynchrones Triphasées» Thèse de DOCTEUR UNIVERSITE MONTPELLIER II

Option : Composants, Signaux et Systèmes, 1991.

[5] : BOURAS LAKHDAR

« Etude et Analyse du Control Direct du Couple Appliqué à la Machine à Induction »

Thèse de MAGISTER, Option : Commande, 2005.

[6] : J.LESENNE et F.NOTELET et G.SEGUIER

« Introduction à L'électrotechnique Approfondie »

Université des Sciences et Techniques de Lille,

Technique et Documentation, Paris, 1981.

[7] : J.PAUL HAUTIER et J.PIERRE CARON

« Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone »
Ed Technip, 1995.

[8] : L.BAGHLI

« Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone »

IUFM de Lorraine-UHP, 2003/2004.

[9] : DJEBBAR ABDENNOUR

« Etude Comparative De La Commande Directe Du Couple Et La Commande Vectorielle Par Orientation Du Flux Rotorique D'une Machine Asynchrone »

- Mémoire D'ingénieur, Centre Universitaire D' O.E.B, 2001.
- [10] : CARLOS CANUDAS DE WIT
« Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone1 », Hermis science publications, Paris 2000.
- [11] : F.MARLAIT
« Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle sans capteur », Thèse de DOCTORAT, Ecole nationale Supérieur des Mines, Paris Février 2001.
- [12]: T.KATAOKA, Y.SATO and A.BENDIBDELLAH
«A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range », The European Power Electronics Association, pp 485-488, 1993
- [13] : SAKRY DJAMEL
« Modélisation de la Machine Asynchrone Avec et Sans Pertes Fer »
Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique.
- [14]:J.A. SANTISTEBAN and R.STEPHAN
« Vector control methods for induction machines an overview », IEEE Trans Educt, vol 44, no 2, p 170-175, may 2001.
- [15]: E.HO, P.C.SEN
« High performance decoupling control technique for various rotating field machines»,
Department of electrical engineering, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada, K7L-3N6, 1990.
- [16]: MED.SAID NAIT-SAID
« Commande par flux orienté d'une machine a induction : principe et analyse fonctionnelle», Chapitre 3 Thèse 98-99.
- [17]: MED SAID NAIT-SAID
« Système Electrotechnique De Référence Commande Linéaire D'un Moteur A Courant Continu A Flux Constant : Méthode De Synthèse Des Régulateurs »
Cours de Magistère, Module : Commande Et Identification Des Machines Electriques, Promo 2001.
- [18] : CAPOLINO Gérard André
« Contribution à la Modélisation et à la Simulation Des Machines Asynchrones Monophasées à Condensateur.Application à la Commande Par Convertisseurs Statiques »
Thèse de DOCTEUR, Sciences à l'I.N.P de Grenoble, 1987.

- [19] : CHATELAIN.J
«Traité D'électricité », Volume X, « Machines Electriques »
Edition GEORGI, 1983.
- [20] : G.O.GARCIA et R.M.STEPHAN et S.H.WATANABE
«Comparing the Indirect Field-Oriented Control with a Scalar Method»
Member, IEEE, 1994
- [21]: BERNARD DE FORNEL
«Alimentation des machines asynchrones», Thèse de DOCTORAT, Technique de l'ingénieur,
traité genie électrique, D 3620.
- [22] : K.MAROUANI, A.KHELOUI
«Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC », UER Electrotechnique,
Ecole Militaire Polytechnique, Bordj-Bahri.
- [23]: ALFREDO MUNOZ-GARCIA, THOMAS A.LIPO, Fellow, IEE, and DONALD
W.NOVOTNY, Fellow, IEEE.
«A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation et
Low Speeds», 1998 IEEE.
- [24]: ERIC MONMASSON, AHMAD AMMAR NAASSANI, JEAN PAUL LOUIS
«Extension du Concept de Contrôle Direct du Couple par MLI Vectorielle», Revue
Internationale de Génie Electrique (RIGE), vol.4, N°3-4/2001, pp.333-431.
- [25] : CARRES VERTS
« Electronique, Electrotechnique », BORDAS, Paris 1979.
- [26]: YONGDONG LI, HU HU
«T-04 a survey on direct torque control strategies of induction motor », Prof.Dr-Ing Andreas
Steimel.

ANNEXES

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE INDUCTION

A-1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 1.2\Omega$	Résistance du Stator
$R_r = 1.8\Omega$	Résistance du Rotor
$L_s = 0.1568H$	Inductance du Stator
$L_r = 0.1568H$	Inductance du Rotor
$M = 0.15H$	Inductance Mutuelle
$P_n = 4KW$	Puissance nominale
$V_s = 220/380V$	Tension Nominal du Stator

A-2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.05Kgm^2$	Moment d'inertie
$f = 0.0SI$	Coefficient de Frottement

A-3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_r = 25Nm$	Couple Résistant nominal
$n_p = 2$	Nombre de Paire de Pôles
$F = 50Hz$	Fréquence nominale

ANNEXE B

Détermination du régulateur PI de la vitesse

La fonction de transfert du correcteur PI est donnée par :

$$C_{\Omega}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Pour $c_r = 0$, la fonction de transfert en boucle ouvert FTBO du processus régulé est :

$$T_{\Omega}(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{J \cdot s^2}$$

La fonction de transfert en boucle fermé FTBF est la suivante :

$$F_{\Omega}(s) = \frac{T_{\Omega}(s)}{1 + T_{\Omega}(s)} = \frac{1 + \tau \cdot s}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1}$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i}$$

Le système de régulation de la vitesse est du second ordre, et la fonction de transfert du système du second ordre est :

$$F_{\Omega}(s) = \frac{1}{\tau_n^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \tau_n \cdot s + 1}$$

Ou :

ζ : est le facteur d'amortissement.

τ_n : est la constante de temps.

Par identification on a :

$$K_i = \frac{J}{\tau_n^2}$$

$$K_p = \frac{2 \cdot \zeta \cdot J}{\tau_n}$$

Pour supprimer le dépassement sur la réponse de la FTBF, on filtre la référence par un filtre de premier ordre et donnée par la figure ci dessous

Fonction de transfert d'un filtre de premier ordre :

$$C_{pre}(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s}$$

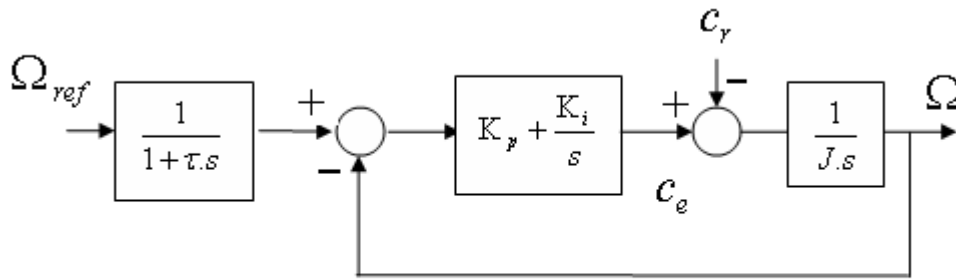


Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse avec filtre.

Calcul approximatif du régulateur PI :

Si on impose $\tau_{BO} = 0.1583s$ pour 63% de la valeur finale de la vitesse $\Omega_s = 157.1rad/s$ en boucle ouverte et à vide.

On prendra : $\zeta = 1$

Alors la constante du temps τ du régulateur PI :

$$\tau = 2 \cdot \zeta \cdot q \cdot \tau_{BO} \quad \text{Avec } 0 < q \leq 1$$

On choisit : $q=0.5$

τ sera de ce genre :

$$\tau = 2 * 1 * 0.5 * 0.1583 = 0.1583 \text{ s}$$

Par identité :

$$2 * \zeta * \tau_n = \tau \Rightarrow \tau_n = \frac{\tau}{2 * \zeta} = \frac{0.1583}{2 * 1} = 0.0792s$$

$$K_i = \frac{J}{\tau_n^2} = 31.885$$

$$K_p = \frac{2 \cdot \zeta \cdot J}{\tau_n} = 2.522$$