

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : CSE-255



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : COMMANDES DES SYSTEMES
ELECTRIQUES

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : LADJEL Younes

TOUIL Ameer

Intitulé

**ÉTUDE D'UN ENTRAINEMENT ÉLECTRIQUE À
VITESSE VARIABLE D'UN MOTEUR À
INDUCTION**

Soutenu devant le jury composé de :

Mr. BEDBOUDI Mohamed	Université de M'sila	Président
Mr. BOUZIDI Riad	Université de M'sila	Rapporteur
Mr. ROUBACHE Toufik	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2016 /2017

Remerciements

Nous remercions ALLAH qui nous donner la force et le courage pour accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr. Riad BOUZIDI pour leur précieux conseil, pour son aide précieuse, sa grande disponibilité ainsi que pour sa compréhension et ses encouragements et qui nous a permis de mener à terme ce travail....

Nous remercions les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble de nos enseignants de génie électrique.

Nous remercions tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin pour terminer cette mémoire.

Dédicace

*A qui puis, je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers
parents.*

*A mon épouse, mes cher frères et sœurs, pour leur soutien, leur aide,
leur encouragement.*

A mes collègues Kheireddine et Abdelkrim qui sont aidés nous.

Younes.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*À mes très chers parents qui m'ont soutenu durant toute la
durée de mes études.*

À mes très chères frères et sœurs et à ma grande famille.

À tous mes amis.

À tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

À vous.

Ameur.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Dédicace

Remerciements

Sommaire

Table des Notations et Symboles

Table des Figures

Introduction Générale..... 1

Chapitre I

Généralités sur les entraînements électriques

I	Généralités sur les Entraînements Electriques.....	3
I.1	Introduction	3
I.2	Définition.....	3
I.3	Composants d'un Entraînement Electrique.....	4
I.3.1	L'alimentation.....	5
I.3.2	Le Moteur.....	7
I.3.3	Les Capteurs.....	8
I.3.4	La Transmission.....	8
I.3.5	La Commande.....	9
I.4	Avantages des Entraînements Electriques.....	13
I.5	Conclusion	14

Chapitre II

Modélisation de la MAS et l'onduleur

II.	Modélisation de la MAS et l'onduleur.....	15
II.1	Modélisation de La Machine Asynchrone.....	15
II.1.1	Introduction.....	15
II.1.2	Description et Principe de Fonctionnement	15
II.1.3	Hypothèses Simplificatrices	16
II.1.4	Modèle Mathématique de la MAS	17
II.1.5	Simulation du Modèle de la MAS en Tension.....	25
II.2	Modélisation de L'onduleur de Tension	27
II.2.1	Introduction.....	27
II.2.2	Modèle Mathématique de L'onduleur de Tension.....	27
II.2.3	Commande Triangulo-Sinusoidale.....	29

SOMMAIRE

II.3	Simulation de la MAS avec L'onduleur	32
II.4	Conclusion	33

Chapitre III

Techniques De Commande De La MAS

III	Techniques de commande de La MAS	34
III.1	Commande Scalaire	34
III.1.1	Introduction	34
III.1.2	Le Comportement de la MAS en régime Permanent	34
III.1.3	Alimentation en Tension	35
III.1.4	Contrôle En v/f de la Machine Asynchrone	35
III.1.5	Simulation de la Commande Scalaire de la MAS	37
III.1.6	Présentation des Résultats de Simulation	38
III.2	La Commande Vectorielle	41
III.2.1	Introduction	41
III.2.2	Principe de base de la commande vectorielle	42
III.2.3	Présentation des Résultats de Simulation	44
III.3	Commande Directe du Couple de la MAS	48
III.3.1	Introduction	48
III.3.2	Principe de la Commande DTC	48
III.3.3	Schéma Global du Contrôle Direct du Couple	49
III.3.4	Présentation des Résultats de Simulation	50
III.4	Etude Comparative	53
III.5	Conclusion	56
	<i>Conclusion Générale</i>	57

Bibliographie

Annexes

Chapitre I Généralités sur les entraînements électriques

fig.I. 1 Composants d'un entraînement électrique avec un moteur AC	4
fig.I. 2 Onduleur à trois bras.....	5
fig.I. 3 Tension MLI entre deux phases du moteur avec la composante fondamentale	5
fig.I. 4 Interrupteur de puissance.....	6
fig.I. 5 Exemple de période de commutation avec un temps mort.	6
fig.I. 6 Moteur asynchrone à cage d'écureuil.	7
fig.I. 7 Capteur de vitesse.....	8
fig.I. 8 Transmission à engrenages	8
fig.I. 9 Transmission à poulies et courroie.....	8
fig.I. 10 Système à Bielle	9
fig.I. 11 Système à came	9
fig.I. 12 Exemple de hiérarchie de commande.	10
fig.I. 13 Structure de la commande	11
fig.I. 14 Exemple de contrôle constant.....	12
fig.I. 15 Schéma de principe d'un contrôle vectoriel	13

Chapitre II Modélisation de la MAS et de l'onduleur

fig.II. 1: Représentation spatiale des enroulements de la MAS	17
fig.II. 2 : Modèle d'une phase avec la f.é.m.	18
fig.II. 3: Position des axes dq par rapport aux axes de la machine	19
fig.II. 4: Position des repères dq et $\alpha\beta$	24
fig.II. 5: Schéma bloc global de simulation du MAS alimentée en tension.	25
fig.II. 6: Schéma bloc du modèle de la MAS.....	25
fig.II. 7 : Résultat de simulation de la MAS alimentée en tension.....	26
fig.II. 8: l'onduleur de tension associé à la MAS	28
fig.II. 9: Principe de la commande sinusoïdale	30
fig.II. 10: Illustration de la MLI sinusoïdale	30
fig.II. 11: Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoïdale.....	31
fig.II. 12: Forme de tension de sortie de l'onduleur.....	31
fig.II. 13: Schéma bloc de la MAS avec l'onduleur.....	32
fig.II. 14: Résultat de simulation de la MAS alimentée par l'onduleur de tension MLI.....	33

Chapitre III

fig.III. 1: Déplacement de la caractéristique Couple-glisserment en fonction de la fréquence d'alimentation.	36
fig.III. 2 : Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation	36
fig.III. 3: Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f.	36
fig.III. 4: Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine asynchrone.	37
fig.III. 5: Essai en charge nominale après un démarrage à vide.	38
fig.III. 6: Test de robustesse pour la variation de vitesse	39
fig.III. 7: Test de robustesse pour l'inversion de sens de rotation	40
fig.III. 8: Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).	42
fig.III. 9: Structure de commande par orientation du flux rotorique pour une alimentation en tension	43
fig.III. 10 : Structure de commande vectorielle à flux orienté	44
fig.III. 11 : Essai en charge nominale après un démarrage à vide	45
fig.III. 12 : Test avec la variation de la vitesse.	46
fig.III. 13: Test avec l'inversion de sens de rotation.	47
fig.III. 14: Schème du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux	49
fig.III. 15: Schéma bloc Simulink de la DTC.	49
fig.III. 16: Essai en charge nominale après un démarrage à vide	50
fig.III. 17 : Test avec la variation de vitesse.	51
fig.III. 18 : Test avec l'inversion de vitesse	52
fig.III. 19: Essai en charge nominale après un démarrage à vide	53
fig.III. 20 : Test avec la variation de la vitesse.	54
fig.III. 21 : Test avec l'inversion de sens de rotation	55

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

1. Machine asynchrone

MAS	Machine Asynchrone
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Repère stationnaire.
$[P]$	Matrice de Park.
$[P(\delta)]$	Matrice de rotation.
$\theta (rad)$	Angle entre le stator et le rotor.
$[Lmsr]$	Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
$Lm=(3/2).lm(H)$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
$lm(H)$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont alignés.
G	Glissement.
P	Nombre de pôles.
$\omega_{sl}(rad/s)$	Pulsation du glissement.
$\sigma=1-(L_m^2/L_r L_s)$	Coefficient de dispersion.
$J(kg.m^2)$	Moment d'inertie des parties tournantes.
$f_v(Nm.s.rad^{-1})$	Coefficient de frottements visqueux.
$Cem(N.m)$	Couple électromagnétique.
$Cr(N.m)$	Couple résistant.

Grandeurs électriques et magnétiques au stator

$V_s(V)$	Tension statorique.
$V_{sabc}(V)$	Tension statorique phase a, b ou c.
$V_{sdq}(V)$	Tension statorique sur l'axe d ou q.
$I_s(A)$	Courant statorique.
$i_{sabc}(A)$	Courant statorique phase a, b ou c.
$i_{sdq}(A)$	Courant statorique sur l'axe d ou q.
$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase.
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.
$l_{ms}(H)$	Inductance mutuelle entre enroulements statorique.
$L_s(H)$	Inductance cyclique statorique.
$T_s=L_s/R_s(s)$	Constant de temps statorique.
$\Psi_{sabc}(Wb)$	Flux statorique phase a, b ou c.
$\Psi_{sdq}(Wb)$	Flux statorique sur l'axe d ou q.
$\Omega_s(rad/s)$	Vitesse de rotation.
$\omega_s(rad/s)$	Pulsation électrique statorique

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

$V_r(V)$	Tension rotorique.
$V_{rabc}(V)$	Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{rdq}(V)$	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
$I_r(A)$	Courant rotorique.
$i_{rabc}(A)$	Courant rotorique phase a, b ou c.
$i_{rdq}(A)$	Courant rotorique sur l'axe d ou q.
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase.
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.
$M_r(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$\omega_r(rad/s)$	Pulsation électrique rotorique.
$\Omega (rad/s)$	Vitesse mécanique rotorique.
$T_r=L_r/R_r(s)$	Constant de temps rotorique.
$l_{mr}(H)$	Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.
$L_r(H)$	Inductance cyclique rotorique.
Ψ_{rabc}	Flux rotorique phase a, b ou c.
$\Psi_{rdq}(Wb)$	Flux rotorique sur l'axe d ou q.

2. Onduleur

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
$E (V)$	Source de tension continue de l'onduleur.
$V_{abc\ m}(V)$	Tension de demi-bras A, B ou C
$V_{abc}(V)$	Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
$V_{ref123}(V)$	Tension de références 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
$V_{m\ ref}(V)$	Amplitude de la tension de référence.
$V_p(V)$	Tension Porteuse triangulaire.
$V_{mp}(V)$	Amplitude de la porteuse triangulaire.
$\omega(rad/s)$	Pulsation électrique.
$f_{ref}(Hz)$	Fréquence de la tension de référence.
$f_p(Hz)$	Fréquence de la porteuse triangulaire.
T_{ref}	Période de la tension de référence.
T_p	Période de la porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Pendant de nombreuses années, le moteur à courant continu a été privilégié pour les applications à vitesse variable en raison de la simplicité de sa commande et donc de sa mise en œuvre. Mais ce moteur pose un certain nombre de problèmes. En dehors d'un coût important dû à sa structure complexe, ce moteur a des limitations technologiques (limitation en puissance et vitesse, création d'étincelles, usure des balais ...etc.) qui le rendent inadapté à certaines applications (train à grande vitesse, milieu avec risque d'explosion, ...etc.).

Les moteurs à courant alternatif (synchrones, asynchrones, à reluctance variable, ...etc.) ne présentent pas de limitations. D'un coût moindre, ils sont robustes et fiables et peuvent supporter de très fortes puissances et de très hautes vitesses. Par contre, il faut les alimenter avec un convertisseur statique à tension et fréquence variables pour pouvoir envisager leur emploi en vitesse variable.

Le moteur à induction est appréciée dans le domaine industrielle en raison de ses avantages par rapport aux autres moteurs à courant alternatif. La simplicité de construction, la robustesse et le faible cout d'achat et d'entretien. Cependant son modèle multi-variables est non linéaire, fortement couplé et dont les paramètres varient dans le temps. De plus, certaines variables ne sont pas accessibles à la mesure nécessitant l'utilisation d'observateurs d'états et réduisant la robustesse de la commande de la machine.

Malgré ces difficultés, depuis plusieurs années, la présence du moteur à induction dans les entraînements à vitesse variable ne cesse de croître. Aujourd'hui, il est considéré dans plusieurs applications comme les trains à grande vitesse (TGV), ascenseurs, téléphériques, élévateurs, pompage, ventilation, ...etc.

Promus par l'enjeu économique que représente l'utilisation de telles machines ainsi que par les avantages techniques, des efforts de Recherche importants ont été consacrés à la chaîne d'entraînement électrique AC. Cependant, cet effort s'est porté essentiellement sur l'architecture des moteurs, l'algorithme de commande, la physique du semi-conducteur et les architectures de convertisseur. Quant à la mise en œuvre de la commande, elle a surtout bénéficié des progrès de la microélectronique et de l'architecture des processeurs avec l'apparition des microcontrôleurs puis des DSP.

Toutefois, après des années de segmentation de la Recherche dans les trois domaines qui constituent la variation de vitesse (motorisation, conversion statique et commande), deux nouvelles orientations semblent s'imposer aujourd'hui:

1. l'étude et la conception de la chaîne d'entraînement dans son ensemble en prenant en compte les interactions des différentes parties constitutives,
2. l'attention accrue portée à la mise en œuvre de la commande. Ce phénomène est dû en premier lieu au fait qu'on peut aujourd'hui estimer mathématiquement, avec une bonne précision, des paramètres qu'il fallait autrefois mesurer (lorsque c'était possible). Ainsi, on peut remplacer du matériel coûteux (capteurs) par de l'électronique bon marché ou même améliorer la qualité de la commande par la modélisation mathématique.

L'objectif de ce mémoire est l'étude, par simulation, d'un entraînement électrique à vitesse variable d'un moteur à induction. Le travail est divisé sur trois chapitres.

Nous donnerons un aperçu générale sur la chaîne d'entraînement électrique du moteur à induction et les composants qui la comporte, dans le premier chapitre.

Dans le deuxième chapitre, Nous présenterons mathématiquement les deux éléments essentiels de l'entraînement électrique, le moteur asynchrone et son alimentation (onduleur à de deux niveaux) et nous simulerons l'ensemble dans l'environnement Matlab /Simulink) pour un démarrage à vide et en charge.

Enfin le chapitre trois est destinée à la simulation des différents algorithmes de commande scalaire, vectorielle et DTC, propulsé par une comparaison de différents régimes de fonctionnement.

CHAPITRE 1 :

Généralités sur les entraînements électriques

I GENERALITES SUR LES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

I.1 INTRODUCTION

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

Un certain nombre d'applications demandent une adaptation du couple, de la vitesse, de l'accélération ou d'autres grandeurs pour une conduite satisfaisante du procédé :

- Démarrage progressif du procédé, accélération et décélération contrôlée.
- Contrôle précis du couple, de la vitesse en régime statique et/ou dynamique.
- Réglage/asservissement des flux de production à la demande.

L'investissement pour une solution en vitesse variable électronique ne se fera que s'il apporte des gains en :

- Qualité des produits finis (tôles pour l'industrie agro-alimentaire, papier...)
- Économies de production (pompage/propulsion à débit variable...)
- Souplesse d'exploitation (adaptation des flux de production à la demande...)
- Réduction de maintenance (entraînement direct se substituant à des éléments mécaniques...)

Pour bien choisir un système d'entraînement à vitesse variable il est absolument nécessaire de connaître les contraintes imposées par la charge à l'ensemble réseau/convertisseur/machine. [23]

Ce chapitre résume tous ce qui concerne les entraînements électriques à vitesse variable du moteur à induction (définition, éléments d'un entraînement électrique et leurs avantages).

I.2 Définition

Un entraînement électrique est un système assurant une conversion électromécanique par le biais d'un moteur ou d'un transducteur et comprenant l'ensemble des périphériques nécessaire à la transmission, à l'alimentation et au contrôle.

Le concept de système, par opposition au moteur seul, est caractéristique de l'entraînement électrique. La qualité de ce système vaut principalement par la valeur du composant le plus faible.

L'entraînement électrique doit être adapté à l'application considérée par le biais de certains de ses composants. L'organe entraîné (pompe, machine-outil, traceur, périphérique d'ordinateur, robot,

etc.), s'il ne fait pas partie intégrante de l'entraînement, détermine ses caractéristiques par le biais du cahier des charges qui en découle. [22]

I.3 Composants d'un entraînement électrique

Les composants d'un entraînement électrique sont principalement les suivants

- La transmission, qui permet d'adapter le mouvement (conversion tournante-linéaire, par exemple) la vitesse, la résolution ou la dynamique du système.
- Le moteur, défini par ses caractéristiques externes et de réglage.
- L'alimentation, qui permet d'adapter la source électrique primaire au moteur.
- La commande et le réglage qui assurent le contrôle du comportement dynamique du système (positionnement, vitesse, courant, couple, etc.). Le ou les capteurs qui fournissent les informations nécessaires au contrôle ;
- les éléments de sécurité et de protection tels que protection thermique, protections de survitesse de surintensité, etc. [22]

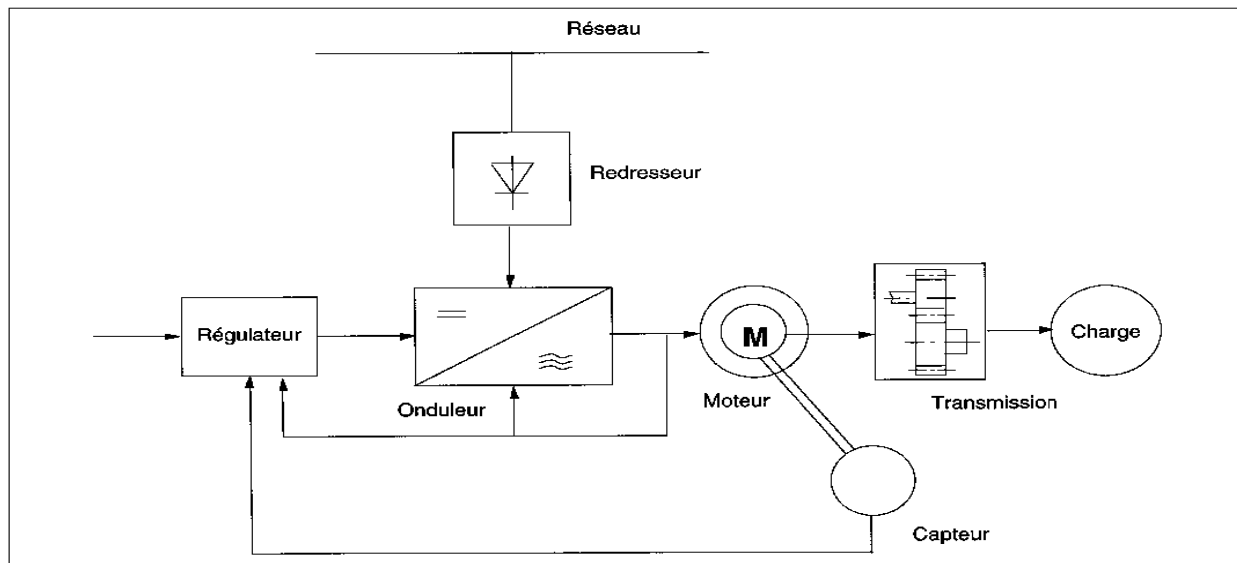


fig. I. 1 Composants d'un entraînement électrique avec un moteur AC

L'ensemble convertisseur(s) / moteur / capteurs, auquel on peut ou non ajouter l'électronique de commande, forme la chaîne d'entraînement. Le redresseur, lorsqu'il est présent, n'est pas significatif pour la commande, son rôle étant limité à transformer en permanence une tension AC monophasée de fréquence et d'amplitude constantes (ou du moins avec des fluctuations très faibles), en une tension DC constante. Les autres éléments de la chaîne d'entraînement sont indispensables à la commande, nous allons donc les présenter en détail.

I.3.1 L'alimentation

Largement décrit dans la littérature, l'onduleur a pour tâche de transformer une tension DC constante en une tension AC polyphasée de fréquence et d'amplitude variables.

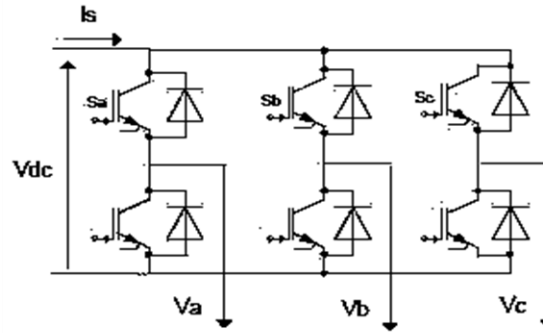


fig. I. 2 Onduleur à trois bras

L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du moteur et comportant deux interrupteurs de puissance. Ces interrupteurs découpent la tension DC d'entrée en impulsions de largeur variable ; le fondamental de la décomposition en série de Fourier de ce train d'impulsions est la tension d'alimentation sur une phase du moteur (Fig. I.3). En faisant varier la largeur des impulsions (leur amplitude étant fixée par la tension d'alimentation DC), on peut modifier l'amplitude et la fréquence.

Du fondamental, donc de la tension d'alimentation du moteur. Le cas le plus fréquent est l'onduleur triphasé à trois ou quatre bras (cf. Fig. I.2).

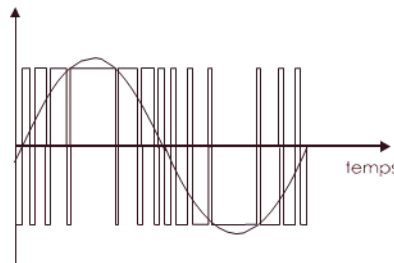


fig. I. 3 Tension MLI entre deux phases du moteur avec la fondamentale

Éléments de base de l'onduleur, les interrupteurs de puissance se composent, selon la puissance commutée, de GTO (Gatte Trun Off), de MOS de puissance ou d'IGBT (Insulté gâte Bipolar Transistor), en parallèle avec une diode (Fig.I.4). La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci.

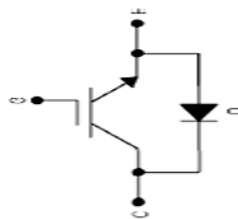


fig. I. 4 Interrupteur de puissance

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et le courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes pour nous car elles vont beaucoup influencer la conception.

La fréquence maximale de commutation est déterminée par les temps de commutation (ouverture et fermeture du composant) des interrupteurs et par le temps mort. Sur une période de commutation, un interrupteur commute au maximum deux fois : à l'ouverture et à la fermeture (Fig. I.4). Ces commutations provoquent un bruit acoustique désagréable d'où la tendance actuelle de travailler à des fréquences de commutation dans la gamme de l'in audible (16 KHz), et donc d'utiliser des composants rapides.

Le temps mort sert à prévenir les risques de court-circuit sur un bras (cf. Fig. 1.5). Ce temps, introduit entre l'ouverture d'un interrupteur et la fermeture de son complémentaire, dépend des temps de commutation. Plus ceux-ci sont faibles, et plus le temps mort pourra être réduit. Le temps mort a une influence importante sur l'entraînement car il provoque des non-linéarités de l'onduleur et donc des imprécisions sur la tension AC générée.

D'autres non-linéarités de l'onduleur génèrent également des imprécisions sur la tension de sortie comme la variation des paramètres des interrupteurs avec la température de fonctionnement (temps de commutation, caractéristiques électriques), phénomène difficilement modélisable et pas du tout contrôlable.

De cet onduleur, on retiendra donc deux paramètres essentiels pour la conception : la période de commutation et le temps mort. t

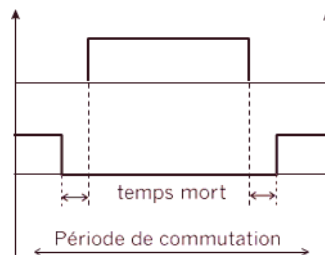


fig. I. 5 Exemple de période de commutation avec un temps mort.

I.3.2 Le moteur

Le moteur AC est l'actionneur par excellence. Il sert à la régulation de couple, de vitesse ou de position selon l'emploi qu'on en fait. D'une façon générale, le moteur AC est constitué d'un rotor et d'un stator, le rotor étant la partie rotative qui entraîne l'axe et le stator la partie fixe qui supporte les bobines d'induction.

Il existe une multitude d'architectures de moteurs AC selon le principe de fonctionnement retenu. On citera pour mémoire les moteurs synchrones et asynchrones, les moteurs à aimants

permanents et les moteurs à reluctance, la liste n'étant pas exhaustive. Les moteurs synchrones et asynchrones restent toutefois les plus répandus.

Le moteur synchrone possède un rotor alimenté par une tension continue ce qui lui permet de tourner exactement à la fréquence de synchronisme (fréquence des courants d'alimentation fois le nombre de paires de pôles) et de ne rejeter aucune puissance réactive sur le réseau. Par contre, en cas de variation brusque du couple résistant sur l'axe du moteur, comme ce moteur ne supporte que de faibles variations de sa fréquence de rotation autour de la fréquence de synchronisme, il existe un risque de « décrochage », c'est à dire que la fréquence de rotation diminue et le moteur finit par s'arrêter.

Contrairement au moteur synchrone, le moteur asynchrone dispose d'un rotor en court-circuit, non alimenté. Dans les spires des induits du rotor circulent des courants induits par le champ magnétique tournant du moteur.

Grâce à ces courants induits, un couple s'établit sur l'axe du moteur. La vitesse de rotation est déterminée par le couple résistant et le couple moteur. En régime permanent sinusoïdal, la vitesse de synchronisme n'est jamais atteinte (d'où le terme d'asynchrone) et le moteur rejette de la puissance réactive sur le réseau. Parmi les moteurs asynchrones, le moteur à cage d'écureuil est particulièrement répandu en raison de sa structure très simple, donc robuste et facile d'entretien (Fig. I.6).



fig. I. 6 Moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Les moteurs présentent eux aussi de nombreuses non-linéarités dues aux variations paramétriques avec la température de fonctionnement et la saturation magnétique, et ce notamment en régime dynamique. Comme pour l'onduleur, ces non-linéarités entraînent des erreurs sur les grandeurs commandées (couple, vitesse ou position). Ces erreurs de commande proviennent du fait que les algorithmes de contrôle utilisent les paramètres de la machine.

I.3.3 Les capteurs

Les capteurs font partie intégrante de la chaîne d'entraînement car sans eux, le contrôle serait impossible. Depuis les capteurs de courant jusqu'aux capteurs de vitesse ou de flux, ils permettent de mesurer les variables physiques que nécessite la commande.

Comme les autres dispositifs, les capteurs présentent des limites de fonctionnement et des non-linéarités dont les concepteurs de la commande et du système intégré devront tenir compte.

En particulier, il est un phénomène qui n'a rien de physique mais qu'il est tout aussi important de signaler : la quantification binaire. Par ce terme, on désigne le fait qu'une grandeur physique par essence continue et qui peut prendre un nombre infini de valeurs, doit être représentée par une variable binaire qui ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs. À chaque bit, on associera donc un quanta qui dépend de la dynamique de la grandeur physique et du nombre de bits de la variable binaire. *fig. I. 7*



fig. I. 8 Capteur de vitesse.

I.3.4 La transmission

1) La transmission tournante – tournante :



fig. I. 9 Transmission à engrenages



fig. I. 10 Transmission à poulies et courroie

2) La transmission tournante – linéaire :

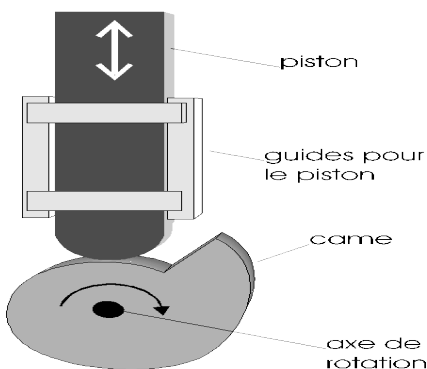


fig. I. 12 Système à came

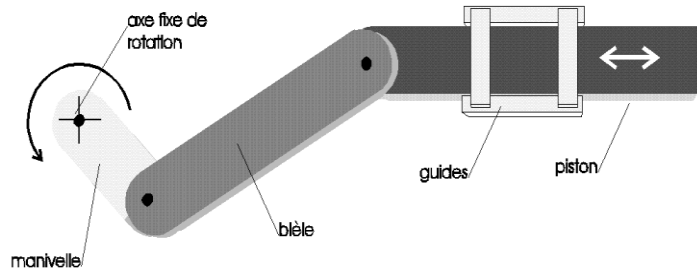


fig. I. 11 Système à Bielle

I.3.5 La commande

Dans son acception électrotechnique, la commande se réduit souvent à l'algorithme de contrôle de la chaîne d'entraînement avec éventuellement l'acquisition des mesures et des consignes. Or cette acception restreinte du concept de commande ne nous paraît pas adaptée à la réalité. Il est très rare de trouver une application se restreignant à une chaîne d'entraînement et l'électronique de commande intégrant seulement l'algorithme de contrôle. Dans la plupart des cas, l'entraînement n'est qu'un élément d'une application bien plus complexe. Dans ce cas, la commande doit intégrer également des blocs d'interfaçage, de mesure, de surveillance ...etc. Définir la fonctionnalité de la commande comme le seul algorithme de contrôle et se limiter à l'étude de l'intégration de ce bloc est inadapté par rapport à la réalité.

Nous préférons donc définir la fonctionnalité de la commande de la chaîne d'entraînement comme l'ensemble des fonctions génériques indispensables au contrôle de l'entraînement et à son intégration dans un système plus complexe. La figure I.12 représente notre vision de la répartition hiérarchique des tâches de commande dans une application complexe et de la place de la commande de la chaîne d'entraînement.

Dans la suite de ce document, lorsque nous utiliserons le terme de « commande », nous nous référerons toujours à la définition que nous en avons donné ici.

I.3.5.1 Les fonctions génériques de commande

I.3.5.1.1 Les fonctions logiques de génération des impulsions de commande de l'onduleur

À partir de la valeur des instants de commutation de l'onduleur, du temps mort et de la période de commutation, ces fonctions génèrent les impulsions binaires qui commandent les interrupteurs de puissance de l'onduleur. Les fonctions sont purement logiques et n'intègrent à priori aucune fonction algorithmique.

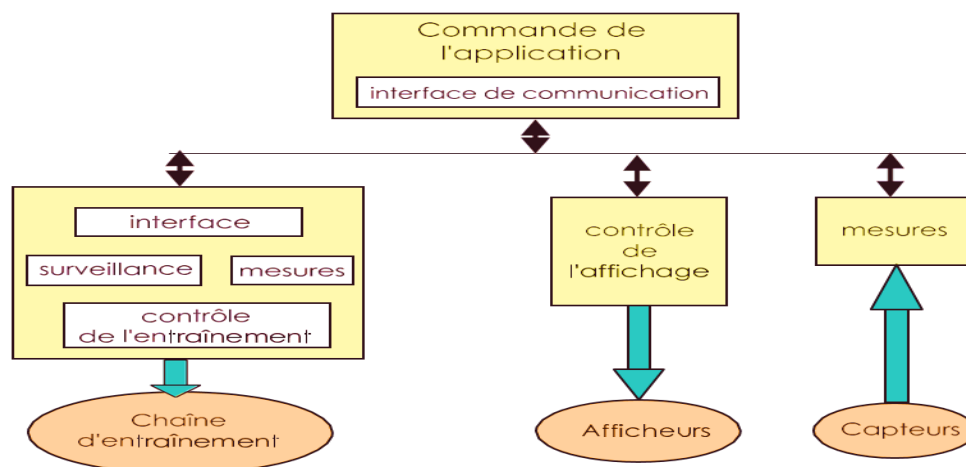


fig. I. 13 Exemple de hiérarchie de commande.

I.3.5.1.2 Les fonctions algorithmiques pour le calcul des instants de commutation

À ce niveau, il nous faut faire la différence entre deux blocs algorithmiques (Fig. I.13) :

1. le bloc MLI. Ce bloc est chargé de calculer les instants de commutation des composants de puissance de l'onduleur à partir d'une consigne de tension.

2. le bloc de contrôle proprement dit qui assure les fonctions de régulation et asservissement des grandeurs physiques contrôlées. Toutefois, si nous nous trouvons dans un schéma de contrôle en boucle ouverte, aucune régulation ou asservissement n'ayant lieu, ce bloc se contente de calculer les consignes de tension pour la MLI à partir des consignes externes.

I.3.5.1.3 Les fonctions d'acquisition des mesures

Ce bloc se charge de la communication avec les dispositifs de mesure (CAN, capteur de vitesse, ...etc.) ainsi que du traitement des données binaires reçues pour les mettre au format binaire du système.

I.3.5.1.4 Les fonctions logiques de surveillance

En général, sur tout dispositif physique il est nécessaire d'assurer la surveillance de conditions de fonctionnement, surveillance qui n'a rien à voir avec le contrôle du dispositif. Par exemple, sur une chaîne d'entraînement, on peut vouloir surveiller que la tension d'alimentation DC de l'onduleur ne dépasse pas certains seuils ou qu'aucun court-circuit ou surintensité se produit dans les bras de l'onduleur. Cette surveillance relève de fonctions logiques qui doivent réagir instantanément aux signaux extérieurs et avoir une priorité absolue sur tous les autres blocs.

I.3.5.1.5 Le bloc logique d'interfaçage

L'objet de ce bloc est généralement de recevoir des consignes externes qui commanderont l'entraînement, et de renvoyer des mesures ou des conditions logiques de fonctionnement. Dans les cas les plus simples, l'interfaçage est inexistant ou se réduit à quelques signaux pour communiquer directement avec un autre dispositif électronique. Mais l'interfaçage peut être beaucoup plus complexe et revêtir la forme d'un protocole complet de communication à travers un bus partagé par une multitude de dispositifs électroniques.

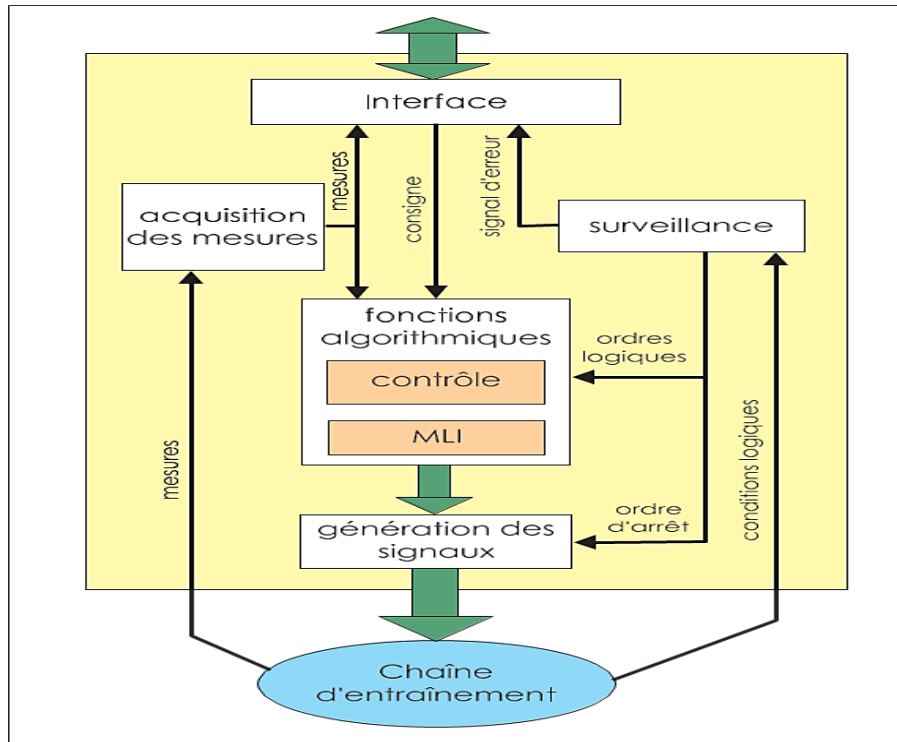


fig. I. 14 Structure de la commande

I.3.5.1.6 Considérations théoriques

La commande des machines AC est complexe car contrairement à la machine DC, les variables d'état du système ne sont pas découplées. Autrement dit, il n'est pas possible de contrôler une grandeur de sortie de la machine (couple, vitesse ou position) en faisant varier une seule grandeur d'entrée (intensité ou tension donnée). Pour résoudre ce problème, on applique des transformations mathématiques aux variables d'état de la machine AC de manière à rendre celle-ci équivalente à une machine DC, facile à contrôler. Les transformations en question ont dit de « Concordia » ou de « Park ».

Cette transformation permet de calculer les variables d'état dans un repère dans lequel il sera facile de les découpler. Une fois découplées, on appliquera à ces variables les techniques traditionnelles de la théorie des systèmes échantillonnés afin de les réguler et de les asservir aux consignes d'entrée.

Ainsi que nous l'avons déjà fait remarquer que La commande algorithmique se compose en fait de deux blocs bien distincts : le bloc de contrôle proprement dit et le bloc MLI. Pour chacun de ces blocs, il existe plusieurs stratégies possibles, c'est à dire en fait plusieurs algorithmes, la stratégie de chacun des blocs étant choisie indépendamment. En ce qui concerne le bloc MLI, nous citerons pour référence la MLI sinusoïdal, la précalculée et la MLI vectorielle, stratégies les plus communément employées. Chacun de ces algorithmes permet d'obtenir des caractéristiques différentes des tensions de sortie de l'onduleur (spectre et amplitude maximale de la tension).

En ce qui concerne le bloc de contrôle, on peut distinguer deux familles d'algorithmes : les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles. Dans les paragraphes suivants, nous présentons succinctement deux algorithmes très répandus : l'algorithme scalaire en boucle ouverte dit constant et un algorithme vectoriel en boucle fermée, le contrôle par orientation de flux FOC.

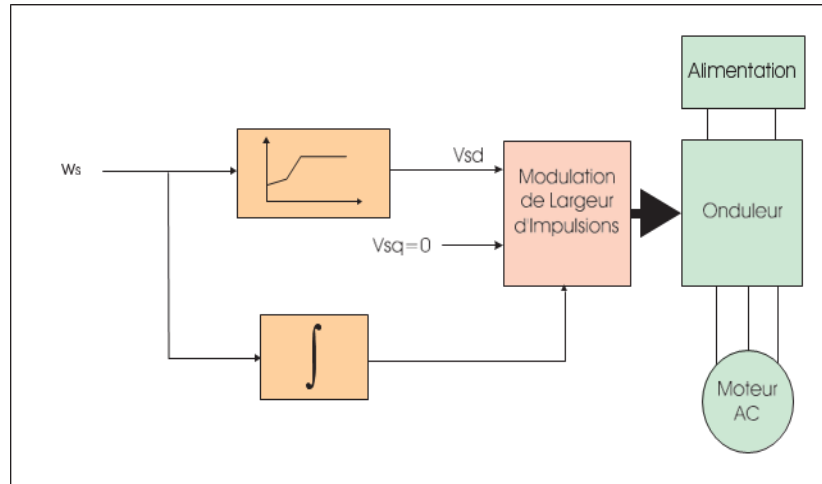


fig. I. 15 Exemple de contrôle constant

I.3.5.1.7 L'algorithme $\frac{V}{f}$ constant

Cet algorithme fait partie de la famille des méthodes de contrôle scalaire. Le principe de ces méthodes est d'agir sur la fréquence et l'amplitude des courants ou tensions d'entrée afin de faire varier l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spéciaux (flux, tension ...etc.), et donc faire varier le couple et la vitesse de rotation du moteur.

Avec l'algorithme, on s'arrange pour faire évoluer l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation du moteur tel que leur rapport reste constant, ce qui permet de faire varier le couple du moteur et donc sa vitesse pour un couple résistant constant.

Pour mettre en œuvre un tel contrôle, le plus simple est de fournir la fréquence comme consigne du bloc de contrôle. Celui-ci calcule alors la tension qui sert de consigne à son tour au bloc MLI (Fig. I.14). Ce contrôle en boucle ouverte a le mérite d'être très simple à mettre en œuvre et ne nécessite que très peu de moyens de calcul. Pour cette raison il est encore aujourd'hui très répandu. Mais la dynamique obtenue est très faible et il n'y a pas de régulation de la grandeur de sortie (couple, vitesse ou position) si bien que cet algorithme est inadapté pour beaucoup d'applications.

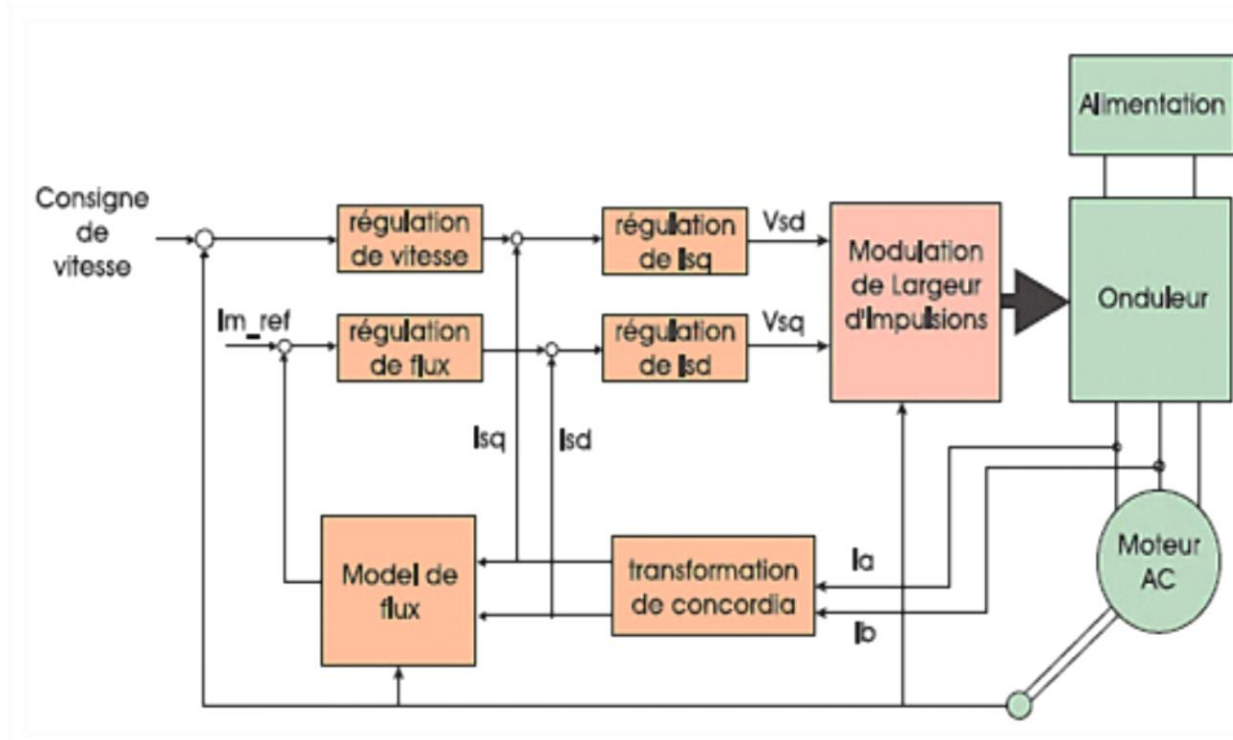


fig. I. 16 Schéma de principe d'un contrôle vectoriel

L'algorithme vectoriel FOC Contrairement aux méthodes scalaires, les algorithmes de contrôle vectoriel permettent de faire varier non seulement l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spaciaux, mais aussi leur phase. Grâce à cela, il est possible dans certaines conditions d'agir séparément sur le flux de la machine et sur le courant responsable du couple de la même façon que pour une machine à excitation séparée. Sur la figure I.15 nous montrons le schéma bloc d'un algorithme vectoriel FOC. Ces algorithmes permettent, pour une meilleure robustesse, de tenir compte des variations paramétriques de la commande en estimant en temps réel ces paramètres.

Les performances atteintes par ce type de commande sont bien meilleures que pour un contrôle en boucle ouverte. Par contre, la complexité mathématique des calculs à effectuer a longtemps été un frein à leur mise en œuvre.

I.4 Avantages des entraînements électriques

Dans un entraînement électrique, on ne fait pas varier la vitesse du moteur et de la machine entraînée par action sur les pertes d'énergie dans le circuit électrique d'alimentation, dans le moteur ou dans la charge mais on convertit l'énergie électrique fournie au moteur pour que celui-ci fournisse avec le minimum de pertes les caractéristiques mécaniques demandées par le processus. Outre les économies d'énergie, cette technique offre des avantages supplémentaires qui peuvent être déterminants dans le dimensionnement d'une installation.

Pour ce qui concerne le réseau d'alimentation, nous pouvons citer :

- La suppression des fortes surintensités du courant appelé par le moteur alternatif au démarrage.
- La diminution de la puissance du système d'alimentation.

Pour ce qui concerne le moteur, la technique d'entraînement à vitesse variable permet d'allonger sa durée de vie grâce à la diminution des contraintes qui lui sont appliquées.

Pour ce qui concerne la charge entraînée, nous pouvons citer la possibilité de régler le couple et la vitesse en tout point du plan effort-vitesse. Cet avantage provient des qualités de souplesse, de flexibilité, de précision et de rapidité attachées aux régulations du système.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la chaîne d'entraînement et les caractéristiques physiques importantes pour le concepteur de l'intégration de la commande. Nous avons notamment insisté sur les non-linéarités des dispositifs en vue d'établir plus tard le degré de précision des calculs qu'il faudra atteindre.

Nous avons également clairement établi les limites de notre étude en précisant ce que nous comprenions par le concept de « commande » des machines AC. En particulier, nous avons extrait différents blocs fonctionnels en précisant la tâche de chacun d'eux. Ayant donné une vision globale de l'application, nous allons pouvoir maintenant nous intéresser de plus près à l'intégration système de la commande.

CHAPITRE 2 :

Modélisation de la MAS et l'onduleur

II MODÉLISATION DE LA MAS ET L'ONDULEUR

II.1 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1.1 INTRODUCTION

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc....

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé tournant (dq), déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

Le modèle complet de la machine asynchrone en tension sera simulé en utilisant la logiciel «SIMULINK» sous «MATLAB».

II.1.2 DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.

➤ La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{n_p} \text{ (tr/min)} \quad (\text{II.1})$$

On désigne par " n_p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [2]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (\text{II.2})$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

II.1.3 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

La modélisation est une phase primordiale sur le chemin de la simulation et la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

Seulement les machines électriques sont des systèmes très complexes, pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail [3].

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit:

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches.

- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.

- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.

- Les Résistances des enroulements sont considérées comme constantes.

II.1.4 MODÈLE MATHÉMATIQUE DE LA MAS

II.1.4.1 Équations en triphasée

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines.

La figure II.1 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques :

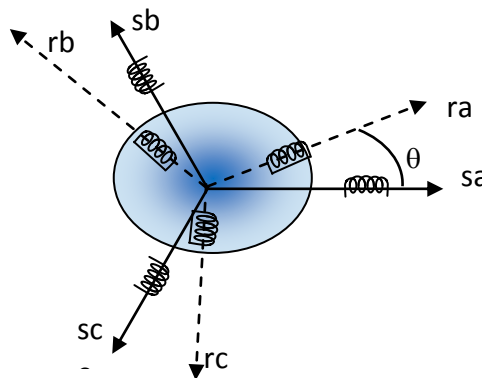


fig.II. 1: Représentation spatiale des enroulements de la MAS

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs sa , sb , sc , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe sa est souvent considéré comme référence, et l'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :

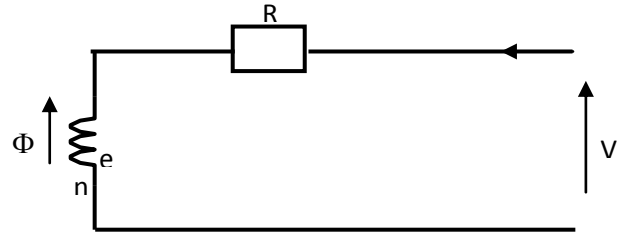


fig.II. 2 : modèle d'une phase avec f.é.m.

$$\text{Au stator : } [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d[\Psi_{sabc}]}{dt} \quad (\text{II-3})$$

$$\text{Au rotor : } [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d[\Psi_{rabc}]}{dt} \quad (\text{II-4})$$

Les grandeurs, $[V_{sabc}]$, $[I_{sabc}]$, $[\Psi_{sabc}]$, sont des vecteurs de dimension 3x1 définis comme suit:

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [\Psi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Celles du rotor sont:

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} = 0 \\ v_{rb} = 0 \\ v_{rc} = 0 \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\Psi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes:

$$[\Psi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [L_{msr}][I_{rabc}] \quad (\text{II-8})$$

$$[\Psi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [L_{mrs}][I_{sabc}] \quad (\text{II-9})$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

$$[L_{msr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

Où:

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$[L_{msr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

lms : Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

lmr : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

lm : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques : $[L_{mrs}] = [L_{msr}]^T$

II.1.4.2 Équations en diphasée

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929)[4]. La figure (II.3) met en relief l'axe direct d du référentiel de Park, et l'axe en quadrature d'indice q .

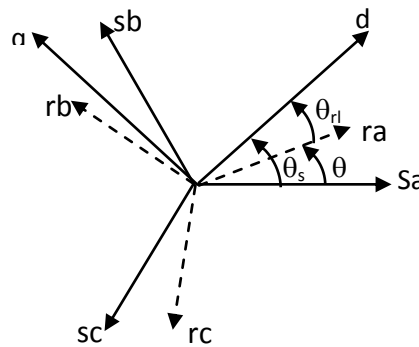


fig.II. 3: Position des axes dq par rapport aux axes de la machine

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante:

$$\theta_s = \theta + \theta_{sl} \quad (\text{II-13})$$

La matrice de transformation de Park $[T]$ est définie comme suit:

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

La transformation directe est alors:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Où, x représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable x_0 représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

La transformée de *Park* inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

II.1.4.3 Choix du repère (d,q)

Ce qui rend la transformation de *Park* attrayante, est que l'orientation du repère (d,q) peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [5] [6]:

- Repère d'axes (d,q) fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.

- Repère d'axes (d,q) lié au rotor ($\theta_{sl} = 0$) . Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

- Repère d'axes (d,q) lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuées.

II.1.4.4 Référentiel lié au champ tournant

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère (d,q) au champ tournant alors on a: [1]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \Rightarrow \quad \omega_{sl} = (\omega_s - \omega) = \omega_s - p\Omega \quad (\text{II-17})$$

Où : ω_s : est la pulsation statorique

ω : est la pulsation rotorique

ω_{sl} : est la pulsation du glissement

Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\omega = p\Omega$

II.1.4.5 Équations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de *Park* lié au champ tournant sont:

$$\text{Au stator:} \begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

$$\text{Au rotor:} \begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \psi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur:

$$\text{Pour le stator:} \begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

$$\text{Pour le rotor:} \begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Où :

$L_s = L_{as} - l_{ms}$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{ar} - l_{mr}$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} l_m$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

II.1.4.6 Équations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique C_{em} peut se mettre sous plusieurs formes:

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_{rq} i_{rd} - \psi_{rd} i_{rq}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p L_m (i_{sq} I_{rd} - i_{sd} I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

$$C_{em} = K_t (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II-23})$$

Où:

p : le nombre de paire de pole.

$$K_t = p \frac{3 L_m}{2 L_r}$$

Notons que c'est la relation (II-23) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \Omega \quad (\text{II-24})$$

Où:

J : est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

C_r : le couple de charge.

f_v : Coefficient du frottement visqueux.

II.1.5 EXPRESSION EN MODÈLE D'ÉTAT

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et les flux rotoriques ψ_{rd} , ψ_{rq} comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (II-20), (II-21):

$$\text{Pour les courants rotoriques:} \begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

$$\text{Pour les flux statoriques:} \begin{cases} \psi_{sd} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \psi_{sq} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

En rapportant ces dernières relations dans (II-18) et (II-19), on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \psi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \omega_{sl} \psi_{rq} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ est le Coefficient de dispersion.

En identifiant le système (II-27) à la forme: $\frac{dX}{dt} = AX + BU$, on aura:

Le vecteur d'états $X = [i_{sd} i_{sq} \psi_{rd} \psi_{rq}]^t$, A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande $U = [v_{sd} v_{sq}]^t$, et B la matrice d'application de commande, donc:

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-28})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-29})$$

Où: $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique.

II.1.5.1 Référentiel lié au stator (repère stationnaire (α, β)) :

Cette transformation est appelée aussi transformation de *Clarke*, qui est en fait un cas particulier de la transformation de *Park*, elle est obtenue quand le repère (d, q) est confondu avec le repère (α, β) (figure II.3), ç-à-d en prenant $\theta_s = 0$, la transformation directe se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-30})$$

Où, x représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-31})$$

À partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit:

$$\text{Au stator:} \begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

$$\text{Au rotor:} \begin{cases} v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système d'équations sous la forme : $\frac{dX}{dt} = AX + BU$ on aura :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-37})$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère (α, β) peut être donnée par :

$$C_{em} = K_t (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II-38})$$

L'équation de la vitesse restant inchangée.

II.1.5.2 Passage entre les repères (d,q) et (α,β) :

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela ce fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle δ : $[P(\delta)]$, comme le montre la figure II.4.

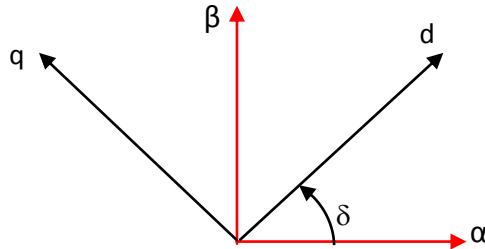


Fig.II. 4: Position des repères (d,q) et (α,β)

La transformation ce fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [P(\delta)] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

et inversement:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [P(-\delta)] \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-40})$$

avec :

$$P(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-41})$$

II.1.6 SIMULASION DU MODELE DE LA MAS EN TENSION

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

II.1.6.1 Bloc de simulation de la machine asynchrone

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au stator. Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (II.36), (II.37).

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure (fig.II.5).

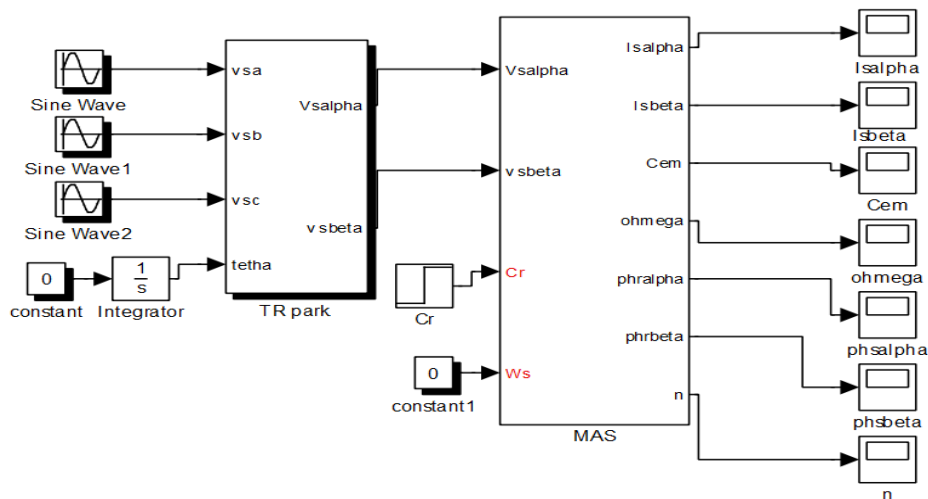


fig.II. 5: schéma bloc global de simulation du MAS alimentée en tension.

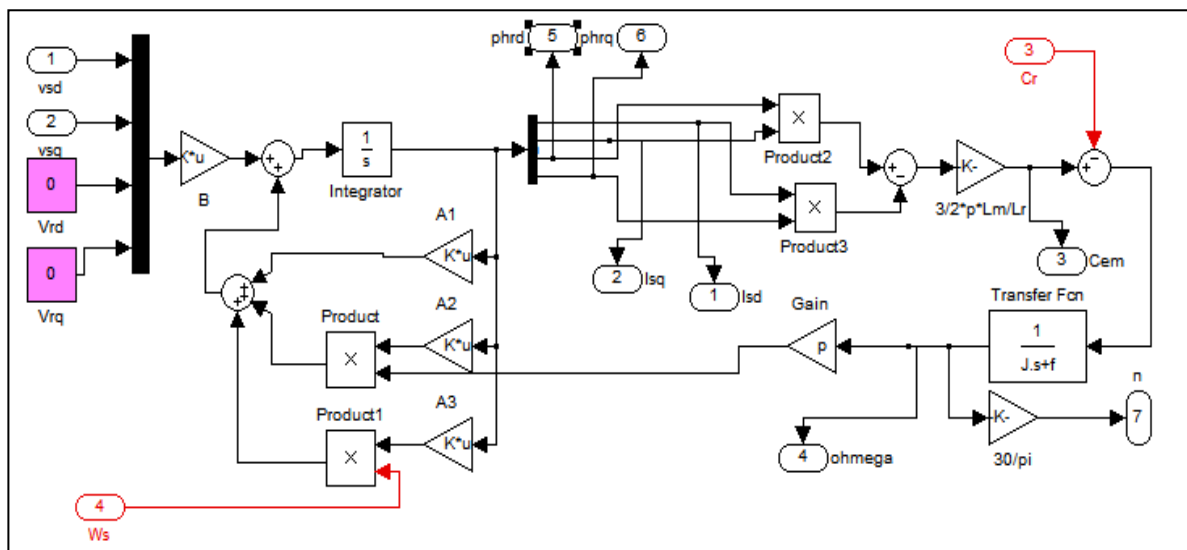


fig.II. 6: Schéma bloc du modèle de la MAS.

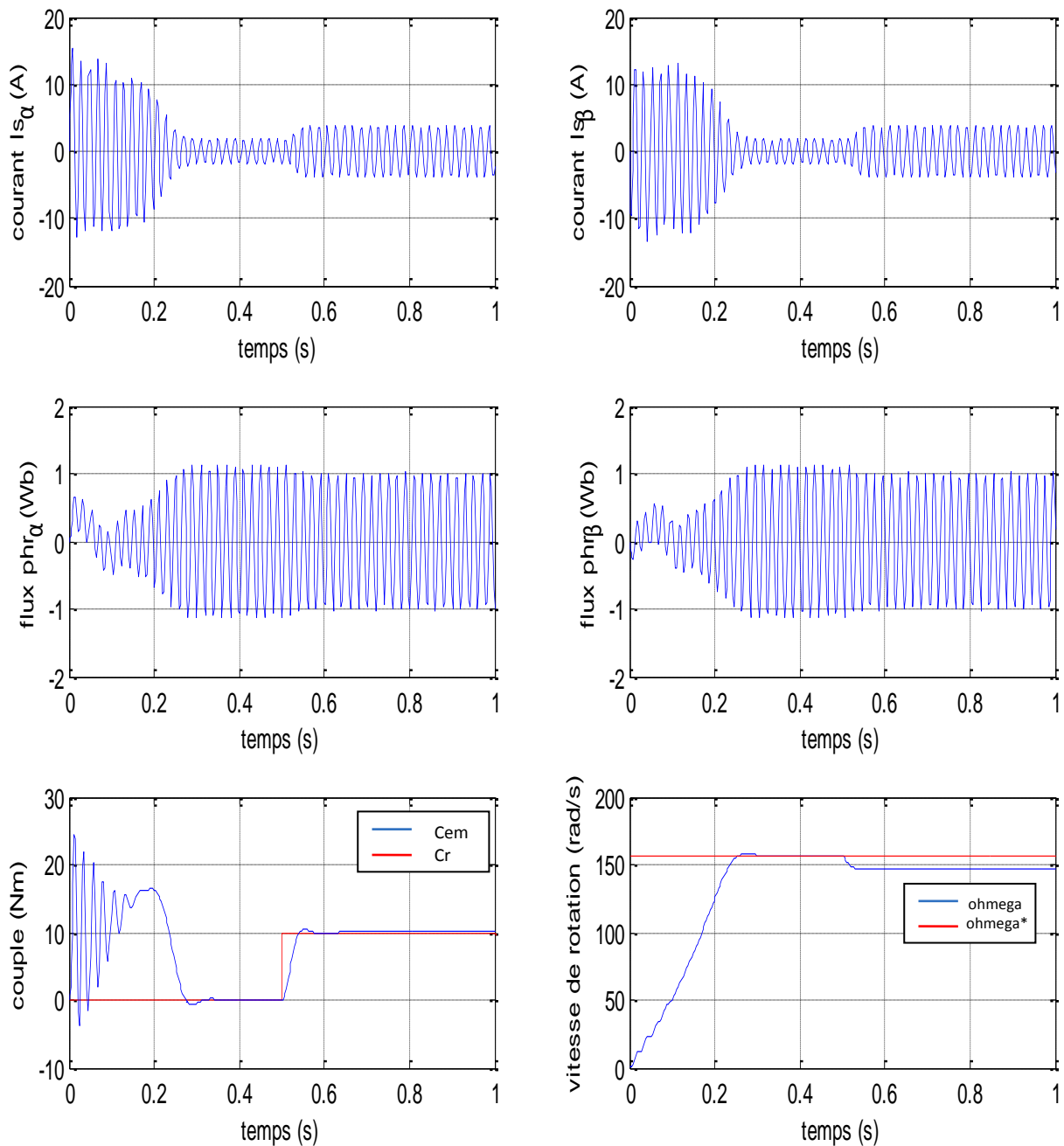


fig.II. 7 : Résultat de simulation de la MAS alimentée en tension

II.1.6.2 Interprétation des résultats

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 157 rad/s (vitesse de synchronisme), le moteur étant à vide. Lors de l'application d'un couple de charge de 10 Nm à $t = 0.5 \text{ s}$, une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation.

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée. Ainsi le couple de démarrage monte à 25 Nm alors que le couple nominal du moteur est de l'ordre de 20 Nm . On remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

II.2 MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

II.2.1 INTRODUCTION

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (*DC/AC*). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (*MLI*) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à *MLI* permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz.

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (*AC/DC*) connecté au réseau, contrôlé ou pas [7]. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs *C* ou *LC*, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formés d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la *MAS* une fois les interrupteurs sont ouverts.

À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), appelée en anglais (*Pulse Width Modulation PWM*). Il existe plusieurs techniques *PWM*, dont deux seront mentionnées, la *PWM* dite sinus-triangle (*STPWM*), et la *MLI* vectorielle ou (*space vector PWM*) abrégée (*SVPWM*), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [8].

II.2.2 MODÈLE MATHÉMATIQUE DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande $S_i (i = a, b, c)$:

- $S_i=1$ l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i=0$ l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif "o" représenter sur la figure(II.7) :

$$v_{io} = V_{dc}(S_i - \frac{1}{2}) \quad (\text{II-42})$$

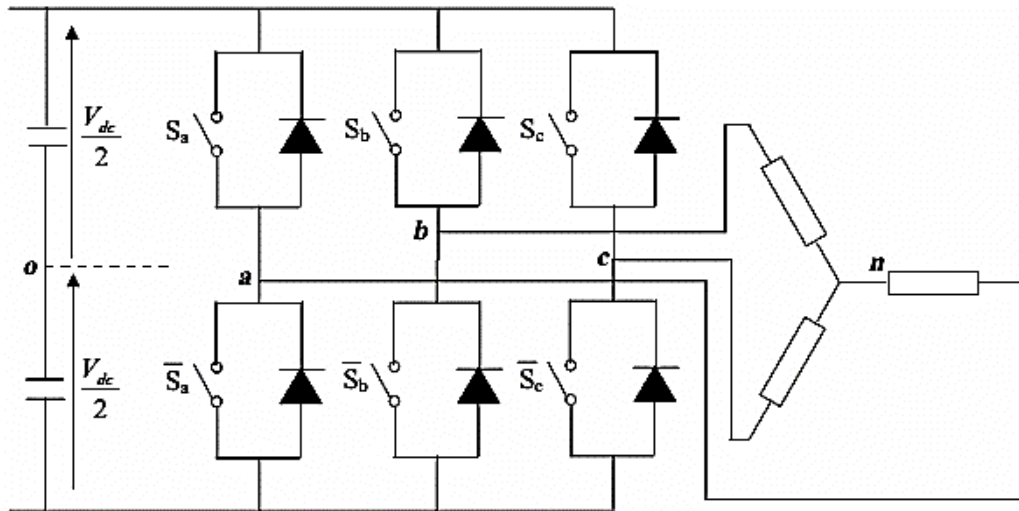


fig.II. 8: L'onduleur de tension associé à la MAS

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées: v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ab} = (v_{an} - v_{bn}) \\ v_{bc} = (v_{bn} - v_{cn}) \\ v_{ca} = (v_{cn} - v_{an}) \end{cases} \quad (II-43)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (II-44)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = (v_{ao} - v_{bo}) \\ v_{bc} = (v_{bo} - v_{co}) \\ v_{ca} = (v_{co} - v_{ao}) \end{cases} \quad (II-45)$$

En remplaçant (II-45) dans (II-44) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (II-46)$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ao} = (v_{an} - v_{no}) \\ v_{bo} = (v_{bn} - v_{no}) \\ v_{co} = (v_{cn} - v_{no}) \end{cases} \quad (\text{II-47})$$

On peut déduire le potentiel entre les points **n** et **o** :

$$v_{no} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} \quad (\text{II-48})$$

L'utilisation de l'expression (II-41) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-49})$$

Les techniques de *MLI* ou (*PWM*) ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques *PWM*. Ils se résument en: l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique et le spectre harmonique de courant (ou analyse *FFT* : *Fast Fourier Transformation*), l'harmoniques de couple, et les pertes à la commutation [9].

II.2.3 COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE

De nombreuses lois de commande sont mises en œuvre pour aboutir à une onde à *MLI*. Historiquement c'est la sinus triangle - connue également sous l'appellation « méthode de sous oscillation » - qui fut la première utilisée ; Cependant, elle demeure la technique la plus fréquemment utilisée en raison de sa grande simplicité.

II.2.3.1 Principe de base :

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [2].

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Cette -*MLI*- sert à remédier ces problèmes et elle comme avantages :

- 1)- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- 2)- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Conséquences :

- 1)- Minimisation de la distorsion du courant.
- 2)- Faible coût du filtre de sortie.

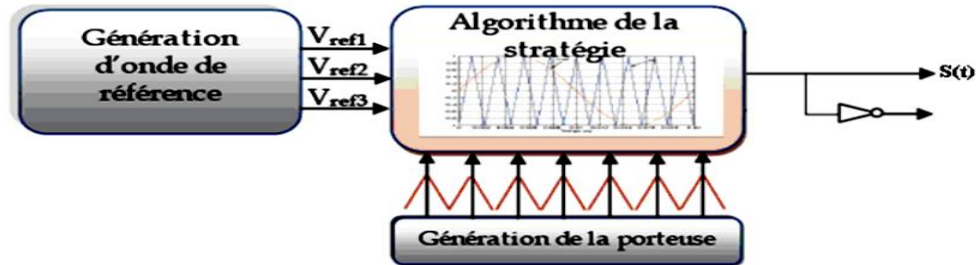


fig.II. 9: Principe de la commande sinusoidale

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$V_r \geq V_p \Rightarrow S(t) = 1 \text{ Sinon } S(t) = 0 \tag{II.50}$$

Avec :

V_r : la tension référence.

V_p : la tension porteuse.

$S(t)$: est le signal MLI résultant.

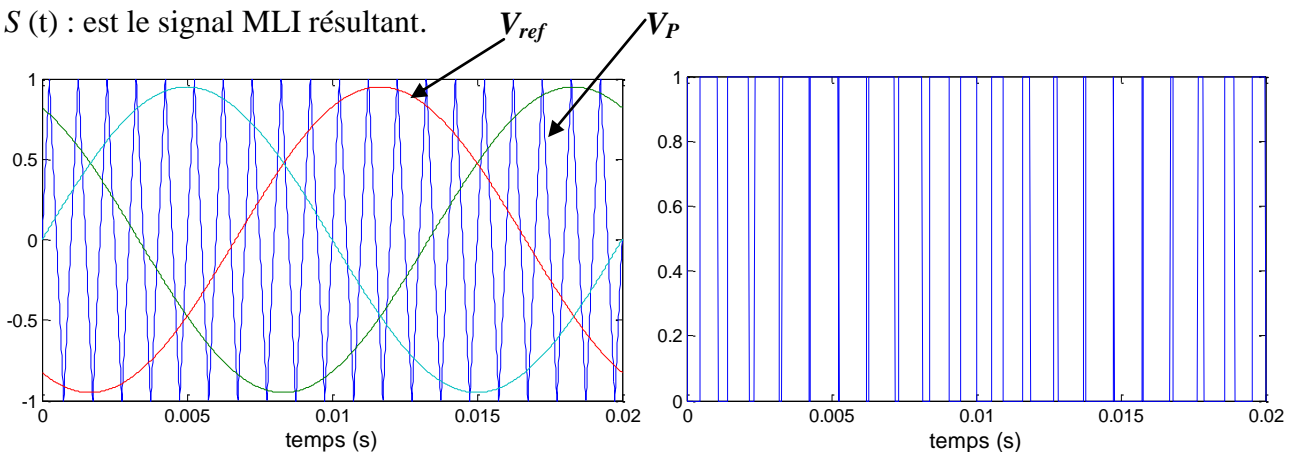


fig.II. 10: Illustration de la MLI sinusoidale

II.2.3.2 Propriétés :

Si la référence est sinusoidale, on utilise deux paramètres caractérisant la MLI :

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la référence f_{ref} . $\left(m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p}\right)$ (II.51)

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) "r" qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence $V_{m ref}$ sur la porteuse $V_{m p}$.

$$\left(r = \frac{V_{m ref}}{V_p}\right) \tag{II.52}$$

II.2.3.3 Tensions de référence :

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

$$\begin{cases} V_{ref1} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.53)$$

II.2.3.4 Le schéma bloc :

Le schéma fonctionnel de la figure (II .9) montre le principe de la commande triangulo-sinusoidale à deux niveaux : La forme de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasée pour r=1 et m=21 est représentée par la figure suivante :

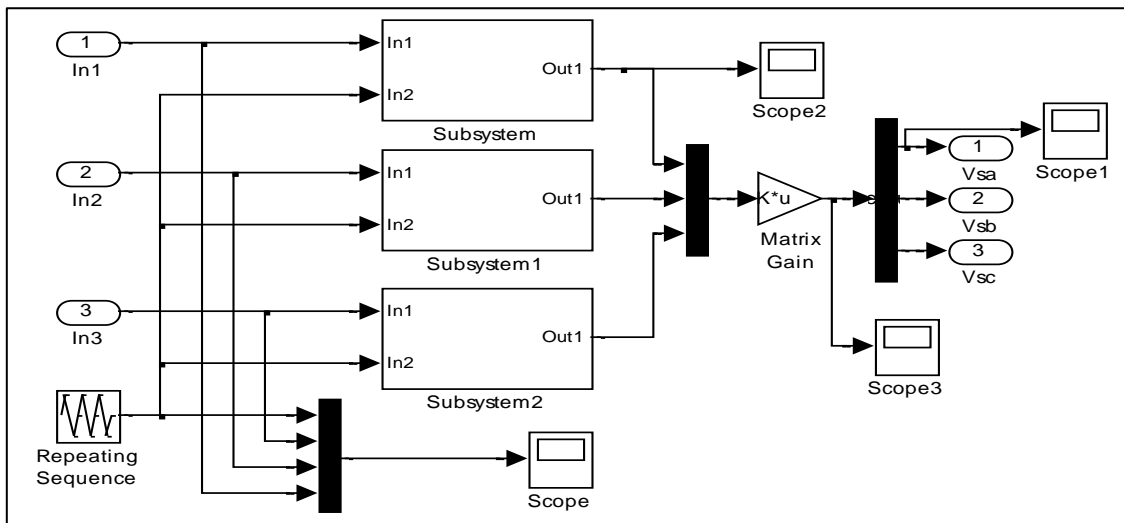


fig.II. 11: Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoidale.

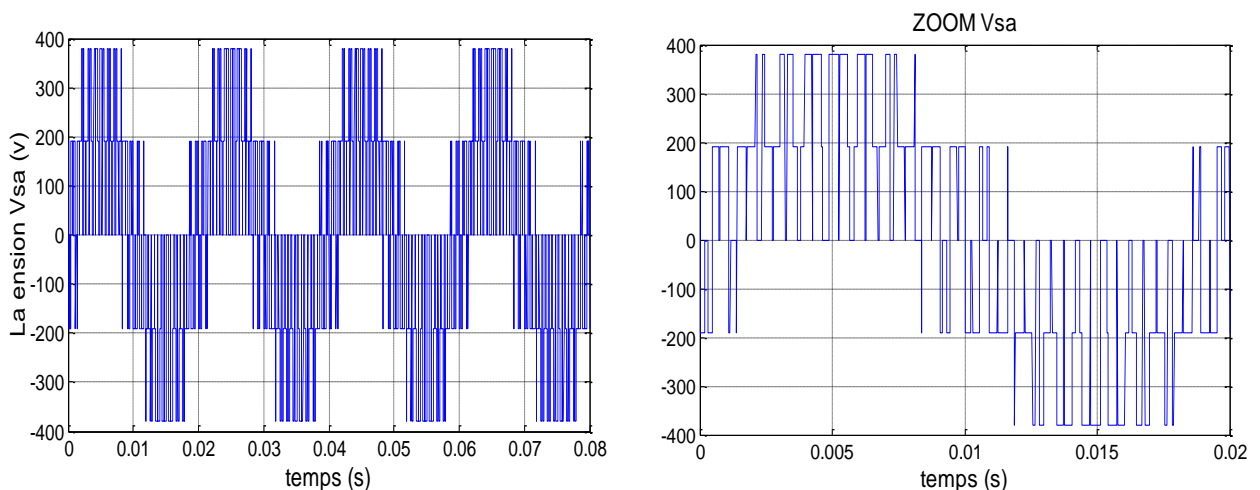


fig.II. 12: Forme de tension de sortie et sont zoom de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoidale pour m=21 et r=1.

II.3 SIMULATION DE LA MAS AVEC L'ONDULEUR

Le schéma fonctionnel de la figure (II.11) montre le démarrage de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension triphasée deux niveaux commandés par MLI (PWM):

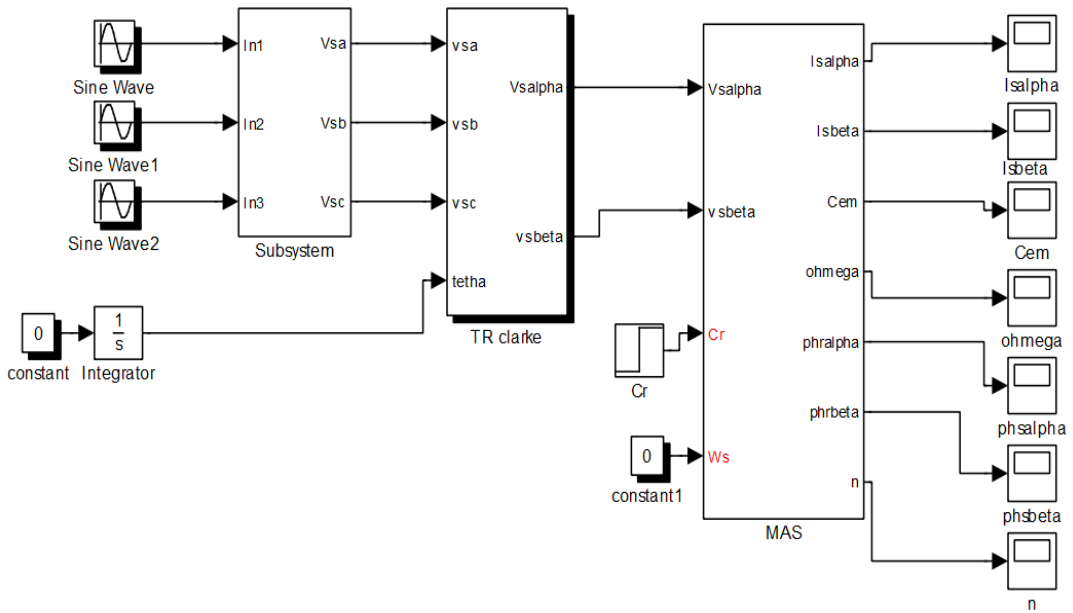
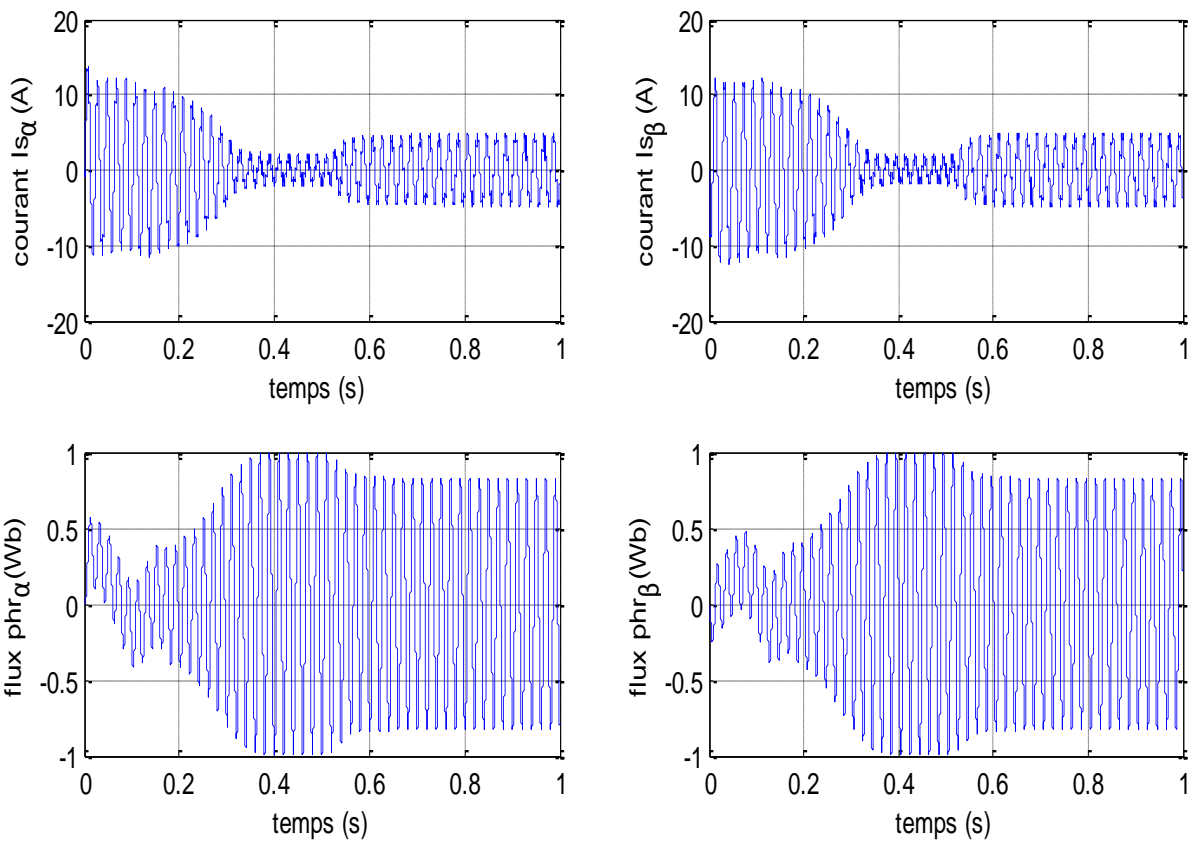


fig.II. 13: Schéma bloc de la MAS avec l'onduleur



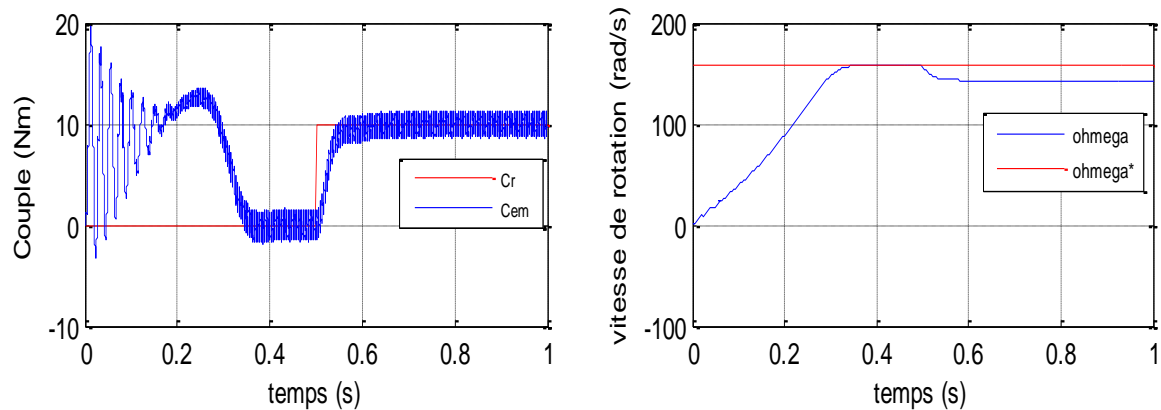


fig.II. 14: Résultat de simulation de la MAS alimentée par l'onduleur de tension MLI.

✓ Interprétations des résultats

Les courbes de la Figure (II.14) représente les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ($C_r=10$ N.m) de la machine associée à un onduleur de tension.

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur. Le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

L'allure de composante du courant statorique est semblable à celle obtenue avec alimentation directe sous pleine tension.

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le repère (α, β) lié au stator, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent de Concordia. Cela permet de travailler avec les grandeurs réelles de la machine asynchrone. L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), ce qui génère des oscillations remarquables sur les courants et le couple.

Lors de la variation de la charge, la vitesse de la machine asynchrone est diminué au sa valeur de référence, ce qui permet aussi de chercher des lois de commande pour compenser cette diminution.

CHAPITRE 3 :

Techniques de commande de la MAS

III TECHNIQUES DE COMMANDE DE LA MAS

III.1 COMMANDE SCALAIRE

III.1.1 INTRODUCTION

La variation de la vitesse des machines à courant alternatif s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique. Pour contrôler le flux dans la machine, il faut varier l'amplitude des tensions. Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge.

Cette méthode de contrôle équipe le plus grand nombre de variateurs, ceux qui ne nécessitent pas de fonctionnement à basse vitesses. On peut envisager avec ce type de commande un positionnement de la machine. Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine nécessite le contrôle de son flux magnétique, selon deux modes :

Le contrôle indirect, en imposant l'amplitude de la tension ou du courant en fonction des fréquences.

Le contrôle direct, en régulant le flux ; ce qui nécessite sa mesure ou son estimation.

Le deuxième mode, plus compliqué à mettre en œuvre, permet de mieux imposer le flux au cours des régimes transitoires.

III.1.2 LE COMPORTEMENT DE LA MAS EN RÉGIME PERMANENT

$$\text{Posons : } \bar{X} = \bar{X}_d + j\bar{X}_q \tag{III.1}$$

$$\text{Au rotor : } 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_{sl} L_r \bar{I}_r + j\omega_{sl} L_m \bar{I}_s \tag{III.2}$$

$$\text{Flux stator : } \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r \tag{III.3}$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_r &= -\frac{jL_m \omega_{sl}}{R_r + j\omega_{sl} L_r} \bar{I}_s \\ &= L_s \frac{R_r + j\omega_{sl} \sigma L_r}{R_r + j\omega_{sl} L_r} \bar{I}_s \end{aligned}$$

$$\text{D'où } I_s = \frac{\bar{\Psi}_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega_{sl} L_r}{R_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_{sl} \sigma L_r}{R_r}\right)^2}} \bar{I}_s \tag{III.4}$$

$$\text{Couple } C_{em} = p L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) = p L_m \text{Im}(\bar{I}_s \cdot \bar{I}_r^*) \tag{III.5}$$

Des relations précédentes, on en déduit :

$$C_{em} = 3p \left(\frac{L_m}{L_s}\right)^2 \Psi_{s \text{ eff}}^2 \frac{\omega_{sl}}{R_r \left(1 + \left(\frac{\sigma L_r}{R_r} \omega_{sl}\right)^2\right)} \tag{III.6}$$

$$\text{Avec : } \sqrt{x_d^2 + x_q^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{X}$$

La valeur du couple est fixée par ω_{sl} et par le module du flux. En fonctionnant au flux nominal, pour un couple donné, on peut déterminer le glissement donnant le couple maximal pour lequel la réactance de fuite et la résistance rotorique sont égales :

$$C_{em_{max}} = 3p \left(\frac{L_m}{L_s} \right)^2 \Psi_{s\text{eff}}^2 \frac{1}{2\sigma L_r} \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Pour } \omega_{sl_{max}} = \frac{R_r}{\sigma L_r}$$

$$\text{Si le glissement est faible : } C_{em} = \alpha (\Psi_s)^2 \omega_{sl} \quad (\text{III.8})$$

ω_{sl} Permet donc de régler le couple.

En régime permanent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s L_m \bar{I}_r \quad (\text{III.9})$$

$$\text{D'où } \bar{V}_s = \frac{R_s}{1+j\frac{L_r}{R_r}} \left[\left(1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_{sl} \omega_s \right) + j \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_{sl} + \frac{L_s}{R_s} \omega_e \right) \right] \bar{I}_s \quad (\text{III.10})$$

$$V_s = \Psi_s^* \frac{R_s}{L_s} \sqrt{\frac{\left(1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_{sl} \omega_s \right)^2 + \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_{sl} + \frac{L_s}{R_s} \omega_s \right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma \omega_{sl} L_r}{R_r} \right)^2}} \quad (\text{III.11})$$

III.1.3 ALIMENTATION EN TENSION

La loi de commande précédente permet de maintenir le flux constant. Mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée.

$$\text{➤ Si la pulsation rotorique est très faible, alors : } V_s = \Psi_s^* \omega_s \sqrt{\left(1 + \frac{R_s}{\omega_s L_s} \right)^2} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{➤ Si, de plus, } R_s \text{ est négligeable, alors : } V_s = \Psi_s^* \omega_s \quad (\text{III.13})$$

Ce qui caractérise une loi en $V_s/f_e = \text{cste}$.

III.1.4 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.

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

$$C_{max} = \frac{3p}{2N_r} \left(\frac{V}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{III.14})$$

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 (Fig.III.1).

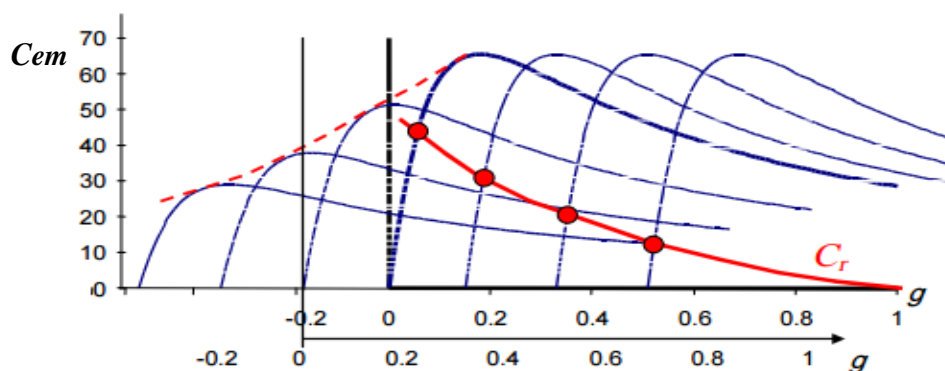


fig.III. 1: Déplacement de la caractéristique Couple-glisement en fonction de la fréquence d'alimentation.

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 est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$ de la Figure III. 2).

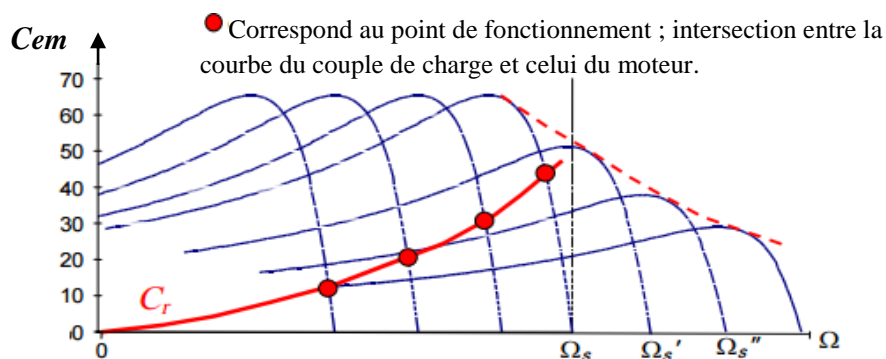


fig.III. 2 : Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation

À basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Fig.III. 3).

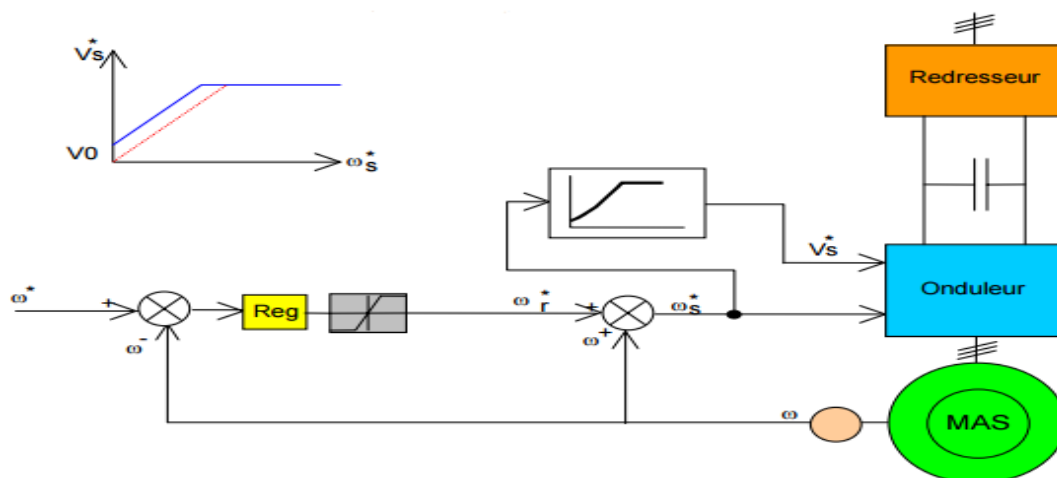


fig.III. 3: Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f

III.1.6 PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION

III.1.6.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide :

Après 0.5s du démarrage à vide, nous introduisons un couple de charge nominale de 10N/m. les résultats de simulation sont donnés en *fig.III. 5* :

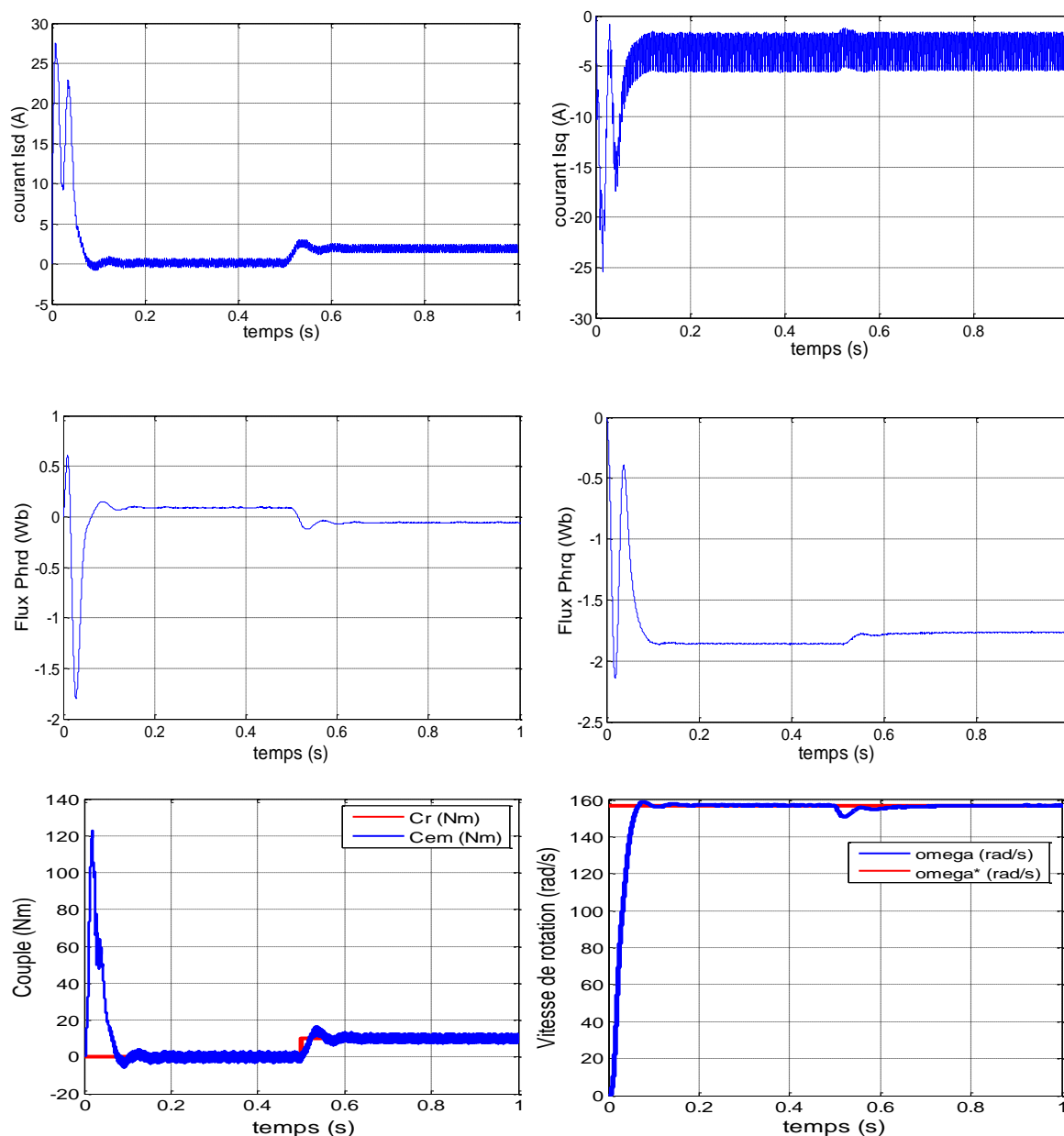


fig.III. 5: Essai en charge nominale après un démarrage à vide.

L'introduction du couple de 10N/m après un t=0.5 seconde diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à 10N/m, le courant aussi augmente à sa valeur nominale. Le flux qui est affecté par la variation du couple, c'est l'effet du couplage couple – flux.

III.1.6.2 Test avec la variation de vitesse

Nous appliquons sur notre moteur plusieurs consignes de vitesse, nous remarquons que la vitesse suite à chaque fois la consigne mais avec un temps de réponse important et avec un dépassement remarquable. Le flux n'est pas constant à cause de la relation
$$V_s = \Psi_s^* \omega_s \sqrt{\left(1 + \frac{R_s}{\omega_s L_s}\right)^2}$$

On peut dire que ces résultats montrent bien la non robustesse de la commande scalaire à la variation de vitesse.

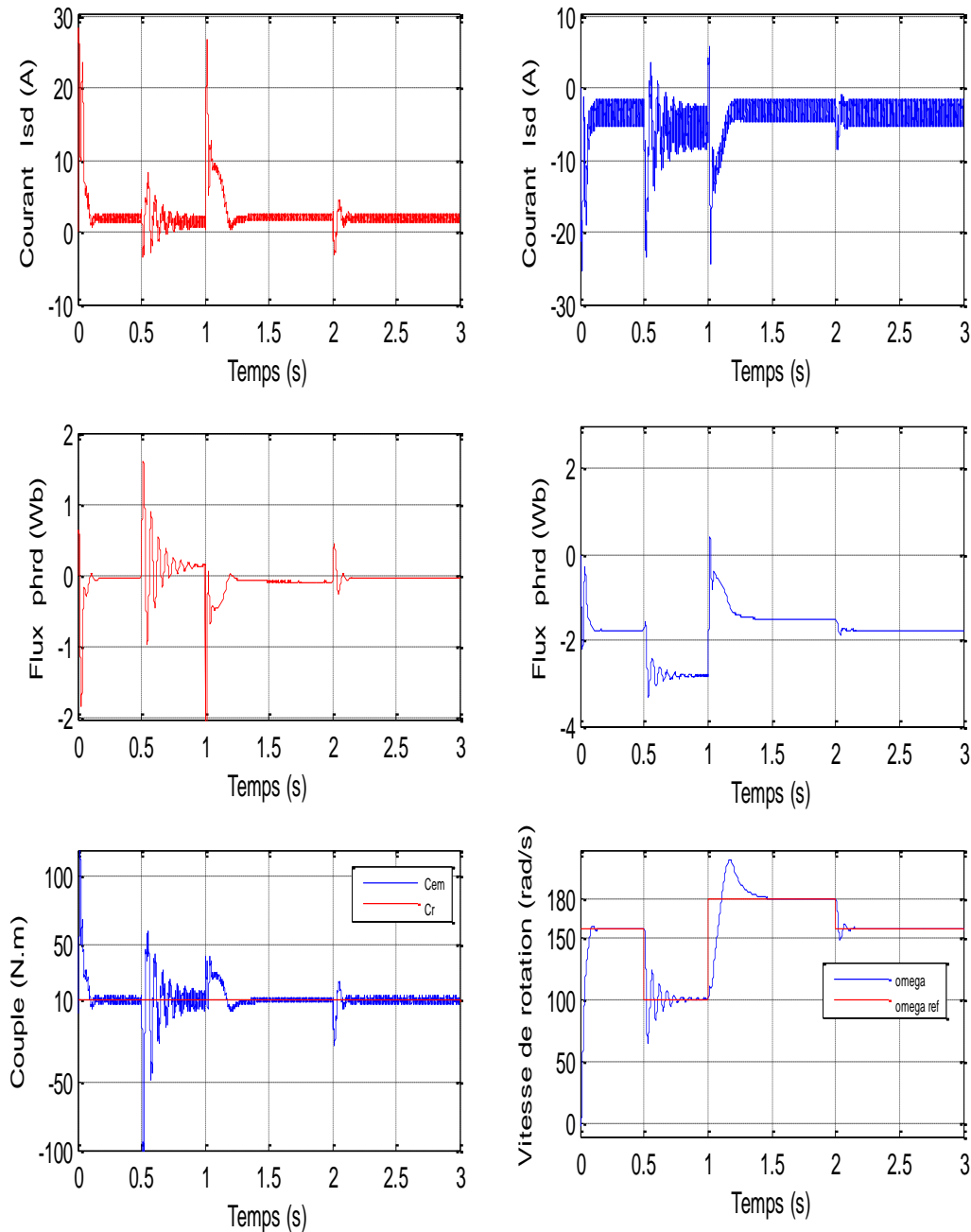


fig.III. 6: Test avec la variation de vitesse

III.1.6.3 Test avec l'inversion de sens de rotation

Lors de l'inversion de sens de rotation du moteur à $t=1.5$ s, Le flux du moteur est perturbé et a changé sa valeur. La vitesse toujours suite sa consigne avec un temps de réponse, le couplage flux-couple est très claire bien sur cela dû au comportement complexe du moteur à induction.

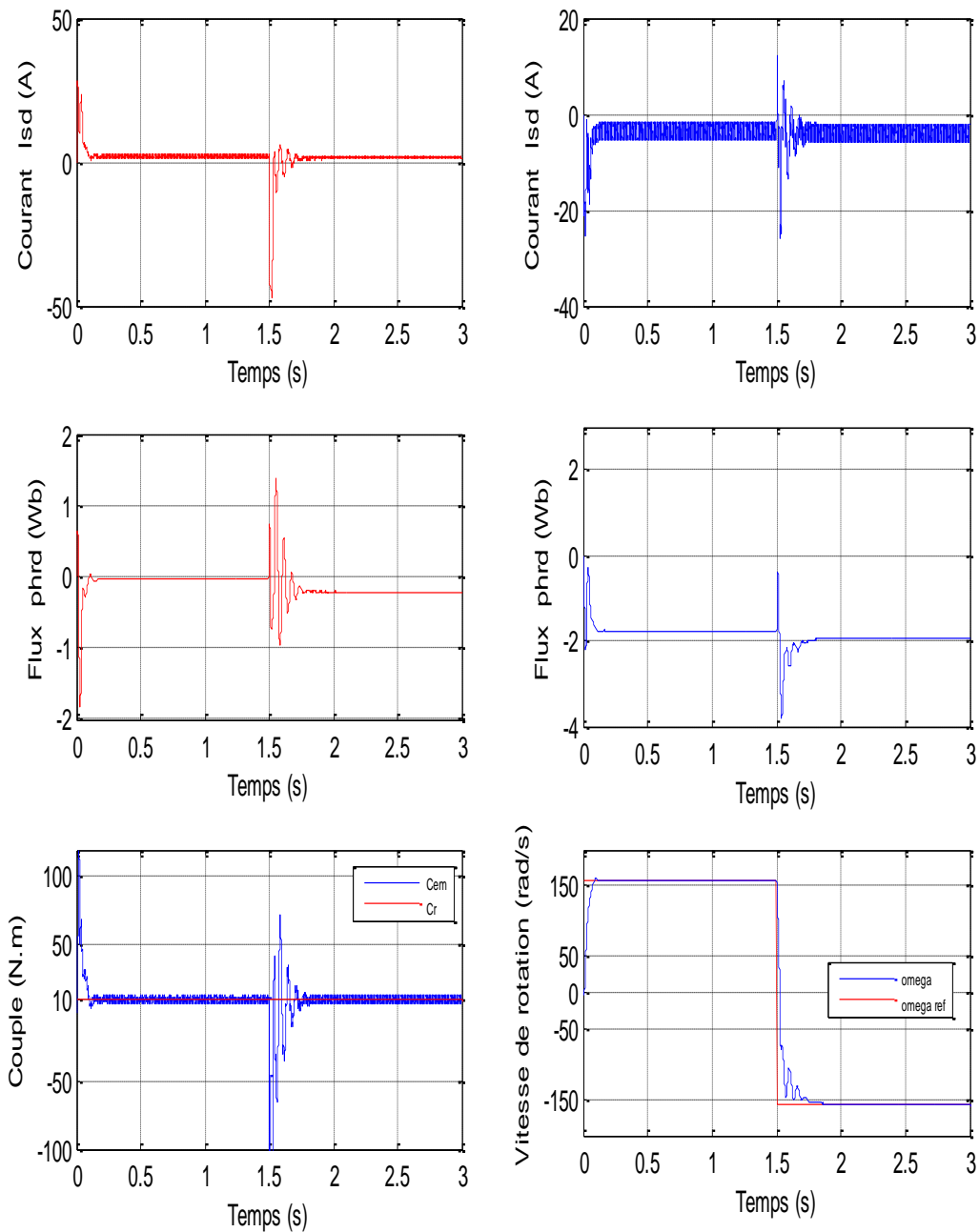


fig.III. 7: Test avec l'inversion de sens de rotation

III.2 LA COMMANDE VECTORIELLE

III.2.1 INTRODUCTION

La machine à induction comme actionneur, est l'un des plus complexes à commander puisque le couple que développe cette machine dépend des courants évoluant dans la cage. Ces courants sont, par construction de la machine, inaccessibles.

Cette machine est un système complexe, non linéaire, avec un couplage entre les variables principales. Selon linéarité et cette complexité des propriétés dynamiques du système exigent une commande complexe. Ceci nous conduit à chercher une commande aussi simple que possible, dans le but de commander notre machine de la même façon qu'un moteur à courant continu à excitation séparée avec un contrôle découplé du couple et du flux. Une des méthodes les plus utilisées et des plus performantes est la commande vectorielle par orientation du flux.

En effet le control vectoriel permet de contrôler les valeurs instantanées des grandeurs électriques de la machine asynchrone ce qui permet d'avoir une dynamique assez élevée grâce au découplage du flux et du couple. Un des grands avantages de la commande vectorielle est l'obtention d'un couple élevé, pendant les transitoires, ce qui se traduit par une réponse rapide aux changements de charge ou de consigne de vitesse. Dans la littérature spécialisée [24],[25],[26] on dénombre beaucoup de techniques employées pour la C.V des MAS entre outre, la plus utilisée est celle par orientation du flux rotorique qui sera présentée dans ce chapitre.

III.2.1.1 Introduction à la commande vectorielle

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

$$\text{➤ Flux rotorique : } \psi_{rd} = \psi_r \text{ et } \psi_{rq} = 0 \quad (\text{III.12})$$

$$\text{➤ Flux statorique : } \psi_{sd} = \psi_s \text{ et } \psi_{sq} = 0 \quad (\text{III.13})$$

$$\text{➤ Flux d'entrefer : } \psi_{gd} = \psi_g \text{ et } \psi_{gq} = 0 \quad (\text{III.14})$$

La figure (III.8) représente le flux rotorique ψ_r , le flux statorique ψ_s , le flux d'entrefer ψ_g

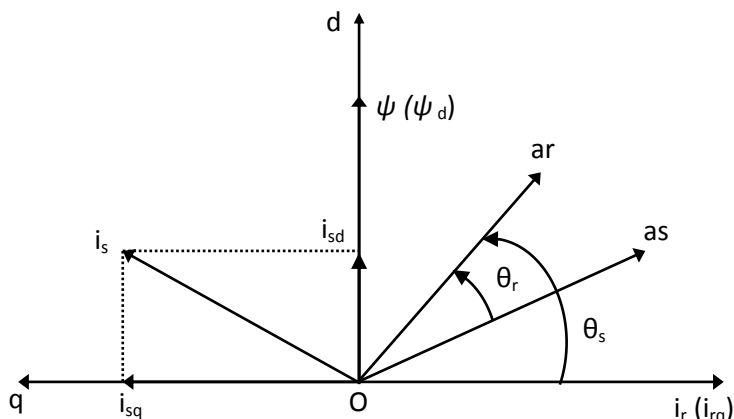


fig.III. 8: Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

III.2.2 Principe de base de la commande vectorielle

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

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

Or le couple est donné par :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_s} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \tag{III.15}$$

Si l'axe d, est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que, $(\psi_{rd}=\psi_r \text{ et } \psi_{rq}=0)$ dans le repère lié au champ tournant, le couple devient:

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sq} \tag{III.16}$$

Ou encore moyennant une constante $K_t = P \frac{L_m^2}{L_r}$ prés, le couple devient :

$$C_e = K_t i_{sd} i_{sq} \tag{III.17}$$

La présente expression est analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

$$C_e = K_t i_a i_f \tag{III.18}$$

L'analogie est donc telle que le courant i_{sd} correspond à i_f (courant inducteur) et i_{sq} correspond à i_a (courant induit). Le contrôle du couple devient parfaitement linéaire, si l'une des

deux composantes du courant statorique est fixée. Généralement, à flux constant c'est i_{sd} qui est égale à une constante après extinction des transitoires.

Les équations (III.13), (III.17) et (III.21) munies de la contrainte $\psi_{rq} = 0$ se simplifient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_r \\ C_e = K_t \psi_r i_{sq} \\ \omega_r = \frac{R_r L_m}{L_r \psi_r} i_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (III.19)$$

La commande vectorielle assurant le contrôle du flux et du couple et définie par le système d'équations (III.19). Le schéma bloc de cette structure est représenté par le montage de la figure(III.9).

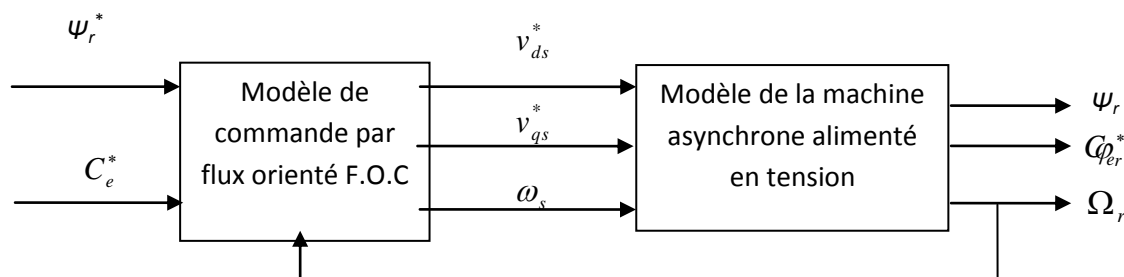


fig.III. 9: Structure de commande par orientation du flux rotorique pour une alimentation en tension

III.2.2.1 Structure de commande vectorielle à flux orienté

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes [24],[25]:

La première est la commande directe, cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Les inconvénients majeurs de cette méthode, est La non-fiabilité de la mesure du flux, et le coût de production élevé (capteur+ filtre).

La deuxième est la commande indirecte, cette méthode n'utilise pas l'amplitude de flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'existe pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette

dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près. Comme nous le montrée la figure III.11.

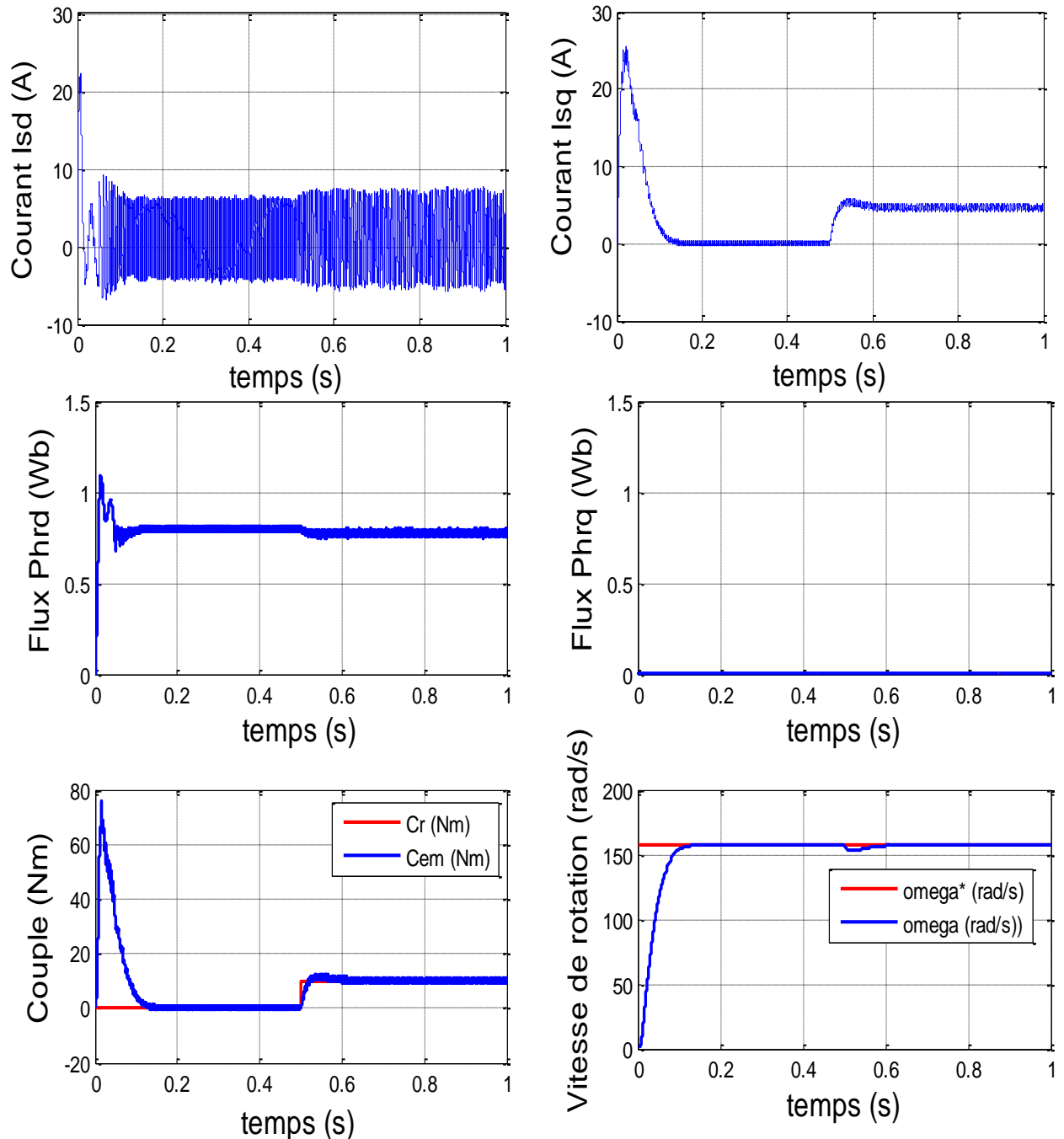


fig.III. 11 : Essai en charge nominale après un démarrage à vide

III.2.3.2 Test avec la variation de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref}=157, 100, 180,157$ rad/s) de la figure (2.18) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotoriques ψ_{rd} (autour de 1 wb) et ψ_{rq} (autour de 0 wb), le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.

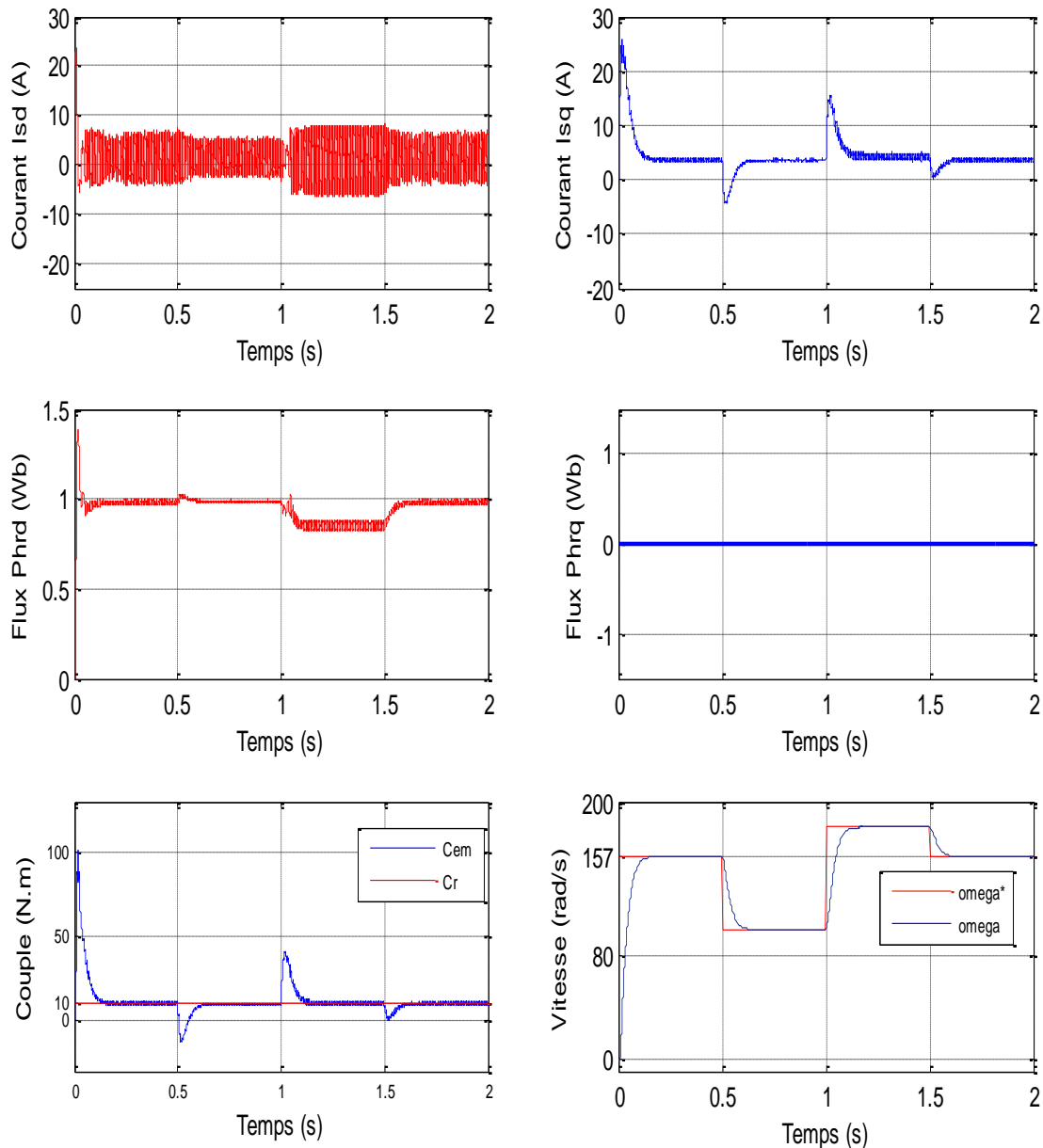


fig.III. 12 : Test avec la variation de la vitesse.

III.2.3.3 Test avec l'inversion de vitesse

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s a -157 rad/s) avec une charge nominale les résultats montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposé avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

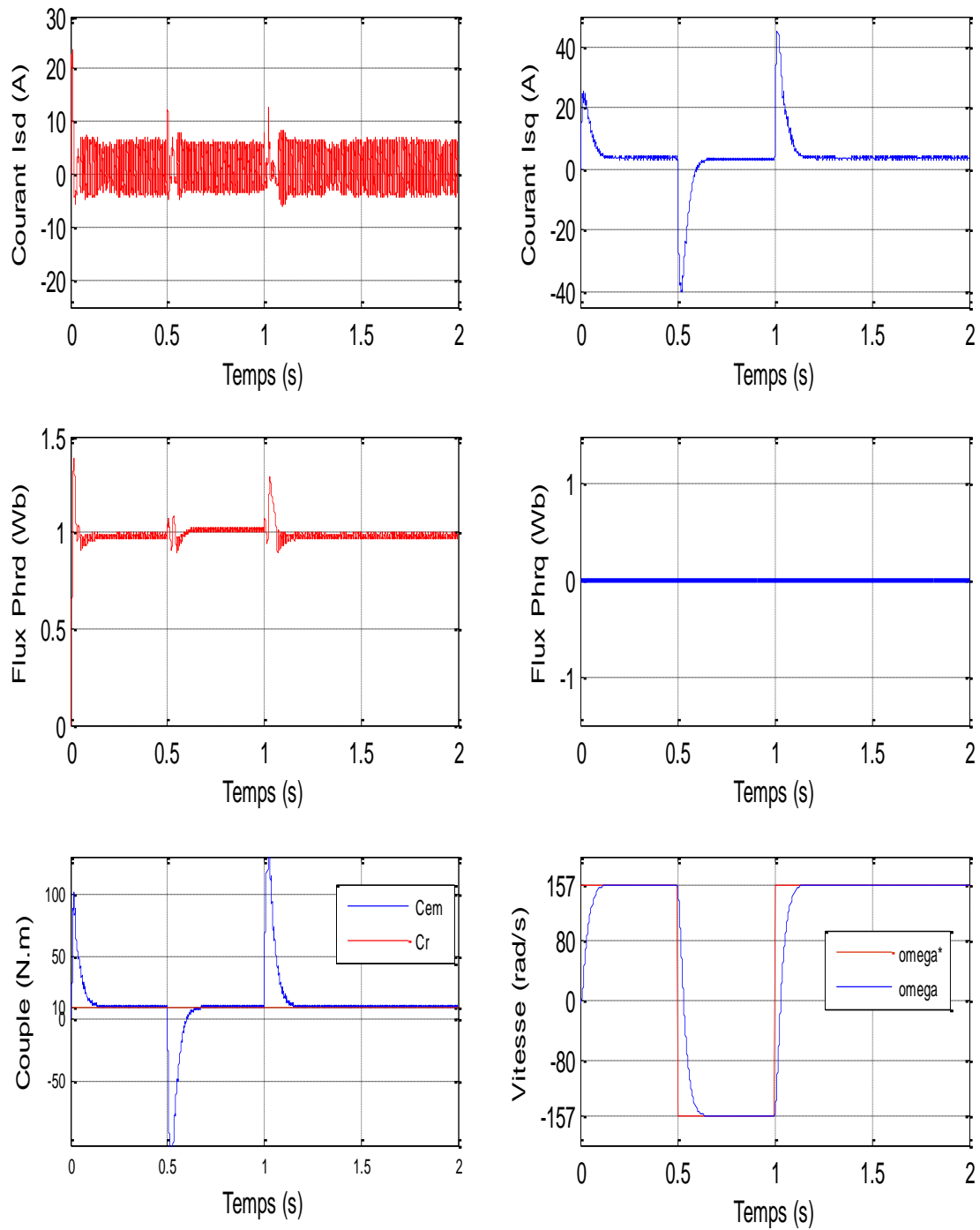


fig.III. 13: Test avec l'inversion de sens de rotation.

III.3 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MAS

III.3.1 INTRODUCTION

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI.

En effet, La commande DTC à partir de références externes, tels le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaires) les tensions à appliquer à la machine, mais recherche 'le meilleur' état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. La commande DTC considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation, la recherche de l'état de commutation le plus adapté à un instant de calcul reposant sur une heuristique des comportements des évolutions du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés.

La commande DTC a été appliquée à la commande de machines asynchrones, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes. Dans la commande DTC classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine asynchrone : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

La technologie moderne des systèmes d'entraînements exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

III.3.2 Principe de la commande DTC

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée.

La commande par DTC de la MAS, peut être schématisée par la figure (III.14). Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, en plus [12].

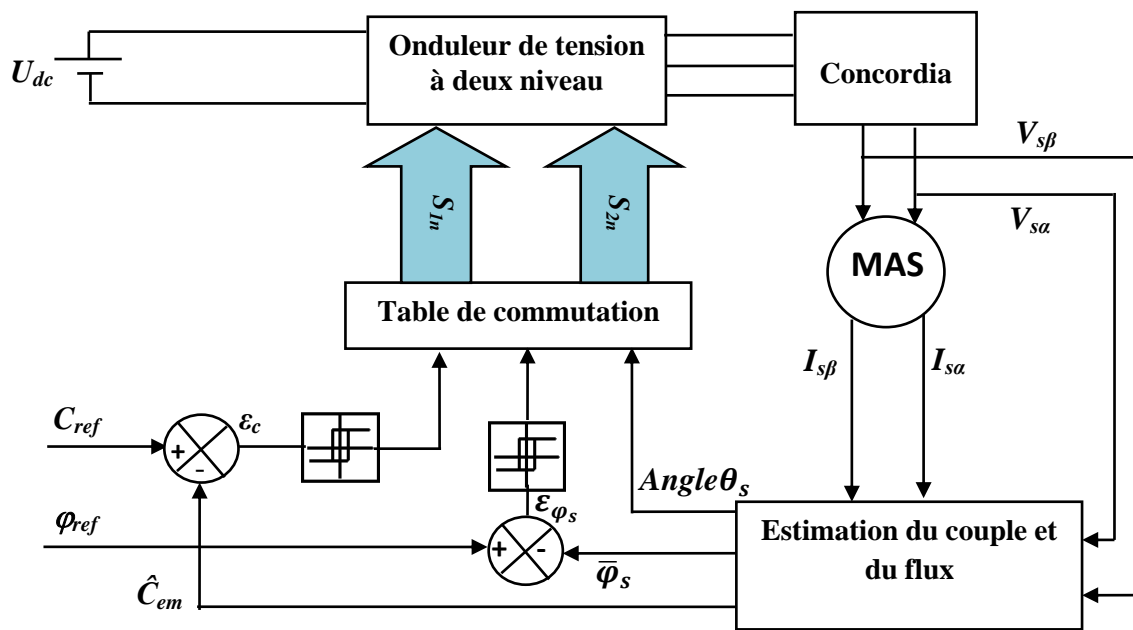


fig.III. 14: Schème du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux

III.3.3 Schéma global du contrôle direct du couple

La (Figure III.15) donne le schéma Simulink général du contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension.

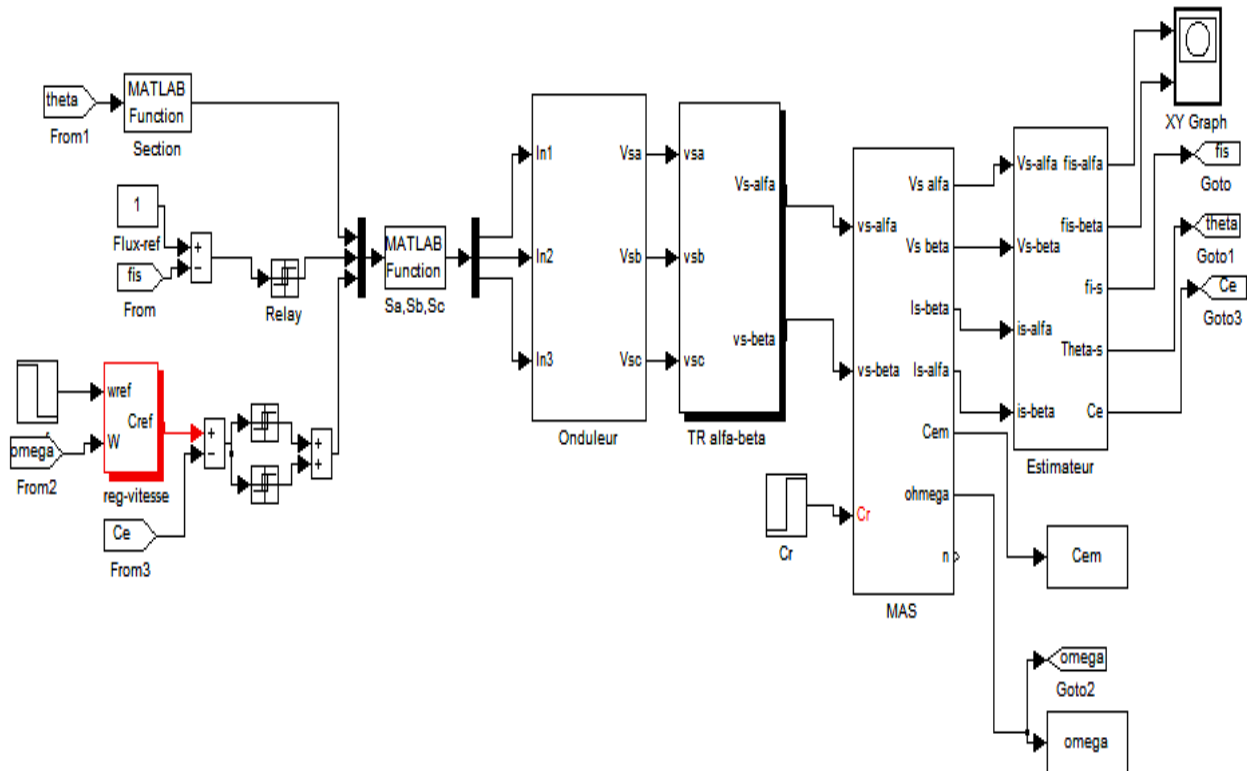


fig.III. 15: Schéma bloc Simulink de la DTC.

III.3.4 Présentation des résultats de simulation

III.3.4.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide :

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (157 rad/s). Suivi par un échelon de couple ($C_r=10$ Nm) appliqué à l'instant ($t=1$ sec). Les résultats de simulation représentent par la figure suivante :

On vu que le couple suit la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence, ce qui montre que la commande (DTC) présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage. On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que le courant à une forme sinusoïdale qui répond avec succès à ce type de test.

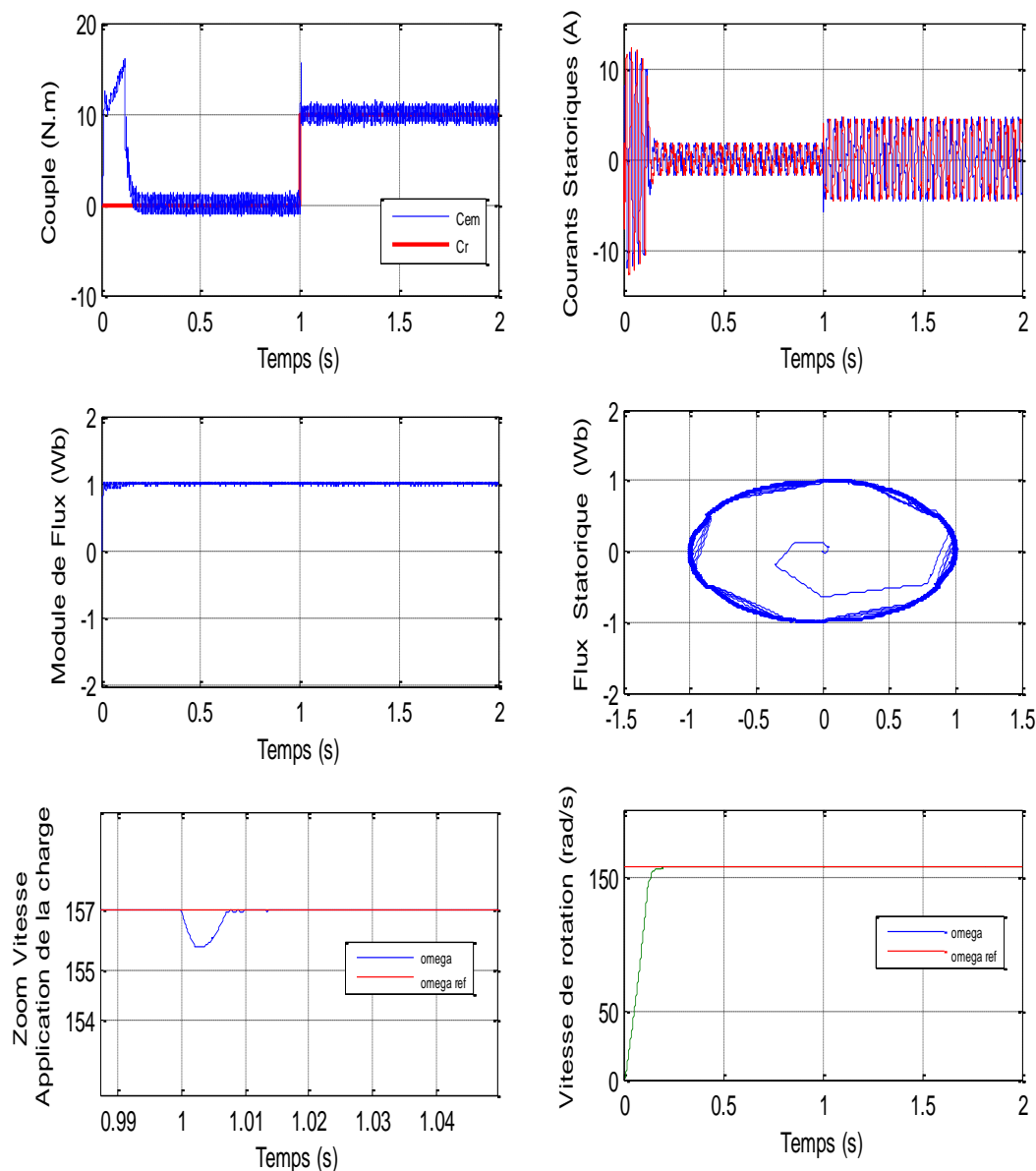


fig.III. 16: Essai en charge nominale après un démarrage à vide

III.3.4.2 Test avec la variation de vitesse

On constate par ces figures que la vitesse a une bonne dynamique, sans dépassement ni d'erreur statique et suit sa référence d'une manière acceptable, le couple est ondulé, sa dynamique est moins performante dû au régulateur ajouté pour la régulation de la vitesse, le flux suit la trajectoire prédéfinie mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne dû à la bande d'hystérésis.

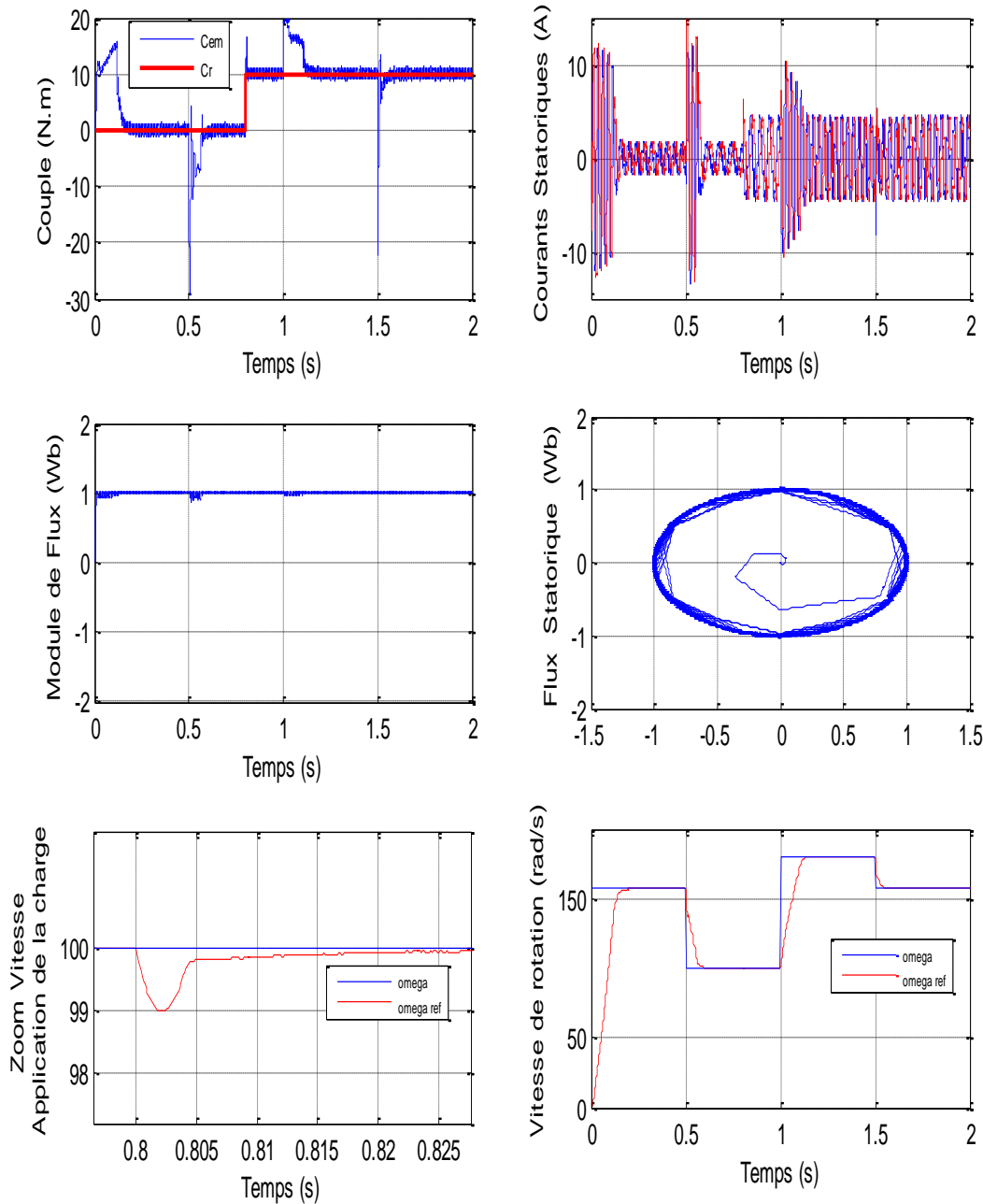


fig.III. 17 : Test avec la variation de vitesse

III.3.4.3 Test avec l'inversion de vitesse

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s a -157 rad/s) avec l'application de charge nominale à 0,8s, les résultats montre que la réponse en vitesse suit

parfaitement la consigne avec temps de réponse de 0.2s et une erreur statique nulle. Le couple suit la valeur de charge imposé avec certains pics lors de l'inversion de sens de rotation. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

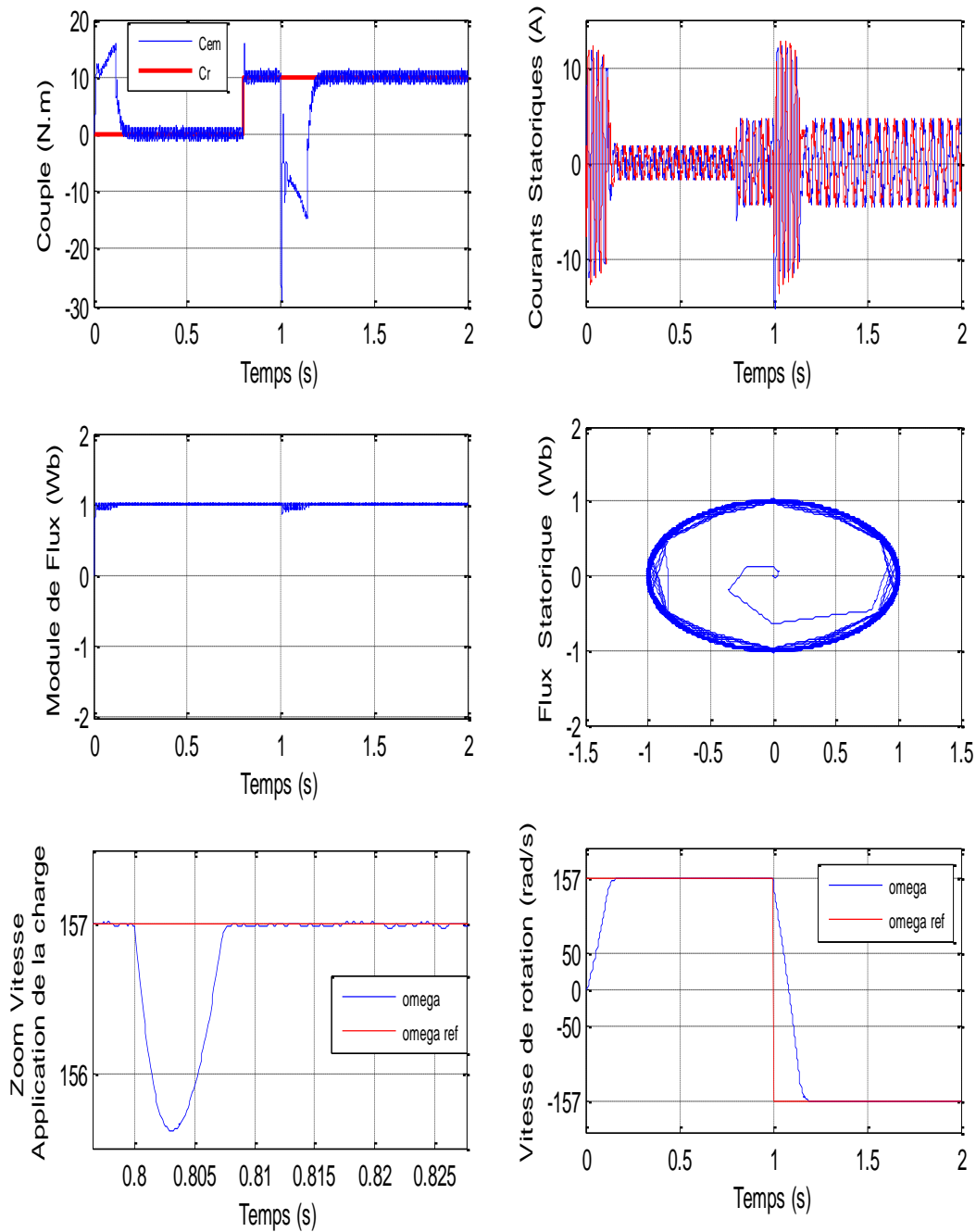


fig.III. 18 : Test avec l'inversion de vitesse

III.4 Étude comparative

❖ Test en charge nominale après un démarrage à vide :

On remarque que :

- Le couple de démarrage, pour la DTC, présente une dynamique rapide et sans dépassement par rapport au celui du FOC et celui de commande scalaire.
- Pour la DTC, l'influence de la variation de la charge est négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence. Par contre dans les deux commandes FOC et scalaire, il y a une diminution à la vitesse pendant certain temps puis se rétablit à sa référence.
- Le flux au DTC et au FOC est insensible à la perturbation de la charge. Le contraire au commande scalaire.

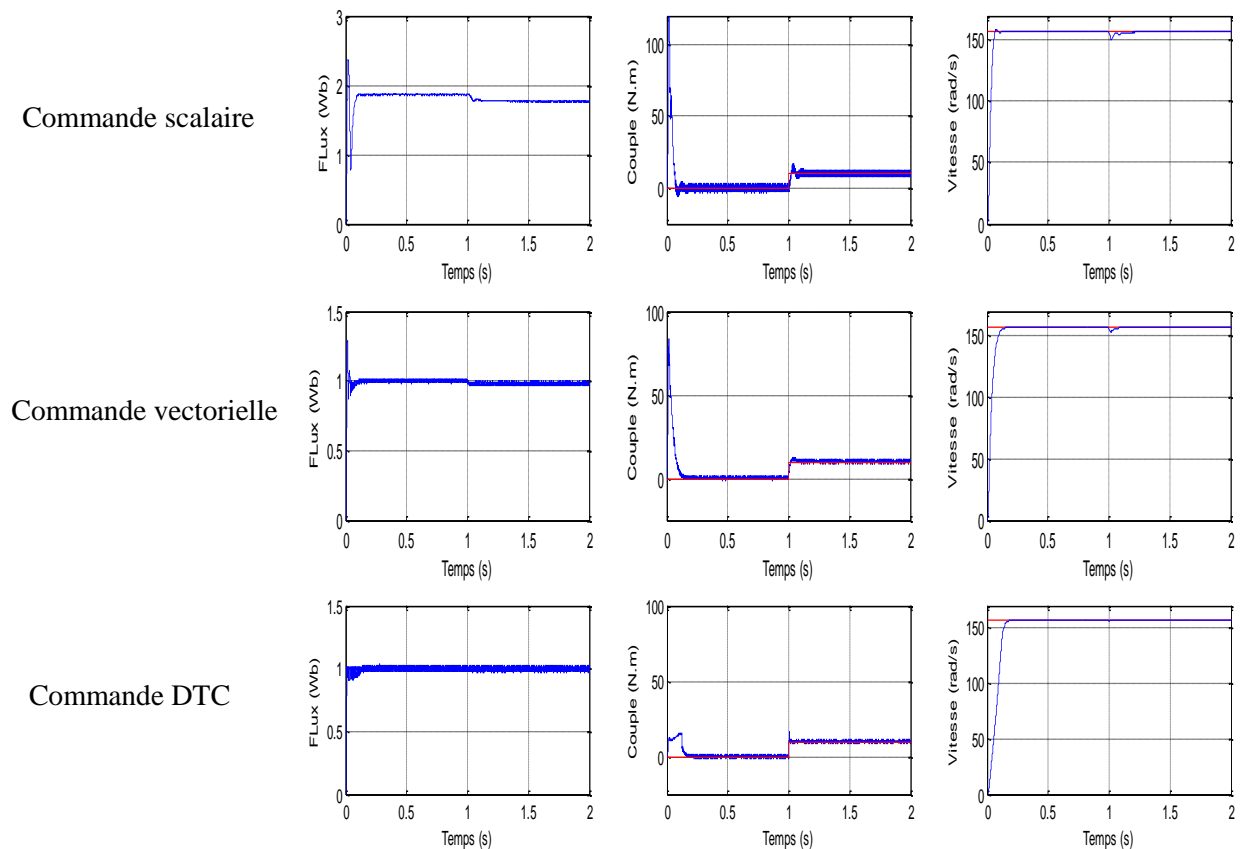


fig.1. 19 Essai en charge nominale après un démarrage à vide

❖ Test de variation de la vitesse :

- Pour la DTC, l'effet de la variation de la vitesse sur le couple est presque négligeable. Ce qui montre la bonne maîtrise du contrôle du couple. Le couple au FOC présente une dynamique acceptable, par contre dans la commande scalaire le couple est touché par des ondulations très importantes.
- La vitesse au DTC et au FOC suit parfaitement ses références sans dépassement et avec un temps de réponse rapide 0.1s pour la FOC et 0.2 s pour la DTC. Par contre la vitesse dans la

commande scalaire a une mauvaise dynamique (dépassement remarquable , temps de réponse long).

- Le flux est constant à 1wb pour la DTC, Malgré on a dépassé la vitesse de synchronisme. Par contre dans la FOC le flux est diminué à 0.8 wb (le mode de défluxage). Dans la commande scalaire, le flux est variable, ce qui montre sa inefficacité lors de la variation de la vitesse.

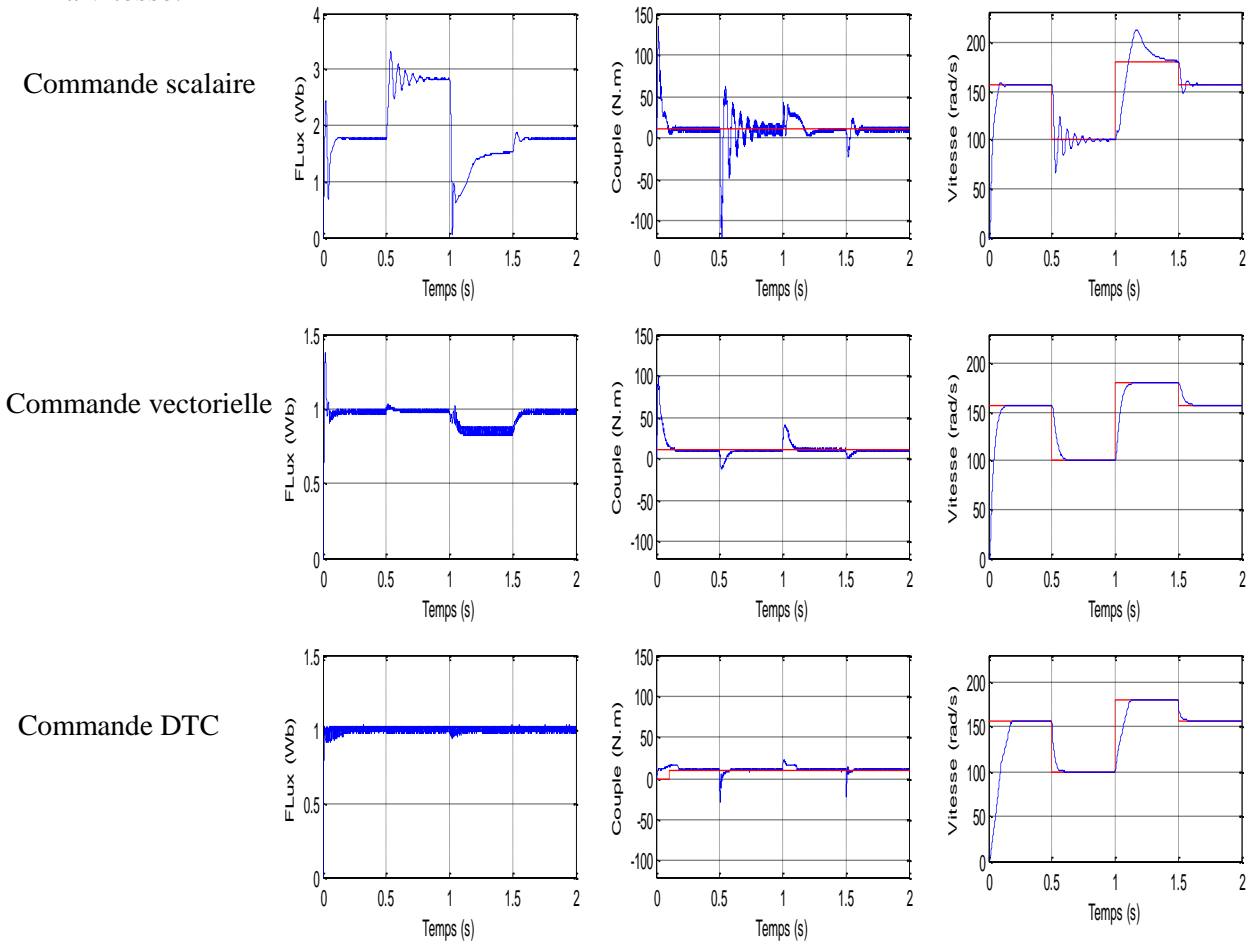


fig.I. 20 Test de variation de la vitesse

❖ Test d'inversion de sens de rotation :

Ce test donne presque le même résultat avec le test précédant ou on remarque que :

- La vitesse pour les deux commandes DTC et FOC a une bonne dynamique par rapport au commande scalaire, toujours avec l'avantage de la rapidité de la FOC.
- Pour les deux commandes, DTC et FOC, le couple suit la valeur de la charge imposé avec certain pics lors du passage d'un mode à l'autre surtout au FOC. Par contre le couple dans la commande scalaire et oscillant avec des pics très importants.
- Le flux pour la commande scalaire est variable par rapport au celui du FOC et celui du DTC

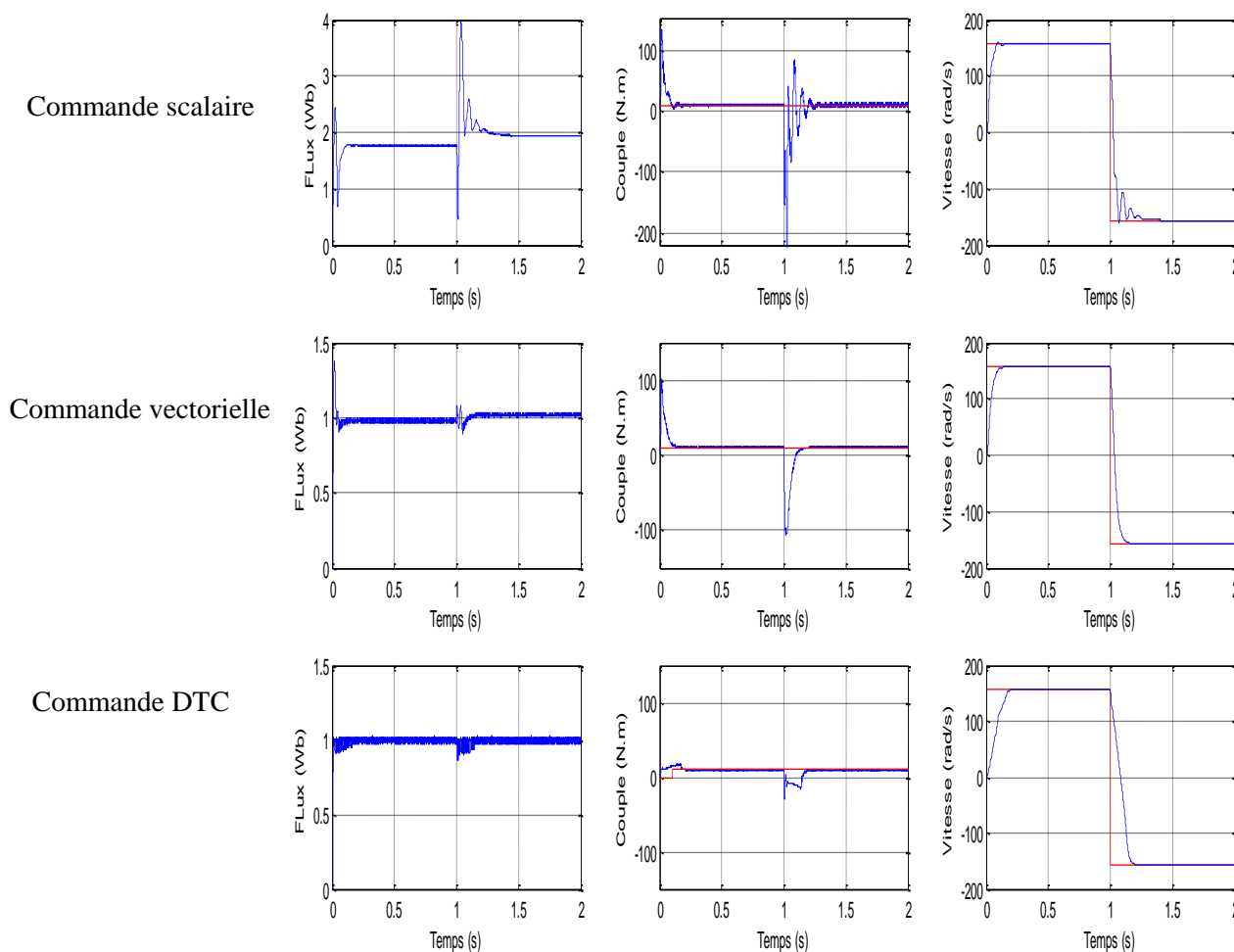


fig.I. 21 Test d'inversion de sens de rotation

Par les résultats de simulations obtenus et la littérature déjà mentionnée, nous pouvons faire la comparaison entre les formes de base de ces deux méthodes très connues en industrie.

	Avantages	Inconvénients
Commande scalaire	<ul style="list-style-type: none"> - Simple à implémenter - Une dynamique à la grande vitesse - Efficace dans les entraînements à vitesse constante. 	<ul style="list-style-type: none"> - La non robustesse à la variation de la charge. - Une dynamique faible pour les basses vitesses. - L'effet de couplage entre les grandeurs du moteur est très clair.
Commande vectorielle	<ul style="list-style-type: none"> - Assez bonne dynamique. - Meilleure stabilité en régime permanent. - Basse fréquence d'échantillonnage - Moins d'ondulations de couple et de courant. 	<ul style="list-style-type: none"> - Plus de temps de calcul, (transformations de repères et découplage). - Sensible aux variations paramétriques du rotor - Plusieurs boucles de régulations - Nécessite un capteur de vitesse et bonne estimation de ω_{sl}.

Commande directe du couple	<ul style="list-style-type: none"> - Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repères. - Pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages. - Suppression de l'étage MLI. - Une dynamique excellente du couple et de la vitesse. - Très simple à mettre en œuvre. 	<ul style="list-style-type: none"> - Fréquence de commutation grande et variable. -Dépendance à la résistance statorique, et à la bande d'hystérésis des comparateurs. - Ondulations dans le courant et le couple. - Estimation du couple et du flux peut robuste. - Bruis acoustique.
----------------------------	---	---

III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a commencé par l'étude du principe de la commande scalaire, qui occupe une place non négligeable dans l'industrie, cependant elle a été omise de la comparaison, vue les performances visées dans le cadre de ce travail.

Ensuite, et après un bref descriptif de la commande vectorielle à base d'orientation des flux, une étude théorique étendue de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (*FOC*) a été présentée, ainsi que pour la commande *DTC*, en vue de faire une étude comparative sous environnement *Simulink* de *Matlab* des performances qu'offrent ces trois grandes méthodes qui dominant l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances.

A partir des résultats de simulation obtenues. On peut dire que la commande scalaire est préférée dans les applications à faible performances. Tandis que la commande vectorielle et la commande directe du couple sont très sollicités quand il s'agit d'exigences plus performante comme du temps de réponse, du dépassement, et de l'erreur statique.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Le travail effectué, dans ce mémoire, est une étude détaillée sur les entraînements électriques à vitesse variable d'un moteur à induction.

Nous avons commencé tout d'abord, par des généralités sur les entraînements électriques, ou on a parlé sur leurs composants, telle que, le moteur, l'alimentation, la transmission, et la commande, ensuite, dans le deuxième chapitre, nous avons fait la modélisation du moteur asynchrone dans les deux repères, lié au stator (α, β) , et lié au champ tournant (d, q) , suivie par la modélisation de l'onduleur triphasé commandé en MLI.

Le chapitre trois est réservé pour l'élément essentiel de l'entraînement électrique c'est la commande. Pour les trois techniques de commande, commande scalaire, commande vectorielle, et commande directe du couple, nous avons suivi la même méthodologie, on donne le principe de fonctionnement de la commande, la structure globale de la technique, le schéma bloc de la technique de commande sous l'environnement Matlab /Simulink et les résultats de simulation.

Finalement, nous avons comparé les trois techniques de commandes à partir des résultats de simulation obtenues. A partir des résultats de simulation obtenues. On peut dire que la commande scalaire est préférée dans les applications à faible performances. Tandis que la commande vectorielle et la commande directe du couple sont très sollicités quand il s'agit d'exigences plus performante comme du temps de réponse, du dépassement, et de l'erreur statique.

Donc, nous avons préféré la commande vectorielle dans les entraînements électriques à couple constant et à vitesse variable, et la commande DTC pour les entraînements électriques à couple variable et à vitesse constante.

BIBLIOGRAPHIES

BIBLIOGRAPHIES

- [1] **REZGUI Salah Eddine**, “Commande de machine électrique en environnement MATLAB/Simulink et temps réel”. Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine 2009.
- [2] **HADJ DIDA Abdelkader**, “ Développement d’une commande numérique d’un moteur à induction” Mémoire de Magister, Université Mohamed Boudiaf d’Oran.2012.
- [3] **Marcin Żelechowski** “Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction Motor Drive”, Thèse de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Pologne, 2005.
- [4] **J. P. Caron, J. P. Hautier** “ Modélisation et commande de la Machine Asynchrone”, Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.
- [5] **J. Chatelain** “Machine électriques”, tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8
- [6] **Rosendo PeñaEguiluz** “Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, Thèse Doctorat De l’INPT Toulouse 2002.
- [7] **Marek Jasiński** “Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives”, Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering) Warsaw – Pologne, 2005.
- [8] **Bimal K. Bose** “Modern Power Electronics and AC Drives” Edition Prentice Hall PTR 2002, ISBN 0-13-016743-6.
- [9] **Pierre Brosselard** “Conception, Réalisation et Caractérisation d’interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5kV) en carbure de silicium ”, Thèse doctorat de l’INSA de Lyon2004.
- [10] **G. Clerc** “Entraînement à vitesse variable” , Cour
- [11] **A. Dumitrescu, D. Fodor, T. Jokinen, M. Rosu, S. Bucurencio** “Modeling and Simulation of electric drive systems using Matlab / Simulink environment’s”, International Conference on Electric Machines and Drives (IEMD), 1999, pp. 451-453.
- [12] **R. Zaimeddine** " Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par des onduleurs Multi-niveaux " Thèse de doctorat en génie électrique ENP Alger 2007.
- [13] **Jun Zhang** “Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System”, Doctor of Philosophy thesis, The University of New South Wales Aug 2006.

- [14] **R. Zaimeddine** “Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par des onduleurs Multi-niveaux ” Thèse de doctorat en génie électrique ENP Alger 2007.
- [15] **Nabti Khalil** “ Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue ” Thèse de magister .Université Mentouri de Constantine, jui2006.
- [16] **Toh. Chuen Ling** “Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) and Field Programmable Gate Arrays (FPGA) ”, Thesis of Master of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.
- [17] **Jamal Belhadj** “Commande Directe en Couple d’une Machine Asynchrone- Structures d’observation - Application aux systèmes multi machines multiconvertisseurs”, Thèse de Doctorat Université de Tunis El-Manar, École Nationale d’Ingénieurs de Tunis 2001.
- [18] **N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim** “Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [19] **Lazhar Sahraoui** “modélisation, identification et commande d'une machine d'induction à double cage”, mémoire de magistère université d'Oum el bouaghi janvier2008.
- [20] **Kerrache Abdelaziz et Korichi Ahmed** “ Commande DTC-SVM Prédicative d’un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique”, mémoire master 2014.
- [21] **Malika Benaissa** " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC »" d’une machine asynchrone ; université de Batna 2012.
- [22] **Marcel Jufer** “Entraînements électriques, automatisation et processus électriques définition et bilans énergétiques”, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1015 Lausanne
- [23] **Youssef AGREBI ZORGANI** “Note de cours : Commande Electrique des Machines” Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Sfax, TUNISIE 2013-2014.
- [24] **A. Mezouar, M. K. Fellah, S. Hadjeri, O. Touhami, Y. Sahalim** “Robust Direct Field Oriented Control of Induction Motors Using Adaptive Observer”, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [25] **A. Sabanovic, B. V. Izoimov** "Application of sliding modes to induction motor control", IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.IA 13.N°.1, pp.41, 1981.
- [26] **Mitzova D., Mira C., de Fornel B.** “Speed Control of an Asynchronous Motor by Using Variable Structure Control”, Systems Engineering in the Service of Humans apos, Conference Proceedings., International Conference on Volume , Issue , vol.4. pp.447 – 452, Oct 1993.

ANNEXES

ANNEXES

A. Les paramètres de la machine asynchrone étudiée :

Puissance nominale	2.5 kW
Tension nominale	220/380 V
Vitesse nominale	1500 tr/min
Courant nominal	6.36/4.5 A
Résistance statorique par phase	10 Ω
Résistance rotorique par phase	6.3 Ω
Inductance cyclique statorique	0.652H
Inductance cyclique rotorique	0.65H
Inductance mutuelle	0.612H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie de la partie tournante	0.02 kg.m ²
Nombre de phases	3
Facteur de puissance nominal	$\text{Cos } \varphi = 0.8$

B. Les paramètres de commande de l'onduleur :

Tension continu	600 V
Fréquence des références	50 Hz
Fréquence des porteuses	1000 Hz
L'indice de modulation	20
Taux de modulation	1

ملخص:

أخذت الآلات الكهربائية اهتماما بالغا من قبل الباحثين، لأن إيجابياتها تجلت في قدرتها على التكيف في كافة البيئات ولمردودها الفعال، متفوقة بذلك على الأجهزة الأخرى غير الكهربائية. نظرا للسهولة والكلفة المنخفضة وانعدام الصيانة، فإن الآلة اللازامية هي بدون شك الأكثر استعمالا صناعيا، إن مجال استعمالها يمتد من المحرك الدقيق إلى المحركات ذات الاستطاعة الكبيرة. إن التقدم الحالي للتكنولوجيات في مجال إلكترونيات الاستطاعة ومعالجة الإشارات الرقمية، فتح السبل للباحثين من أجل تطوير أساليب التحكم الفائقة التي تستجيب للمتطلبات الصناعية. إن أنظمة التحكم الأكثر تواجدا صناعيا حاليا هي، نظام التحكم السلمي، نظام التحكم الشعاعي، ونظام التحكم المباشر في العزم. النظام الأول مرغوب في التطبيقات التي لا تتطلب دقة كبيرة في التحكم. أما النظامين، التحكم الشعاعي والتحكم المباشر في العزم فإنهما مطلوبين بشدة عندما يتعلق الأمر بمتطلبات أكثر دقة وجودة في التحكم. إلا أنهما لا يخلوان من بعض النقصان، منها الحساسية للارتجاجات الداخلية والخارجية. الشيء الذي فتح المجال أمام الباحثين لتطوير طرق جديدة لتحسينهما. لذلك، هذا العمل يقدم دراسة مقارنة بين أنظمة التحكم الثلاثة هذه من أجل تشغيل كهربائي بسرعة متغيرة لمحرك حثي.

كلمات مفتاحية: تشغيل كهربائي، محرك حثي، تحكم سلمي، تحكم مباشر في العزم، تحكم شعاعي.

Résumé

Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

Vu, la simplicité, le coût réduit, et l'absence d'entretien, le moteur asynchrone est le plus utilisé, sa gamme d'utilisation s'étant du micromoteur aux moteurs à très grandes puissances. Les avancées technologiques récentes de l'électronique de puissance et de traitement de signal numérique, ont ouverts aux chercheurs les voix de développements de commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles.

Les commandes actuellement prépondérantes dans l'industrie sont, la commande scalaire, la commande vectorielle à flux orienté FOC, et la commande directe du couple DTC. La première est préféré dans les applications à faibles performances, tandis que la FOC est la DTC, sont très sollicitées quand il s'agit d'exigences plus performantes. Cependant, toutes les deux présentent quelques inconvénients, dont la sensibilité aux incertitudes intérieurs et extérieurs. Ce qui laisse les portes ouvertes aux chercheurs de développer de nouvelles techniques pour les améliorer.

Pour cela ce travail présente une étude comparative entre ces trois techniques de commande pour un entraînement électrique à vitesse variable d'un moteur à induction.

Mots Clés : Entraînement électrique, Moteur à induction, Commande scalaire, DTC, commande vectorielle