

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA



FACULTÉ DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ÉTUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR DÉTAT EN GENIE ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ÉLECTRIQUE

THÈME

**COMMANDE VECTORIELLE D'UN SYSTÈME
MONO-ONDULEUR BI-MACHINES ASYNCHRONES**

Proposé et dirigé par :

Dr. CHAOUCH Souad.

Melle. BELAZOUI Fettouma.

Présenté par :

BENHAMIMID Radhwane.

BRAHIMI Nadjib.

Année Universitaire : 2005 / 2006

Remerciements

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

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

Nous remercions nos encadreurs Dr : S. CHAOUCH et Melle F. BELAZOUI

Pour

L'aide qu'elles nous ont fourni afin d'achever ce modeste travail.

J'adresse également mes remerciements aux examinateurs pour avoir accepté de juger notre travail.

Que soient remercié tous nos enseignant durant toute nos années d'études.

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

NADJIB ET RADHWANE

[Http://maomao520.yeah.net](http://maomao520.yeah.net)

SOMMAIRE

SOMMARE

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES.....	I
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TREPHASÉE	
I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE ASYNCHRONE TREPHASÉE.....	3
I.2.1 Définition.....	3
I.2.2 Description de la machine asynchrone triphasée.....	3
I.2.3 Avantages du moteur asynchrone.....	4
I.2.4 Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	4
I.3 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES.....	4
I.4 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	4
I.4.1 Modèle de la MAS triphasée.....	4
♦ Equations électriques.....	5
♦ Equations magnétiques.....	6
♦ Equations mécaniques.....	7
I.4.2 Modélisation de la MAS dans le repère de Park.....	8
♦ Equations électriques.....	8
♦ Equations magnétiques.....	9
♦ Equations mécaniques.....	9
I.4.3 Différents repères.....	9
I.5 REPRÉSENTATION D'ÉTAT DU MODÈLE DE LA MAS.....	9
I.6 SIMULATION DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	11
I.7 MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA PARTIE PUISSANCE.....	13
I.7.1 Modélisation de l'alimentation.....	13
I.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	13
I.7.3 Simulation de l'association convertisseur-MAS.....	15
I.8 CONCLUSION.....	17
CHAPITRE II COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
II.1 INTRODUCTION.....	18
II.2 PRINCIPE DU CONTRÔLE VECTORIEL À FLUX ORIENTÉ.....	18
II.3 COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ.....	21
II.3.1 Expression générale de la commande.....	21
II.3.2 Découplage par compensation.....	22
II.3.3 Schéma de principe.....	24
II.3.4 Détermination de Φ_r et ω_s.....	25
II.3.5 Calcul des régulateurs.....	26
♦ Régulateur de courant.....	26
♦ Régulateur de flux.....	28
♦ Régulateur de vitesse (PI).....	29

II.4 PRÉSETATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION.....	30
♦ Essai en charge nominale après un démarrage à vide.....	30
♦ Tests de robustesse pour la variation de vitesse.....	31
♦ Tests de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	31
II.5 CONCLUSION.....	36
CHAPITRE III	
ASPECTS THÉORIQUE DES SYSTÈMES MULTIMACHINE	
III.1 INTRODUCTION.....	37
III.2 CONCEPT DES SYSTÈMES MULTIMACHINE	
MULTICONVERTISSEUR.....	37
III.3 FORMALISME DES SYSTÈMES MULTIMACHINE	
MULTICONVERTISSEUR.....	38
III.4 ELÈMENT DE COMMANDE D'UN SMM.....	39
III.5 SYSTÈME BIMOTEUR MONOCONVERTISSEUR.....	40
III.5.1 Représentation du système étudié selon le formalisme SMM.....	40
III.5.2 Structure d'une commande coopérative du système.....	41
III.6 STRATÉGIES D'OBSERVATION COOPÉRATIVE POUR UN	
SYSTÈME BIMOTEUR.....	42
III.6.1 L'observateur moyen.....	42
III.6.2 L'observateur "dual".....	43
III.7 STRUCTURE DE COMMANDE COOPÉRATIVE D'UN SYTÈME	
BIMOTEUR	44
III.7.1 La commande pondérée (CP)	44
III.7.2 La commande moyenne simple (CMS).....	45
III.7.3 La commande moyenne double (CMD).....	45
III.7.4 La commande maître – esclave (CME).....	46
III.7.5 La commande maître – esclave alternée (CMEA).....	47
III.8 CONCLUSION.....	47
CHAPITRE IV DIFFÉRENTES STRUCTURES DE COMMANDE	
COOPÉRATIVE D'UN SYSTÈME BIMOTEUR	
IV.1 INTRODUCTION.....	48
IV.2 OBSEVATEUR DU FLUX ROTORIQUE.....	48
IV.2.1 Généralités.....	48
IV.2.2 Mise en équation d'état.....	49
IV.3 STRUCTURES DE COMMANDE DU SYSTÈME BIMACHINE.....	53
IV.3.1 La commande moyenne simple (CMS).....	53
IV.3.2 La commande moyenne double (CMD).....	54
IV.3.3 La commande maître – esclave (CME).....	54
IV.3.4 La commande maître – esclave alternée (CMEA).....	55
IV.4 RÉSULTATS OBTENUS EN SIMULATION.....	55
IV.4.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide.....	55
IV.4.2 Simulation avec variation de la vitesse.....	61
IV.4.3 Tests de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	66
IV.5 CONCLUSION.....	71
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	72
ANNEXE.....	i
BIBLIOGRAPHIE.....	ii

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Notation des systèmes multimachines	
SMM	Système multimachine multiconvertisseur
SE	Source électrique
SM	Source mécanique
CE	Convertisseur électrique
ME	Machine électrique
CM	Convertisseur mécanique
CP	Commande pondérée
CMS	Commande moyenne simple
CMD	Commande moyenne double
CME	Commande maître-esclave
CMEA	Commande maître-esclave alternée
m1, m2	Indique une variable associée au moteur 1 ou moteur 2 respectivement.
mes	Valeur mesurée.
reg	Variable de régulation ou de réglage.
\bar{X}	Valeur moyenne.
\hat{X}	Valeur reconstituée ou observée.
X^*	Valeur de référence
\bar{X}	Valeur pondérée
Machine asynchrone	
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
[p]	Matrice de Park.
$[p]^{-1}$	Matrice inverse de Park.
$\theta(\text{rad})$	Angle entre le stator et le rotor.
Grandeurs électriques et magnétiques au stator	
$V_{sabc} \text{ (v)}$	Tension statorique phase a, b ou c
$V_{sdq} \text{ (v)}$	Tension statorique sur l'axe d ou q.
$i_{sabc} \text{ (A)}$	Courant statorique phase a, b ou c.
$i_{sdq} \text{ (A)}$	Courant statorique sur l'axe d ou q.
$R_s \text{ (}\Omega\text{)}$	Résistance statorique par phase.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_s \text{ (H)}$	Inductance statorique par phase.
$\Phi_{sabc} \text{ (Wb)}$	Flux statorique phase a, b ou c.
$\Phi_{sdq} \text{ (Wb)}$	Flux statorique sur l'axe d ou q.

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor	
V_{rabc} (v)	Tension rotorique phase a, b ou c.
i_{rabc} (A)	Courant rotorique phase a, b ou c.
i_{rdq} (A)	Courant rotorique sur l'axe d ou q.
R_r (Ω)	Résistance rotorique par phase.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
L_r (H)	Inductance rotorique par phase.

Φ_{rabc} (Wb)	Flux rotorique phase a, b ou c.
Φ_{rdq} (Wb)	Flux rotorique sur l'axe d ou q.
$M = (3/2)M_0$ (H)	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
M_0 (H)	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont aligné
P	Nombre de pôles.
ω_s (rad/s)	Pulsation électrique statorique.
Ω_r (rad/s)	Vitesse mécanique rotorique.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s)$	Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r$ (s)	Constant de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s$ (s)	Constant de temps statorique.
J(kg.m ²)	Moment d'inertie des parties tournantes.
f(Nm.s.rad ⁻¹)	Coefficient de frottements visqueux.
C_{em} (N.m)	Couple électromagnétique.
C_r (N.m)	Couple résistant.
ω_{obc}	Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Onduleur

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
U_c (v)	Source de tension continue de l'onduleur.
V_m (v)	Amplitude de la tension de référence.
V_p (v)	Porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
ω (rad/s)	Pulsation électrique.
$f_{réf}$ (Hz)	Fréquence de la tension de référence.
f_p (Hz)	Fréquence de la porteuse triangulaire.

Régulation	
K_i, K_p	Gains du régulateur PI du courant statorique.
$K_{i\Phi}, K_{p\Phi}$	Gains du régulateur PI du flux rotorique.
τ_i	Constante de temps du courant en boucle fermée.
τ_Φ	Constante de temps du flux rotorique en boucle fermée.
$K_{i\Omega}, K_{p\Omega}$	Gains du régulateur PI de la vitesse.
Observateur	
d	Coefficient de déplacement pour le calcul des gains de l'observateur.
λ	Coefficient d'amortissement pour calcul des gains de l'observateur

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, quand il découvre les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [9]. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation des courants alternatifs de fréquence variable.

Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la Mcc en effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs explosifs. Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation.

L'évolution technologique notamment en matières de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques performants capables de délivrer des tensions et des courants d'amplitude et de fréquence réglables.

Les possibilités accrues des circuits de commande autorisent la mise en œuvre d'opérateurs mathématiques compliqués. Cette disposition est indispensable pour retrouver avec les machines à courant alternatif, la souplesse du contrôle et la qualité de conversion électromécanique naturellement obtenue jusqu'alors avec les Mcc.

La commande de la Mca devient maîtrisable comme celui de la Mcc c'est-à-dire un contrôle tout à fait linéaire, toutefois cette méthode reste sensible aux variations paramétriques internes dues aux fonctionnements même de ces machines (température, saturation ...etc.).

La multiplication des applications utilisant des moteurs électriques amène à concevoir des systèmes comportant plusieurs machines, que nous avons nommés systèmes multimachines. La plupart du temps, ces systèmes sont utilisés comme autant de systèmes monomachines indépendants.

De ce fait, chaque machine asynchrone possède son propre onduleur d'alimentation et bénéficie d'une commande indépendante de celle des autres.

Cette configuration classique a les avantages d'utiliser des techniques bien maîtrisées et d'offrir des performances dynamiques excellentes pour chaque machine. En revanche, les composants de puissance et l'électronique de commande sont dupliqués proportionnellement au nombre de machine.

Objectif du mémoire

Le travail effectué propose de nouveaux systèmes multimachines qui permettent de réduire, d'une part, les composants et circuits de puissance (onduleurs), d'autre part, les algorithmes de la commande, et enfin le coût, qui peuvent être importants pour certaines applications. De plus, la sûreté de fonctionnement de l'ensemble est augmentée.

L'objectif principal de ce travail est de modéliser et de caractériser le comportement d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone.

Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

- ◆ Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.
- ◆ Une application de la commande vectorielle directe en tension, à la machine asynchrone, simulation, tests de robustesse de la commande est présentés dans le deuxième chapitre.
- ◆ Le troisième chapitre est dédié à la description des systèmes multiconvertisseurs multimachines.
- ◆ On termine par les testes des différentes perturbations électriques et mécaniques pour le système mono-onduleur bimachine.

CHAPITRE I

MODÉLISATION

DE LA MACHINE

ASYNCHRONE TRIPHASÉE

I.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.

Dans ce chapitre, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

L'alimentation de la machine est également modélisée, il s'agit d'un onduleur de tension commandé en tension. On présentera par la suite les résultats de simulation obtenus par le logiciel **SIMULINK** sous **MATLAB** d'un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

I.2 GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE ASYNCHRONE TREPHASÉE

I.2.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I.2.2 Description de la machine asynchrone

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction sont des convertisseurs électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. IL est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [1].

I.2.3 Avantages du moteur asynchrone

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation [2].

I.2.4 Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50%) [2].

I.3 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices [3].

- ◆ Entrefer constant
- ◆ Effet des encoches négligé
- ◆ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- ◆ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- ◆ Pertes ferromagnétiques négligeables

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- ◆ L'additivité des flux
- ◆ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique

I.4 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.4.1 Modèle de la MAS triphasée

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la figure (I.1) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator : S_A, S_B et S_C et pour les trois enroulements rotoriques : R_a, R_b et R_c et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

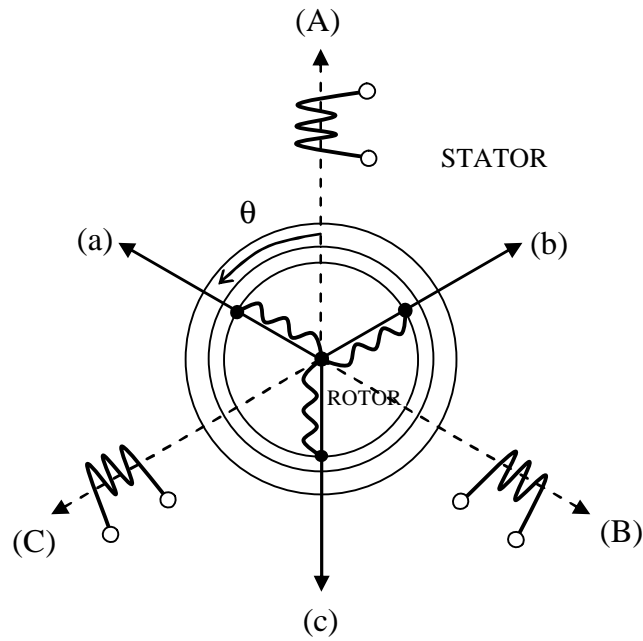


Figure.I.1 Modèle d'une machine asynchrone triphasée

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir (Figure.I.1)

◆ Equations électriques

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sA} \\ \Phi_{sB} \\ \Phi_{sC} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.01})$$

Ou de manière plus raccourcie.

$$[V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + (d/dt) \cdot [\Phi_{sABC}] \quad (\text{I.02})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt) \cdot [\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.03})$$

Avec :

R_s, R_r ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Et :

$$[\mathbf{V}_{sABC}] = [\mathbf{V}_{sA} \quad \mathbf{V}_{sB} \quad \mathbf{V}_{sC}]^T \quad : \text{vecteur de tension statorique.}$$

$$[\mathbf{V}_{rabc}] = [\mathbf{V}_{ra} \quad \mathbf{V}_{rb} \quad \mathbf{V}_{rc}]^T \quad : \text{vecteur de tension rotorique.}$$

$$[\mathbf{i}_{sABC}] = [\mathbf{i}_{sA} \quad \mathbf{i}_{sB} \quad \mathbf{i}_{sC}]^T \quad : \text{vecteur de courant statorique.}$$

$$[\mathbf{i}_{rabc}] = [\mathbf{i}_{ra} \quad \mathbf{i}_{rb} \quad \mathbf{i}_{rc}]^T \quad : \text{vecteur de courant rotorique.}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$[\mathbf{\Phi}_{sABC}] = [\mathbf{\Phi}_{sA} \quad \mathbf{\Phi}_{sB} \quad \mathbf{\Phi}_{sC}]^T \quad : \text{vecteur de flux statorique.}$$

$$[\mathbf{\Phi}_{rabc}] = [\mathbf{\Phi}_{ra} \quad \mathbf{\Phi}_{rb} \quad \mathbf{\Phi}_{rc}]^T \quad : \text{vecteur de flux rotorique.}$$

◆ Equations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{sA} \\ \mathbf{\Phi}_{sB} \\ \mathbf{\Phi}_{sC} \\ \mathbf{\Phi}_{ra} \\ \mathbf{\Phi}_{rb} \\ \mathbf{\Phi}_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sA} \\ \mathbf{i}_{sB} \\ \mathbf{i}_{sC} \\ \mathbf{i}_{ra} \\ \mathbf{i}_{rb} \\ \mathbf{i}_{rc} \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.04})$$

Ou de manière plus raccourcie

$$[\mathbf{\Phi}_{sABC}] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{i}_{sABC}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_{rabc}] \quad (\mathbf{I.05})$$

$$[\mathbf{\Phi}_{rabc}] = [\mathbf{L}_r][\mathbf{i}_{rabc}] + [\mathbf{M}_{sr}]^T[\mathbf{i}_{sABC}] \quad (\mathbf{I.06})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.07})$$

$$[\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.08})$$

Ou :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotoriques.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.09})$$

$[M_{sr}]$: Matrice des inductance mutuelles du couplage entre stator- rotor.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

◆ Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p [i_{sABC}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.10})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I.11})$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

I.4.2 Modélisation de la MAS dans le repère de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le champ statoriques et est communément appelé $\alpha\beta$, le second se place quant à lui sur le champ tournant et est appelé dq , et le dernier se place sur le champ électromagnétique est appelé xy [4].

La modélisation en $\alpha\beta$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [4].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux. La matrice de Park directe et inverse sont données par les expressions (I.12) et (I.13) respectivement :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Le facteur ($\sqrt{\frac{2}{3}}$) : est là pour conserver la puissance électrique instantanée [3].

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

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I.02) et (I.03) et magnétiques (I.05) et (I.06) permet d'obtenir les équations suivantes:

◆ Equations électriques

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_{obc} \cdot \Phi_{sq} \quad (\text{I.14})$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_{obc} \cdot \Phi_{sd} \quad (\text{I.15})$$

$$V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_{obc} - \omega) \cdot \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{I.16})$$

$$V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_{obc} - \omega) \cdot \Phi_{rd} = 0 \quad (\text{I.17})$$

◆ Equations magnétiques

$$\Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \quad (\text{I.18})$$

$$\Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \quad (\text{I.19})$$

$$\Phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \quad (\text{I.20})$$

$$\Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

$L_s = l_s - M$ et $L_r = l_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$; Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

◆ Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I.10) devient :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{I.22})$$

I.4.3 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [3].

- ◆ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \Rightarrow \omega_{obc} = 0$.
- ◆ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \Rightarrow \omega_{obc} = \omega_r$.
- ◆ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \Rightarrow \omega_{obc} = \omega_s$.

Où :

ω_{obc} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I.5 REPRÉSETATION D'ÉTAT DU MODÈLE DE LA MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\dot{[X]} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{I.23})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} [\mathbf{X}] = [i_{sd,\alpha} & i_{sq,\beta} & \Phi_{rd,\alpha} & \Phi_{rq,\beta}]^T \\ [\mathbf{U}] = [V_{sd,\alpha} & V_{sq,\beta}]^T \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice [A] devient :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

[A] : Matrice d'état qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée

I.6 SIMULATION DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La figure (I.2) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé .Les paramètre de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

La simulation sera faite dans les deux référentiels $(d-q)$ et $(\alpha-\beta)$. Pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent présentées comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant :

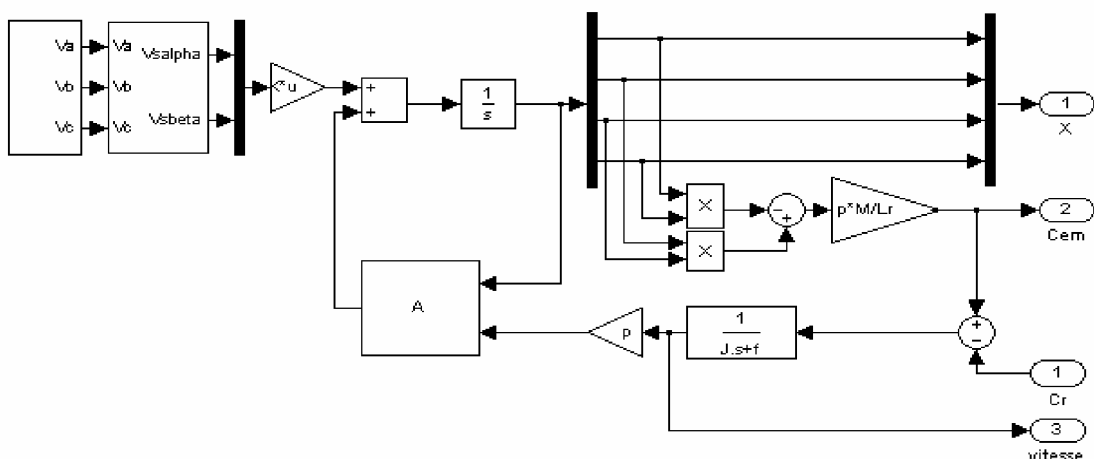


Figure.I.2 Schéma bloc du modèle de la MAS

La figure (I.3) montre l'évolution des grandeurs : vitesse Ω , couple électromagnétique C_{em} , flux (Φ_{rd}, Φ_{rq}) et $\Phi_{r\alpha}$ et le courant statorique.

Les allures des caractéristiques des flux et courants sont converties en grandeurs continues dans le repère synchrone (d – q), ce qui rend plus aisé l'étude et la réalisation d'une commande pour la machine asynchrone.

Lors de démarrage, un fort appel de courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple atteint donc un puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

De même, l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

Les résultats de cette première simulation montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère non linéaire de la MAS.

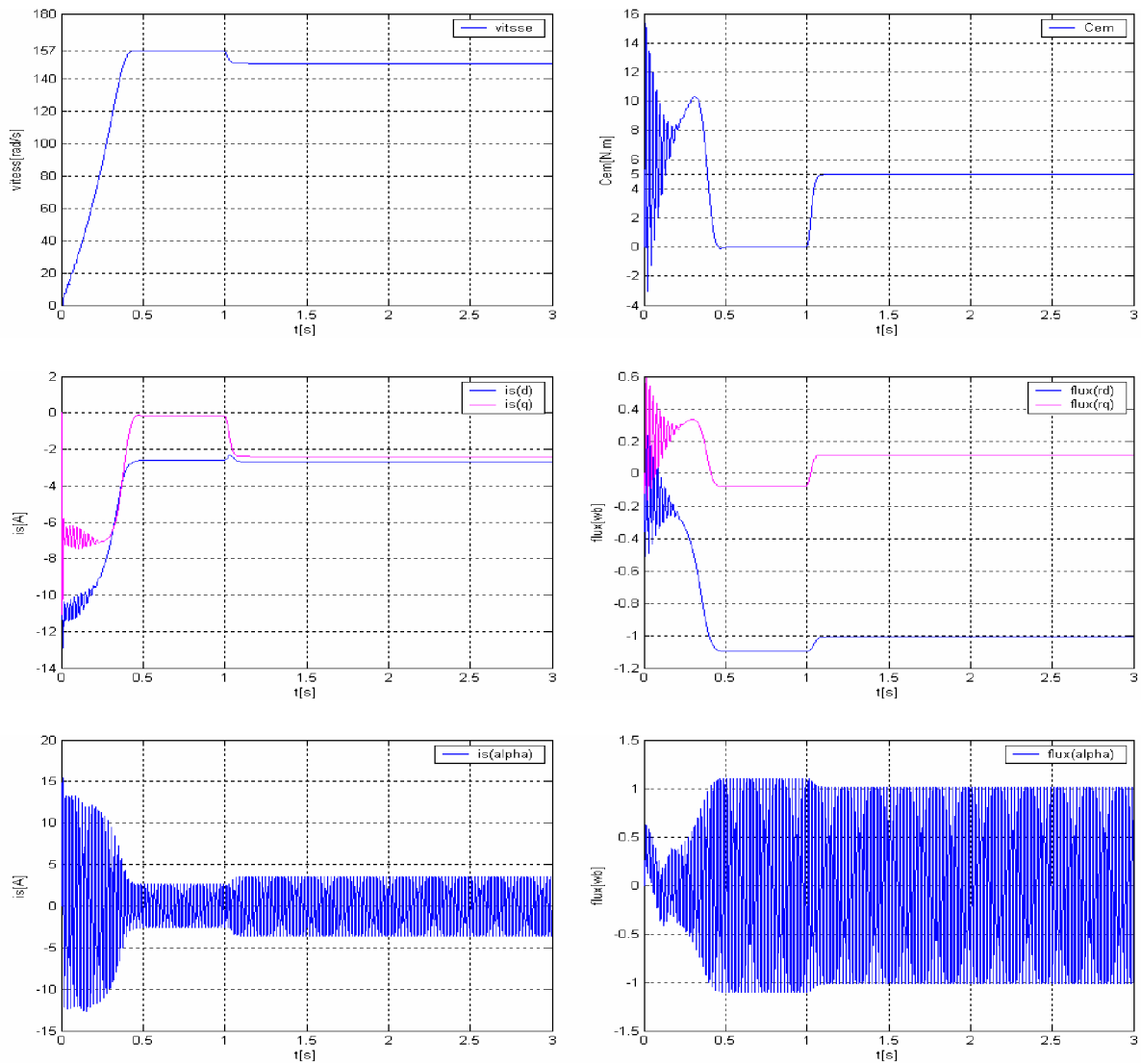


Figure.I.3 Résultats de simulation de la MAS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels

I.7 MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA PARTIE PUISSANCE

I.7.1 Modélisation de l'alimentation

La machine asynchrone est alimentée par onduleur de tension à modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I.). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre LC (figure I.4).

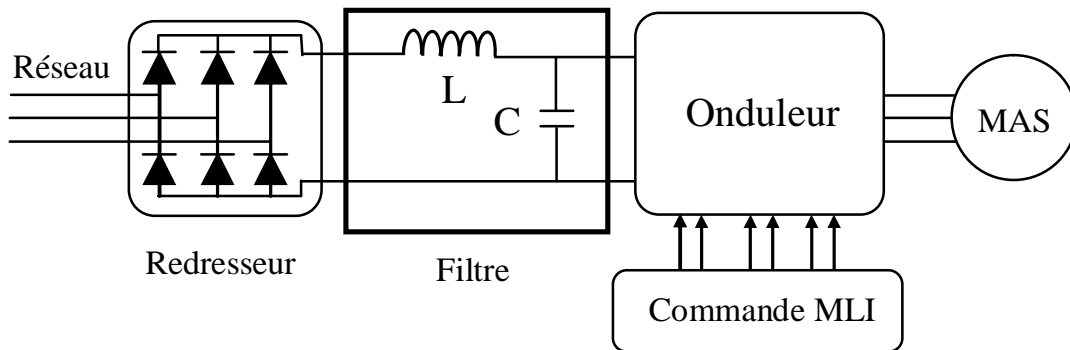


Figure.I.4 Schéma d'ensemble convertisseur –machine

I.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension

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

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblés en parallèle forme un interrupteur (demi bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture) chaque demi bras possède son complémentaire (Figure.I.5) [3].

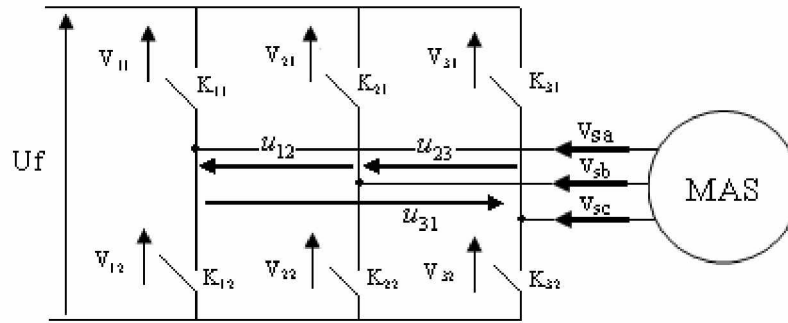


Figure.I.5 Représentation schématique d'un onduleur de tension

◆ **Fonction de connexion :**

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1,2,3\}; i \in \{1,2\}$) supposé idéalisé introduit une fonction de connexion.

f_{ci} : Le courant i_{ci} qui le traverse et la tension v_{ci} à ses bornes ont respectivement pour expression :

$$i_{ci} = f_{ci}i_c \quad \text{Et} \quad v_{ci} = (1-f_{ci})v_f$$

Avec :

$$f_{ci} = 0 \quad \text{Interrupteur ouvert.}$$

$$f_{ci} = 1 \quad \text{Interrupteur fermé.}$$

$$i_c : \text{ Courant commuté.}$$

$$v_{ci} : \text{ Tension commuté.}$$

Le courant i_c correspond aux courant dans la charge i_1, i_2 où i_3 et v_c à la tension u_f d'alimentation réalisée.

Chaque cellule est formé de deux interrupteurs, comme la considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1$$

A partir des notations de la figure (I.5), on déduit aisément les expressions des tensions composées [3] :

$$u_{12} = v_{sa} - v_{sb} = v_{21} - v_{11}$$

$$u_{23} = v_{sb} - v_{sc} = v_{31} - v_{21}$$

$$u_{31} = v_{sc} - v_{sa} = v_{11} - v_{31}$$

(I.28)

En introduisant les fonctions de connexion relative à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il on découle:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

I.7.3 Simulation de l'association convertisseur-MAS

Le schéma de l'association convertisseur-machine est celui présenté sur la figure (I.5). La machine est alimentée par un système de tension délivrée par l'onduleur. Celui-ci est commandé par la technique MLI.

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la figure (I.6).

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

Les résultats de simulation présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 1 \text{ s}$.

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

Les allures des composantes du flux rotorique (Φ_{rd}, Φ_{rq}) et du courant statorique sont semblables à celles que nous avons obtenu avec alimentation sous pleine tension, mais avec des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux.

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

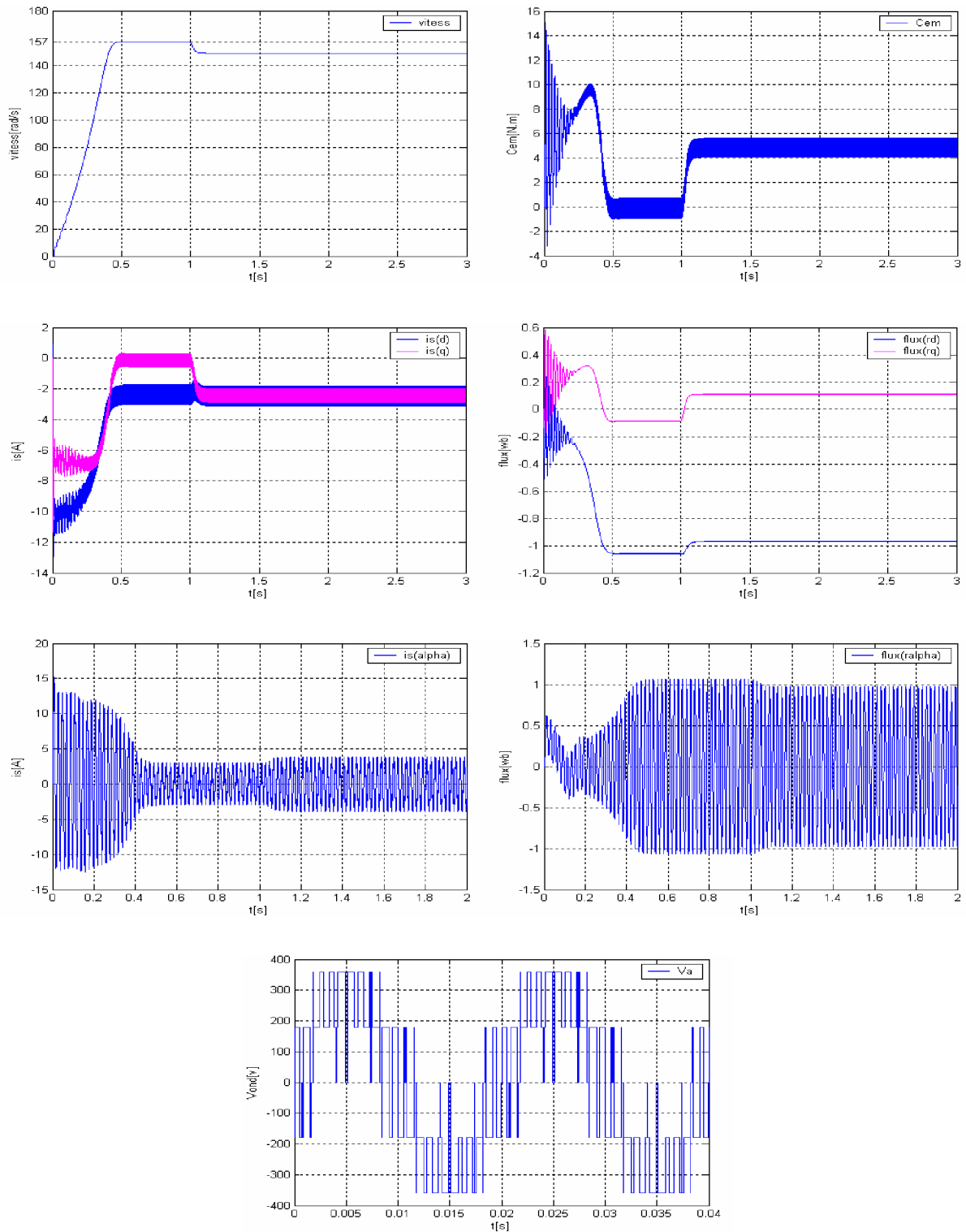


Figure.I.6 Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de (5N.m)

I.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasé équivalente.

D'autre part nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute, considérablement. Ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande vectorielle.

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et du transport [5]. La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises [6].

On se tourne alors vers le moteur asynchrone à cage qui ne cesse d'attirer les recherches par ces qualités incontestables. Cependant, il est à signaler que l'application en positionnement ou en régulation de vitesse du moteur asynchrone à été tardive malgré ces atouts indiscutables. C'est sans doute, la conséquence d'une difficulté de contrôle due à son fonctionnement non linéaire du part, à l'inaccessibilité des grandeurs électriques du rotor d'autre part.

Un progrès remarquable a été accompli, dans le domaine de vitesse variable, lorsque BLACHKE (BLACHKE 1972) a proposé la méthode de contrôle vectorielle de la machine asynchrone dite (principe du champ orienté). Offrant désormais un outil puissant de contrôle pour la machine à induction en plus de qualités incontestables qu'elle présente [5].

Cette technique reposée sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage de couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparé. Ainsi le dispositif balais-collecteur dans la machine à courant continu est Remplacé, dans le cas de la machine à induction, par le système d'auto pilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor [5].

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

II.2 PRINCIPE DU CONTRÔLE VECTORIEL À FLUX ORIENTÉ

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur Flux Φ et de la grandeur courant I , générateur de couple. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et Φ , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation – producteur de flux -, et courant d'induit –producteur de couple -) [7].

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d,q), repère tournant biphasé orienté sur Φ_r (flux rotorique), Φ_s (flux statorique) ou d'entrefer.

Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine, comme suit:

$$\blacklozenge \text{ Flux rotorique : } \Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\blacklozenge \text{ Flux statorique : } \Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\blacklozenge \text{ Flux d'entrefer : } \Phi_{ed} = \Phi_e, \Phi_{eq} = 0 \quad (\text{II.3})$$

La figure (II.1) représente le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s , le flux d'entrefer Φ_e

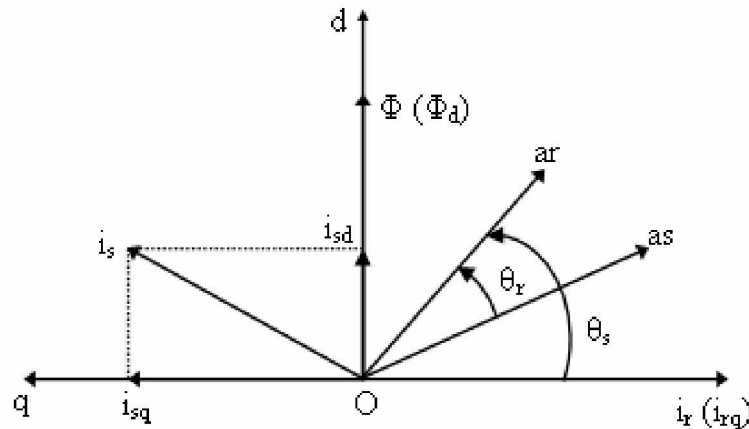


Figure.II.1 Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

$$\text{Donc : } \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \quad (\text{II.4})$$

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq}$$

En substituant (II.4) dans l'expression du flux

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \tag{II.5}$$

Il vient :

$$\Phi_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq}$$

Ce qui conduit à l'expression du couple

$$C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r i_{sq} \tag{II.6}$$

Ou encore moyennant une constante K prés, le couple devient

$$C_{em} = K i_{sd} i_{sq} \tag{II.7}$$

Avec :

$$K = p \frac{M^2}{L_R}$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu.

La figure (II.2) montre en générale le but recherché par cette commande

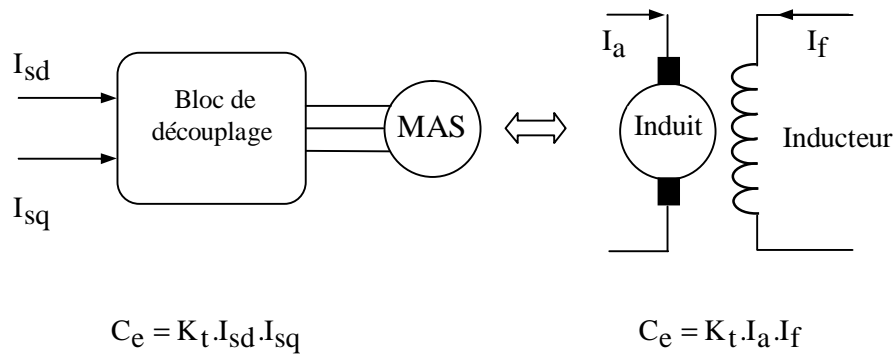


Figure.II.2 Equivalence entre commande d'une MCC et commande vectorielle d'une MAS

Dans ce qui suit, on s'intéresse à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

II.3 COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ

II.3.1 Expression générale de la commande

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en oeuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r . Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état (I.25) nous permet d'exprimer V_{sd} et V_{sq} , comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_s T_r} \Phi_{rd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega \Phi_{rd} \\ \Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M i_{sq}}{T_r \Phi_{rd}} \\ C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_{rd} i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.8})$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{sq} et V_{sd} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple (Figure (II.3)). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [4].

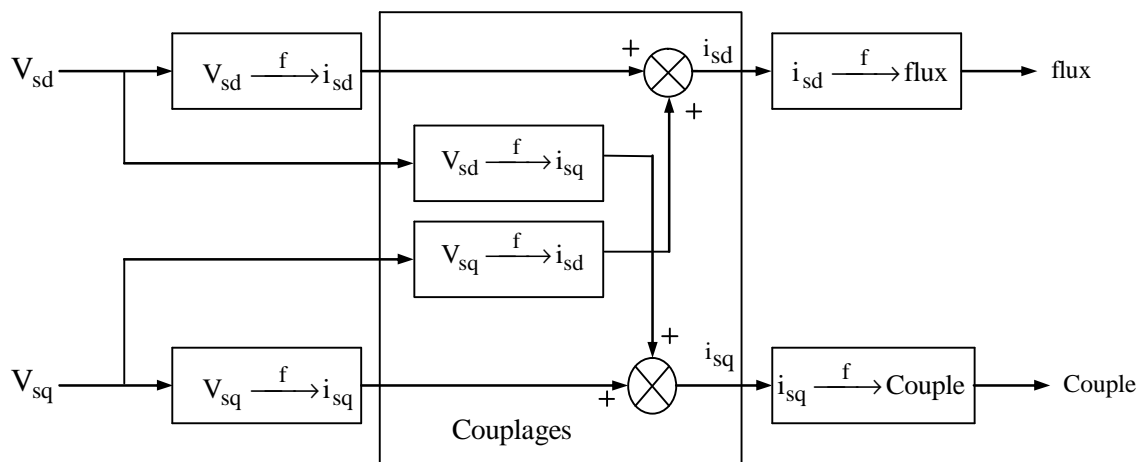


Figure.II.3 Description des couplages

II.3.2 Découplage par compensation

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage.

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telle que V_{sd1} réagisse que sur i_{sd} et V_{sq1} sur i_{sq} telle que :

$$V_{sd} = V_{sd1} - E_d \text{ et } V_{sq} = V_{sq1} - E_q \tag{II.9}$$

Avec :

$$E_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \tag{II.10}$$

$$\text{Et : } E_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{rd} + \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq} \tag{II.11}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (Figure (II.4))

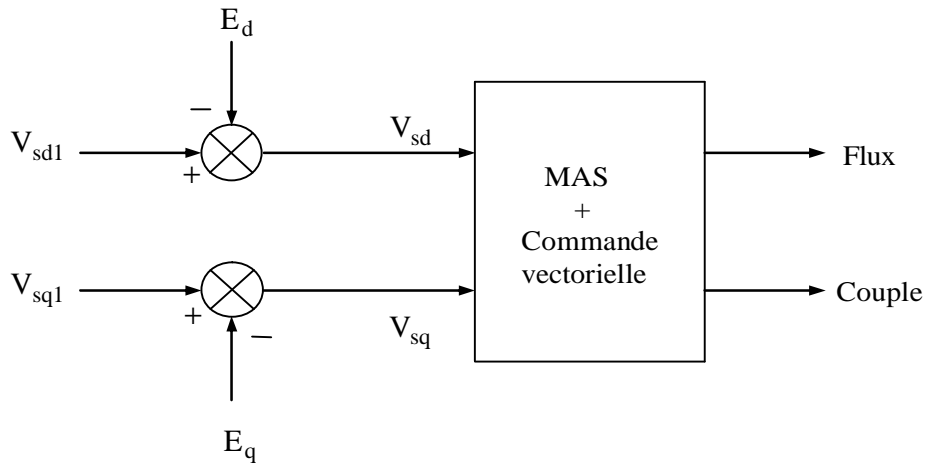


Figure.II.4 Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système (Figure (II.5)) pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

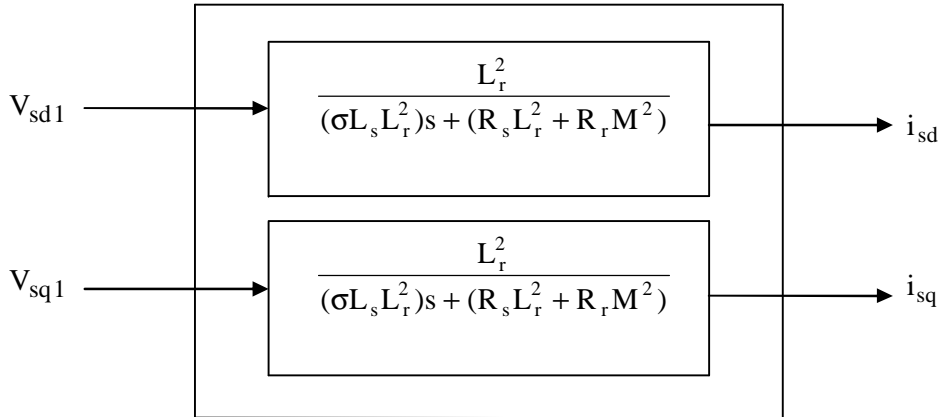


Figure.II.5 Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq}

En faisant apparaître de manière explicite flux et couple (II.8), nous obtenons :

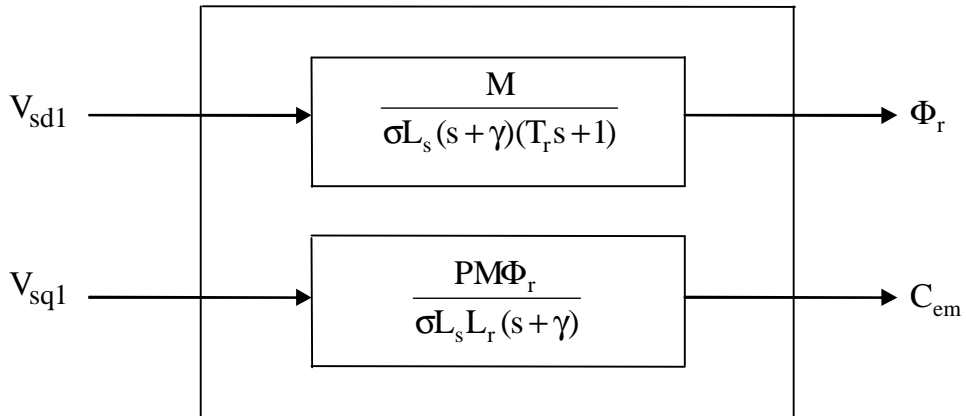


Figure.II.6 Commande découplée – Expression de Φ_r et C_{em}

Avec : $\gamma = \frac{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}}{\sigma L_s}$ (II.13)

II.3.4 détermination de Φ_r et ω_s

◆ Calcul de Φ_r

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

Le flux peut être reconstitué par :

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

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

Le système d'équations (II.8) permet d'estimer le flux $\hat{\Phi}_r$:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{Mi_{sd}}{T_r s + 1} \quad (\text{II.14})$$

◆ Calcul de ω_s et θ_s

La position θ_s est mesurée par la méthode indirecte.

La pulsation statorique s'écrit, d'après (II.8) :

$$\omega_s = \omega + \frac{Mi_{sq}}{T_r \Phi_{rd}} \quad (\text{II.15})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur.

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

$$\omega_s = \omega + \frac{Mi_{sq}}{T_r \Phi_{rd}} \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Nous avons alors : } \theta_s = \frac{\omega_s}{s} \quad (\text{II.17})$$

II.3.5 Calcul des régulateurs

◆ Régulateur de courant

Le découplage proposé (II.12) permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s s)} \\ \frac{i_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s s)} \end{cases} \quad (II.18)$$

$$R_{eq} = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad (II.19)$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II.20)$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (II.8)

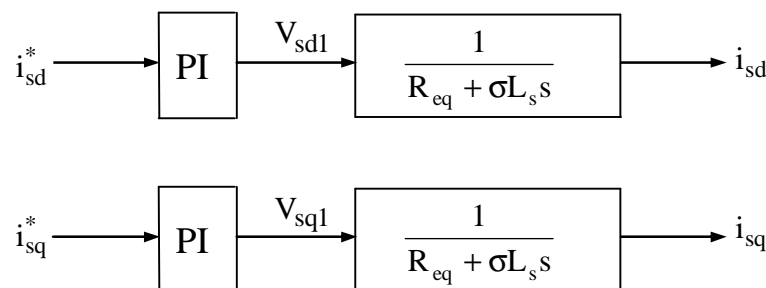


Figure.II.8 Schéma en boucle ouverte

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

Soit :

$$\frac{\sigma L_s}{R_{eq}} s + 1 \quad \text{Par} \quad \frac{K_p}{K_i} s + 1$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_{eq}} \tag{II.21}$$

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

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

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.9)

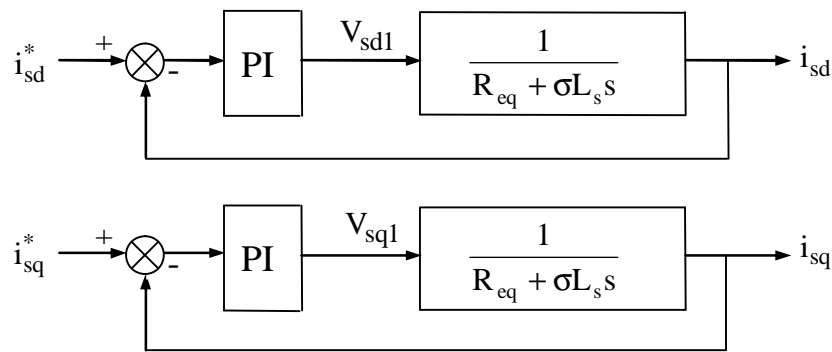


Figure.II.9 Schéma en boucle fermée

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

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{R_{eq}}{K_i}s + 1} \tag{II.22}$$

Donc : $\tau_i = \frac{R_{eq}}{K_i}$ (II.23)

Les paramètres de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \tag{II.24}$$

Numériquement : on choisit $\tau_i = 0.01s$ donc les gains du régulateur $K_i = 1525$ et $K_p = 7.95$

◆ Régulateur de flux

Le découplage proposé (II.8) permet d'écrire :

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \quad (\text{II.25})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre.

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (II.10)

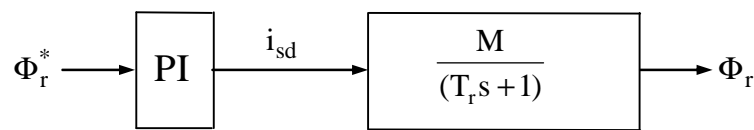


Figure.II.10 Schéma en boucle ouverte

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

Soit :

$$\frac{K_{p\Phi}}{K_{i\Phi}} = T_r \quad (\text{II.26})$$

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

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

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.11)

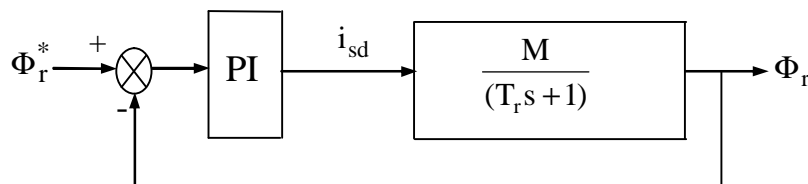


Figure II.11 Schéma en boucle fermée

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

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{s}{MK_{i\Phi}} + 1} \quad (\text{II.27})$$

$$\text{Donc : } \tau_{\Phi} = \frac{1}{MK_{i\Phi}} \quad (\text{II.28})$$

Les paramètres de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_{i\Phi} = \frac{1}{M\tau_{\Phi}} \\ K_{p\Phi} = \frac{T_r}{M\tau_{\Phi}} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Numériquement : on choisit $\tau_{\Phi} = 0.03$ donc les gains du régulateur $K_{i\Phi} = 47.48$ et $K_{p\Phi} = 3.476$

◆ Régulateur de vitesse (PI)

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

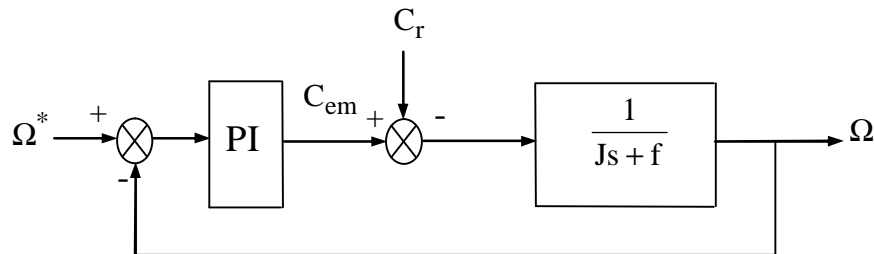


Figure.II.12 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (PI)

Nous avons :

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{Js + f} \quad (\text{II.30})$$

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

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(\frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{Js + f} \quad (\text{II.31})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}} s^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_{i\Omega}}}{\frac{J}{K_{i\Omega}} s^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} s + 1} C_r \quad (\text{II.32})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2nd ordre.

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

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Pour la simulation on choisit $\xi = 1$ et $\omega_n = 17$ rad/s donc les gains du régulateur $K_{i\Omega} = 5.78$ et $K_{p\Omega} = 0.68$.

II.4 PRÉSENTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique

◆ Essai en charge nominale après un démarrage à vide

La figure (II.13) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge avec et sans onduleur, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence.

A près l'application de charge ($C_r = 5\text{N.m}$ à $t = 1$ s), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (157 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et a près l'application de charge.

La comparaison des résultats obtenus de la figure (II.13.b) avec ceux obtenus sans onduleur (figure (II.13.a)) montre une ressemblance notable, on peut dire que les résultats sont sensiblement identique

◆ Tests de par suite de la variation de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse de la figure (II.14) montrent 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 suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors de passage au mode des sous vitesses puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotoriques Φ_{rd} , avec le maintien de Φ_{rq} pratiquement nul. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse.

◆ Tests de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

D'après les résultats présentés dans la figure (II.15), on remarque que avant l'instant $t = 1s$ c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance rotorique ($R_r = 6.3\Omega$) aucune variation sur les courbes de vitesse et, flux, couple, et courants. Lors la variation de la résistance rotorique ($R_r = 9.45\Omega$), Les allures de flux, sont divergent aux leurs valeurs désirer.

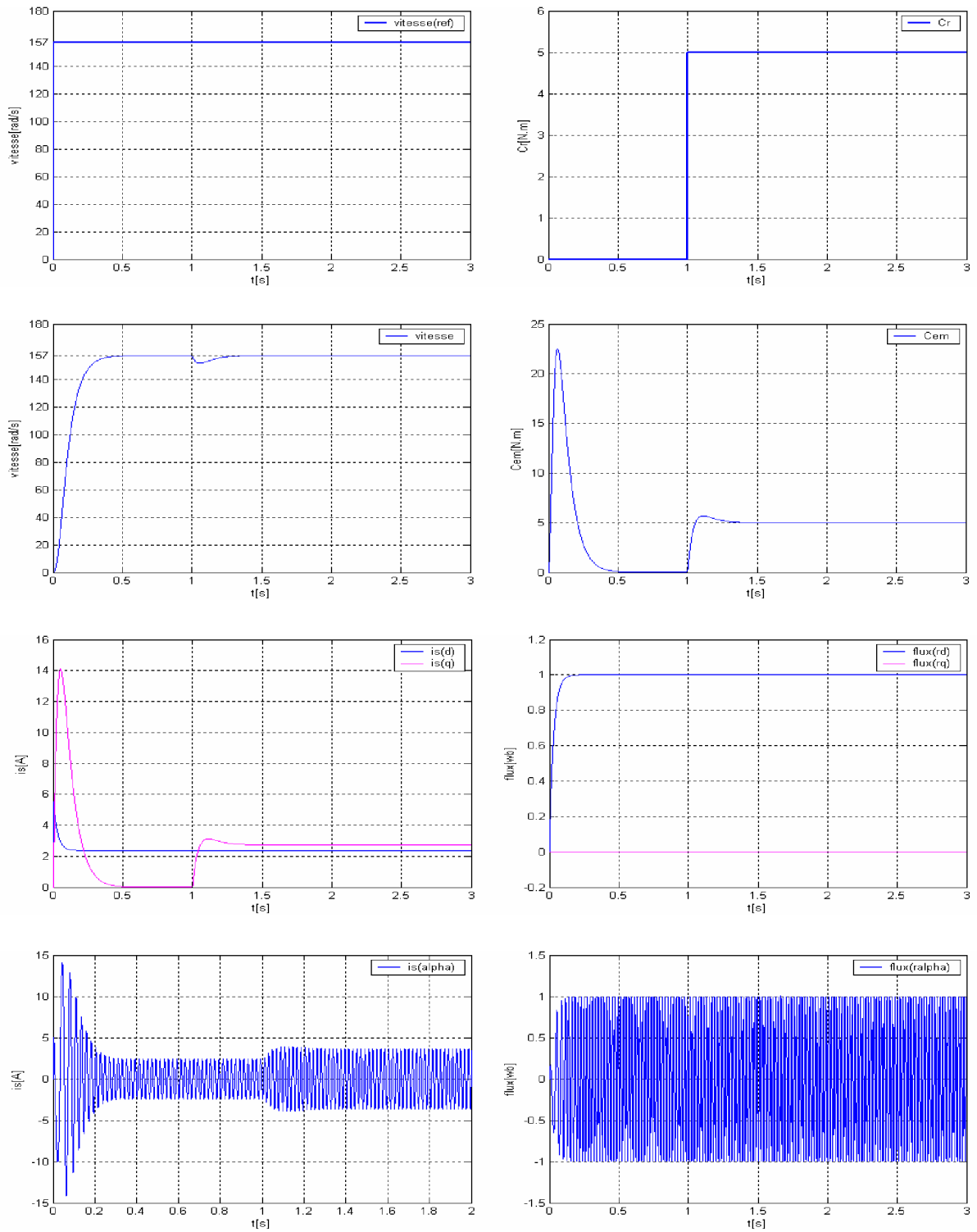


Figure.II.13.a Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en charge nominale après un démarrage à vide.

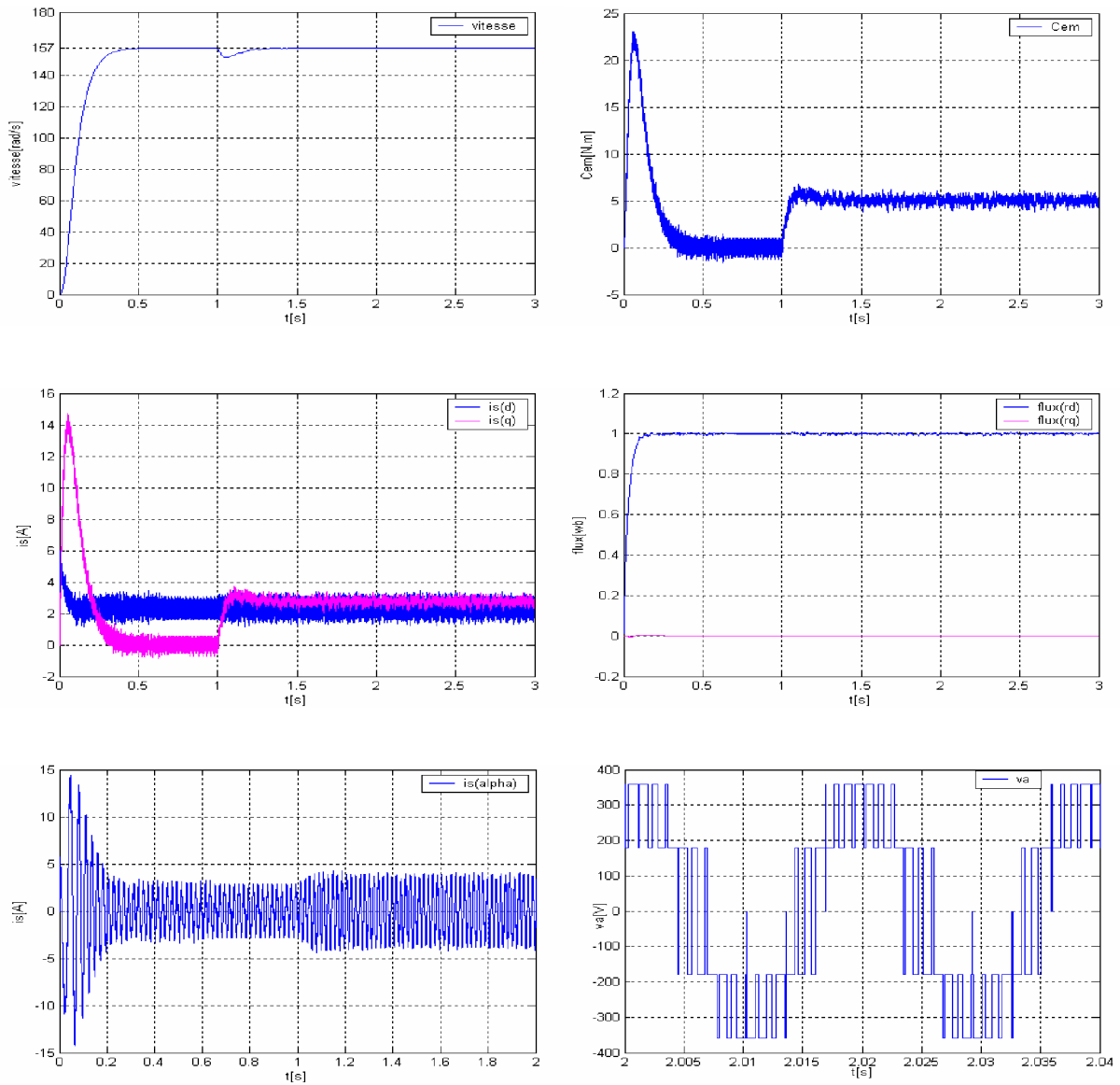


Figure.II.13.b Résultats de simulation de la CV de la MAS en charge nominale après un démarrage à vide (alimentation par onduleur).

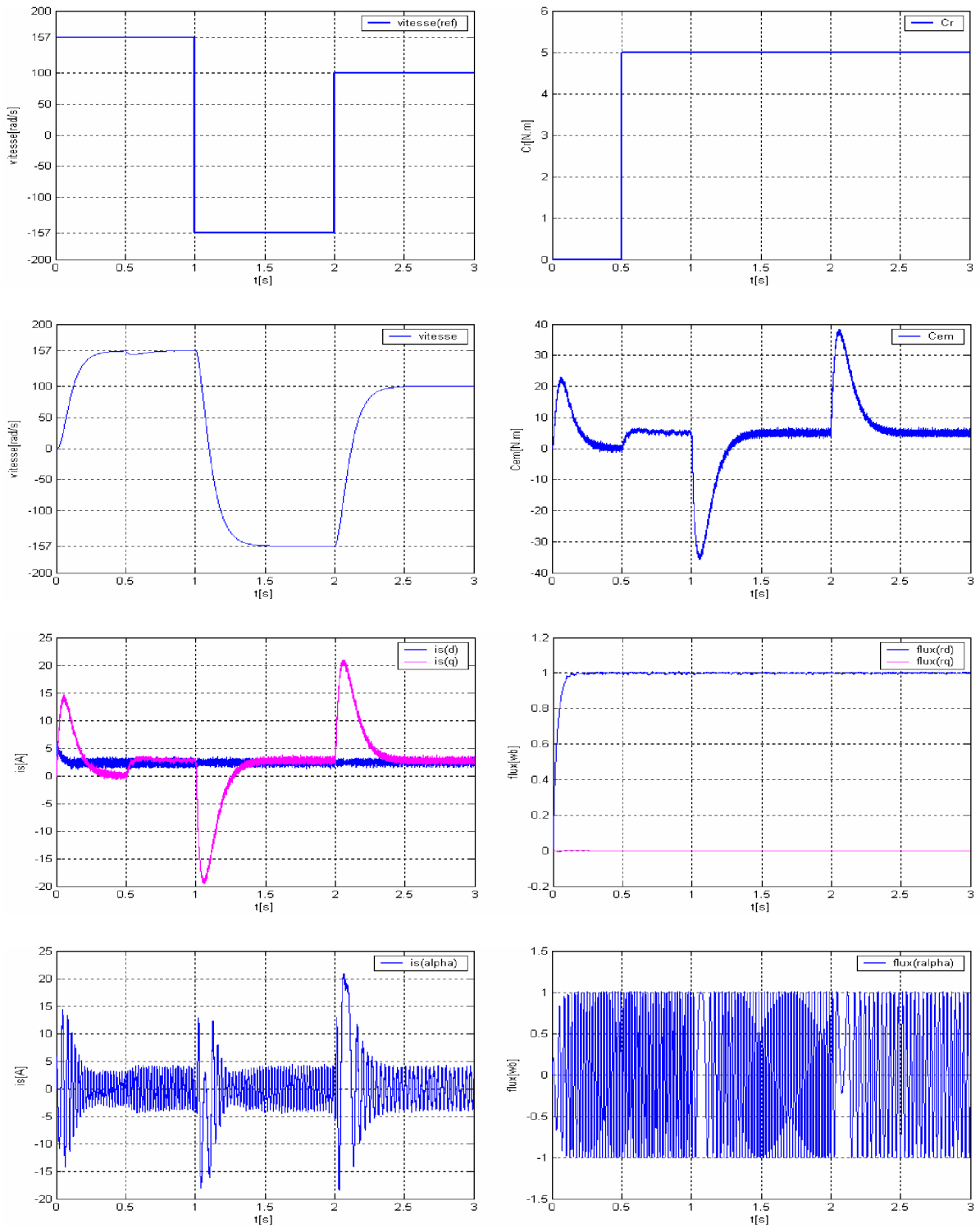


Figure.II.14 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de vitesse

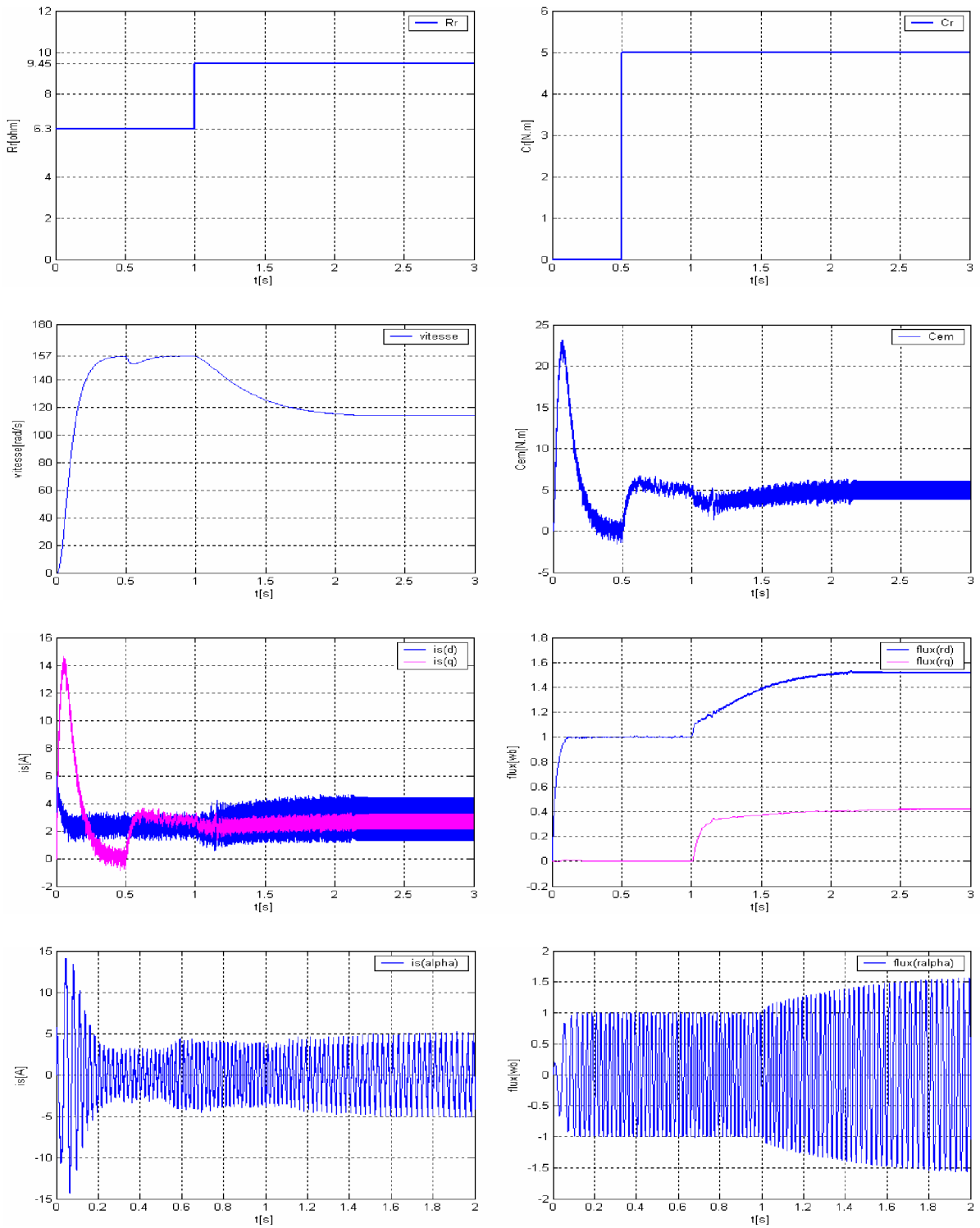


Figure.II.15 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de la résistance rotorique.

II.5 CONCLUSION

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

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

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

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

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande.

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre les axes (d) et (q) conduit à transformer notre système initial multivariable en un système monovariable, ce qui nous permet d'appliquer cette technique de commande pour un système mono-onduleur bimachine asynchrone qui fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III

ASPECTS THÉORIQUES

DES SYSTÈMES

MULTIMACHINES

III.1 INTRODUCTION

La commande vectorielle telle qu'elle est décrite dans le chapitre précédent sert à commander une seule machine asynchrone. Or, son adaptation n'est pas envisageable de façon directe pour commander deux machines asynchrones reliées en parallèle à un onduleur de tension. Pourtant, plusieurs questions peuvent être formulées à présent, parmi lesquelles on peut citer :

- ◆ Comment peut-on commander deux machines alimentées par un seul onduleur de tension?
- ◆ Quelles valeurs réelles et combien d'entre elles doit-on envoyer à la commande?
- ◆ Comment peut-on faire l'observation d'états pour un système composé de deux machines alimenté en parallèle par un seul onduleur de tension?

Dans ce chapitre, une présentation des systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM) sera faite, afin de situer le système étudié.

De manière générale, on définit un système bimoteur mono convertisseur (SBM) comme étant un système formé par plusieurs actionneurs électriques couplés entre eux : mécaniquement, magnétiquement et/ou électriquement.

Les couplages induisent des perturbations entre sous-systèmes, pour résoudre les problèmes des couplages on fait appel à des structures de commande adaptées (commande pondérée (CP), commande moyenne simple (CMS), commande moyenne double (CM2), La commande maître – esclave (CME), commande maître – esclave alternée (CMEA)).

III.2 CONCEPT DES SYSTÈMES MULTIMACHINES MULTICONVERTISSEURS

Un système multimachine multiconvertisseur (SMM) peut être composé d'un convertisseur alimentant plusieurs machines ou de nombreux convertisseurs entraînant une seule machine ou même de la combinaison de ces deux possibilités. La caractéristique fondamentale de tout SMM, est l'existence d'au moins un couplage établi par les grandeurs énergétiques partagées entre les différents convertisseurs ou machines. Les couplages possibles sont principalement d'origine électrique, magnétique, mécanique, etc. Dans tous les cas, ils peuvent induire un surdimensionnement global du système, une dégradation de performances, ainsi que des problèmes de stabilité.

Les premiers travaux publiés sur l'étude et la mise en oeuvre des SMM dans le domaine de l'électrotechnique présentent principalement des solutions spécifiques pour des cas

particuliers [9]. Actuellement, les SMM ont de nombreuses applications industrielles principalement en forte puissance, puisque leur association augmente leurs performances. Ils sont utilisés comme une extension des systèmes classiques, là où ces derniers ne suffisent plus [10].

III.3 FORMALISME DES SYSTÈMES MULTIMACHINES (SMM)

La chaîne élémentaire de conversion électromécanique est montrée dans la figure (III.1), Ce système est en fait un système monomachine monoconvertisseur qui assure un transfert énergétique entre une source électrique **SE** et une source mécanique **SM**.

Cette chaîne de conversion électromécanique est composée de trois éléments de conversion [8] :

1. le convertisseur électrique **CE** représenté par un pictogramme carré, assure une mise en forme de l'énergie électrique,
2. la machine électrique **ME** illustrée par un pictogramme circulaire assure une conversion électromécanique,
3. le convertisseur mécanique **CM** désigné par un pictogramme triangulaire assure une adaptation de l'énergie mécanique entre la machine et la source mécanique.

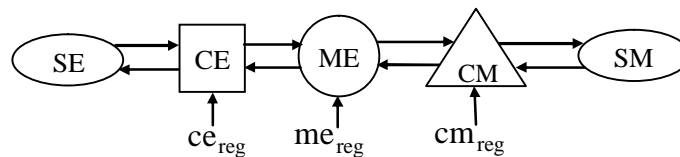


Figure.III.1 Chaîne élémentaire de conversion électromécanique

Si on prend en compte les deux chaînes de conversion énergétique couplées (Figure III.2) on parle d'un SMM. Le but de coupler plusieurs éléments de conversion est d'assurer une transformation énergétique entre n sources en amont et p sources en aval.

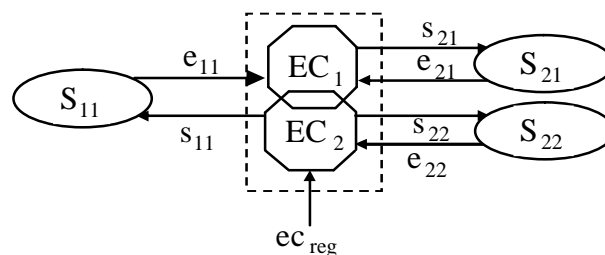


Figure.III.2 Exemple d'élément de conversion de couplage

Dans les SMM, il est possible d'identifier le type de couplage établi au sein de chaque système de conversion, ainsi :

- ◆ Un couplage électrique correspond à la mise en commun d'au moins une ressource électrique (composant, connexion...) entre plusieurs convertisseurs électriques, en induisant une ou plusieurs variables électriques communes (courant, tension...),
- ◆ Un couplage magnétique correspond à la mise en commun d'une ressource magnétique (carcasse, armature, aimant...) entre plusieurs machines électriques. Il induit une variable magnétique commune (flux...),
- ◆ Un couplage mécanique correspond à la mise en commun d'une ressource mécanique (arbre, essieu...) entre plusieurs convertisseurs mécaniques, en établissant une ou plusieurs variables mécaniques communes (vitesse, couple, force...).

III.4 ÉLÉMENT DE COMMANDE D'UN SMM

Si les structures de contrôle des éléments de conversion sont relativement classiques et bien connues, ce n'est pas le cas des celles des éléments de couplage toujours existants dans les SMM, il y a deux catégories de ces couplages dans les SMM qui sont identifiés comme :

Le couplage en amont associé à une distribution d'énergie à partir d'une source génératrice en amont vers plusieurs sources réceptrices en aval (Figure III.3.a).

Le couplage en aval, c'est le contraire, l'énergie est concentrée vers une source réceptrice en aval (Figure III.3.b).

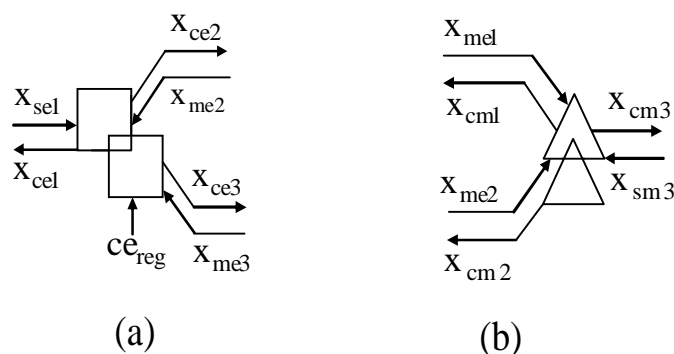


Figure.III.3 Exemples de structures de couplage : (a) en amont et (b) en aval

III.5 SYSTÈME BIMOTEUR MONOCONVERTISSEUR

L'une des thématiques intéressantes dans le cadre des études des SMM, concerne la réduction des coûts de fabrication et de maintenance. Néanmoins, dans certains cas, il est nécessaire d'optimiser en plus les volumes des dispositifs et des composants embarqués dans un système.

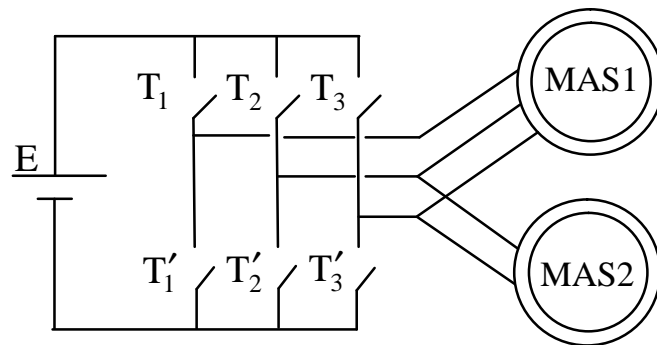


Figure.III.4 Onduleur de tension alimentant deux machines asynchrones

Le moteur asynchrone peut produire un couple électromagnétique constant sur une grande plage des vitesses de rotation. Ainsi, il est possible de garantir le même couple pour les deux moteurs similaires connectés en parallèle, même lorsque leurs vitesses sont différentes.

Néanmoins, d'une part la mise en parallèle des moteurs établit un couplage électrique, vu que les enroulements statoriques des deux moteurs sont alimentés avec les mêmes tensions de sortie de l'onduleur.

Le fonctionnement de l'ensemble du système peut être remis en cause lors de la manifestation d'une perturbation mécanique, d'une variation des paramètres électriques des moteurs et/ou d'une perturbation électrique externe.

III.5.1 Représentation du système étudié selon le formalisme SMM

La mise en parallèle de deux machines asynchrones correspond à un couplage électrique en amont, car le bus alternatif produit par l'onduleur de tension (OT) est partagé. En effet, les deux machines sont reliées aux mêmes points de connexions, ce qui implique des tensions d'alimentation communes. La représentation de ce système est illustrée ci-dessous :

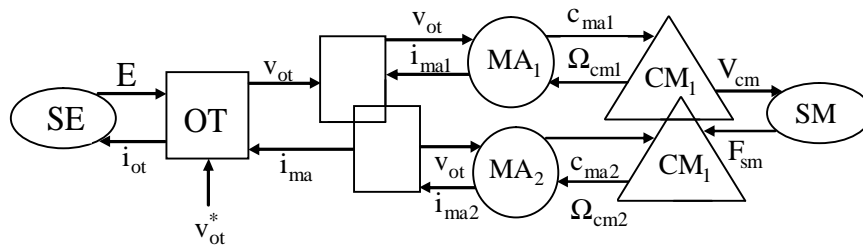


Figure.III.5 Représentation SMM avec une charge commune

III.5.2 Structure d'une commande coopérative du système

Si on applique rigoureusement le principe d'inversion, deux contrôles vectoriels sont à réaliser et un critère de pondération est à définir pour résoudre le problème du couplage en amont. Le couplage mécanique en aval est quant à lui résolu par un classique critère d'équilibrage des couples.

Le critère de pondération permet de choisir la part des références de tension issues de chacun des contrôles vectoriels v_{ot-m1}^* et v_{ot-m2}^* pour définir une tension de référence à appliquer sur l'onduleur v_{ot}^* donnée par :

$$v_{ot}^* = p v_{ot-m1}^* + (1-p) v_{ot-m2}^* \quad (\text{III.1})$$

A partir de cette relation théorique et universelle, on peut déduire plusieurs stratégies, permettant de minimiser le volume des algorithmes de commande à réaliser. Parmi ces algorithmes on peut évoquer : le contrôle de type maître - esclave obtenu pour $p = 0$; le moteur 2 est maître et le moteur 1 esclave suit le maître.

Le contrôle moyen est obtenu pour $p = 1/2$, le contrôle pondéré dans lequel le terme p permet de réduire les effets indésirables produits par une perturbation, etc.

Le but de la commande coopérative est de maintenir un fonctionnement correct du système, en réduisant les effets des couplages existants. Dans une première approche la commande utilisée est celle de type vectoriel à orientation du flux rotorique, la vitesse est considérée comme mesurable. Afin de simplifier le contrôle, la pondération est déplacée en amont des contrôles vectoriels et s'effectue sur les mesures. Alors, un seul contrôle vectoriel est nécessaire. Il correspond au "contrôle moyen" d'une machine fictive moyenne, recrée à partir des signaux de mesure des deux machines.

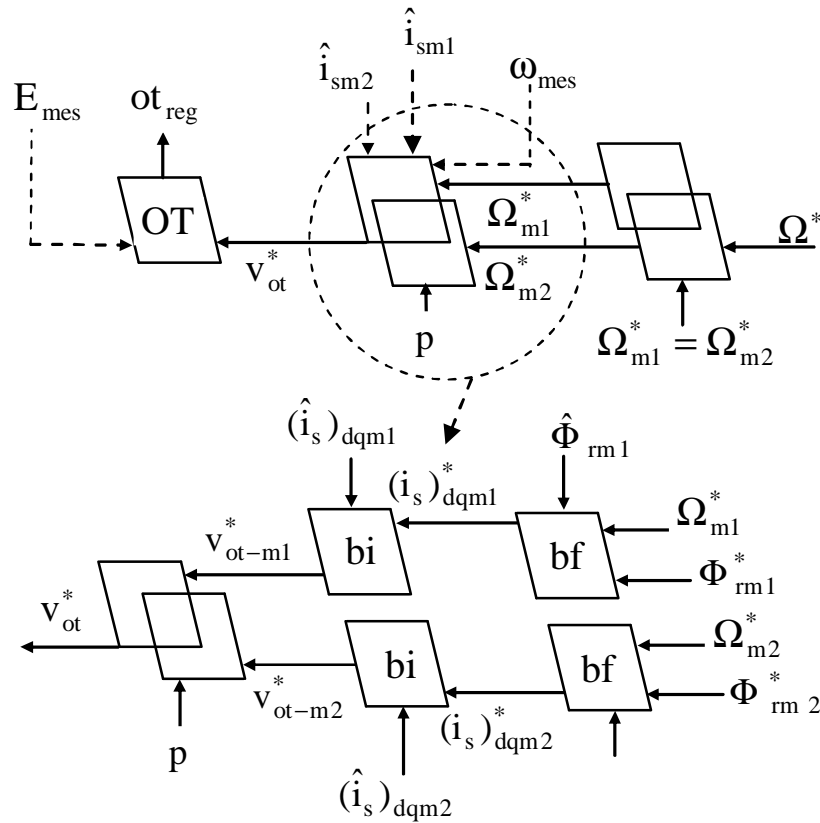


Figure.III.6 Structure théorique de contrôle de l'entraînement

Le flux rotorique n'étant pas accessible pour des machines commerciales, il est donc indispensable de faire appel à un capteur indirect, c'est-à-dire l'observateur d'état. Pour le cas d'un système mono-onduleur bimoteur, deux différentes stratégies d'observation coopérative de flux rotorique sont envisagées [8]. Elles sont présentées dans les paragraphes qui suivent.

III.6 STRATÉGIES D'OBSERVATION COOPÉRATIVE POUR UN SYSTÈME BIMOTEUR

La fonction d'observation peut être définie de deux manières différentes façons.

III.6.1 L'observateur moyen

La première structure d'observation qui est d'ailleurs la plus simple est celle composée d'un seul observateur, soit un "observateur moyen". Dans ce cas la pondération est déplacée en amont de l'observateur de flux et s'effectue sur les mesures des machines. C'est-à-dire que cet observateur est activé par les valeurs moyennes provenant des deux moteurs asynchrones (courants statoriques et vitesses de rotation), comme il est montré dans la figure (III.7) Cette fonction d'observation peut être établie à partir de ses grandeurs d'entrée et de sortie, de la manière suivante :

$$\text{obs moy}(\bar{i}_{sa}, \bar{i}_{sb}, \bar{\omega}, v_{sa}^*, v_{sb}^*) = (\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}, \hat{i}_s, \hat{i}_{s\beta}) \quad (\text{III.2})$$

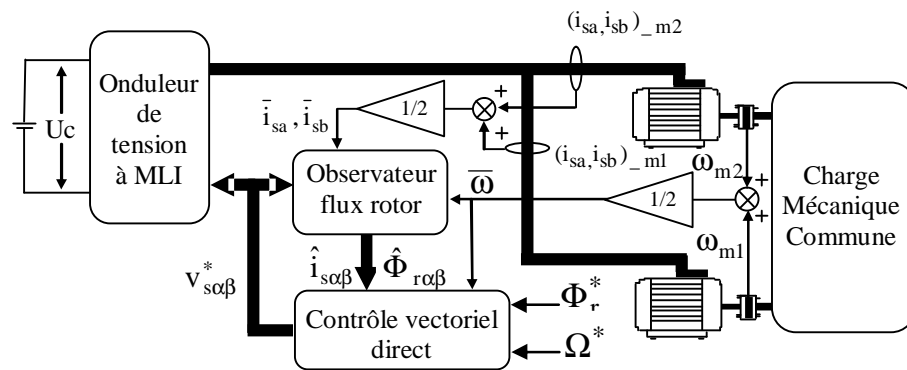


Figure.III.7 L'observateur moyen dans une structure bimoteur mono-convertisseur

III.6.2 L'observateur "dual"

La deuxième structure utilise un observateur pour chaque moteur, afin d'obtenir la valeur moyenne des variables essentielles à partir des sorties des observateurs. La pondération est déplacée en amont de la commande vectorielle, en l'effectuant sur les grandeurs observées.

Cette configuration qui est montrée dans la figure (III.8) a été appelée "observateur dual". Dans ce cas, la fonction qui détermine l'opération de l'observateur est définie par :

$$\text{obs dual}(\bar{i}_{sa1}, \bar{i}_{sb1}, \bar{\omega}_{m1}, \bar{i}_{sa2}, \bar{i}_{sb2}, \bar{\omega}_{m2}, v_{sa}^*, v_{sb}^*) = (\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}, \hat{i}_s, \hat{i}_{s\beta}) \quad (\text{III.3})$$

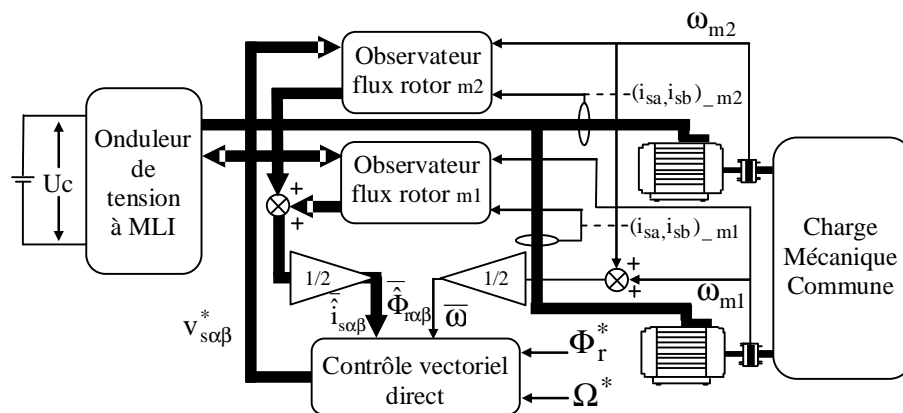


Figure.III.8 L'observateur dual dans une structure bimoteur monoconvertisseur

III.7 STRUCTURES DE COMMANDE COOPÉRATIVE D'UN SYSTÈME BIMOTEUR

Les structures de commande dédiées aux systèmes de type mono-onduleur bimoteur sont fondées, dans une grande majorité, sur la commande vectorielle classique.

III.7.1 La commande pondérée (CP)

Dans la méthode de commande pondérée deux coefficients de poids déterminent la prise en compte des grandeurs obtenues à partir des machines. Ils sont définis par $0 \leq p \leq 1$. Ce facteur peut être varié en fonction des critères du concepteur pour réduire au maximum les altérations du fonctionnement du système dues aux diverses perturbations. Normalement le système travail sous l'action d'une commande moyenne ($p=0.5$), jusqu'à l'arrivée d'une perturbation.

Ce type de commande est présenté dans la figure (III.9). Afin de réduire la notation de la fonction qui appartient à cette commande, on a introduit l'opérateur de poids $\overset{\gamma}{\hat{X}}$, qui est appliqué à toutes les grandeurs estimées et/ou mesurées, soit :

$$\overset{\gamma}{\hat{X}} = p\hat{X}_{m1} + (1-p)\hat{X}_{m2}$$

$$\text{Ainsi : } \text{com - pon}(\overset{\gamma}{\Phi}_{r\alpha}, \overset{\gamma}{\Phi}_{r\beta}, \overset{\gamma}{i}_{s\alpha}, \overset{\gamma}{i}_{s\beta}, \overset{\gamma}{\omega}) = (v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*) \quad (\text{III.4})$$

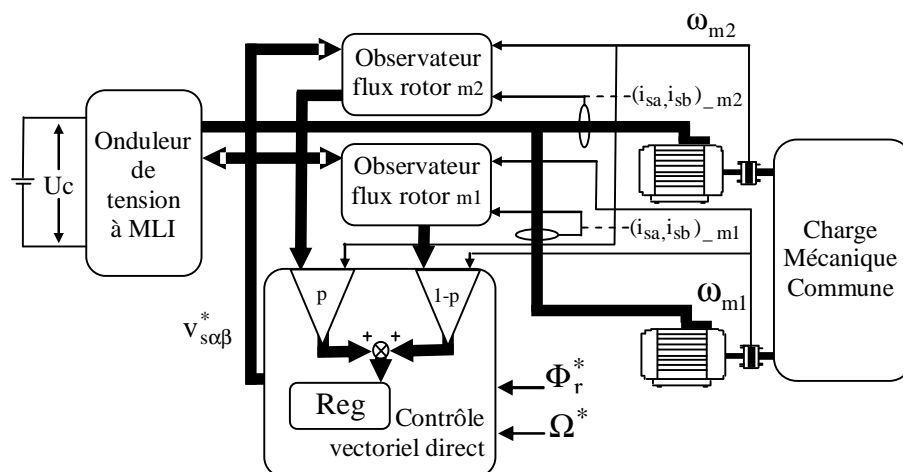


Figure.III.9 CP dans une structure bimoteur monoconvertisseur

La représentation de la commande pondérée selon le formalisme SMM est illustrée dans la figure (III.10)

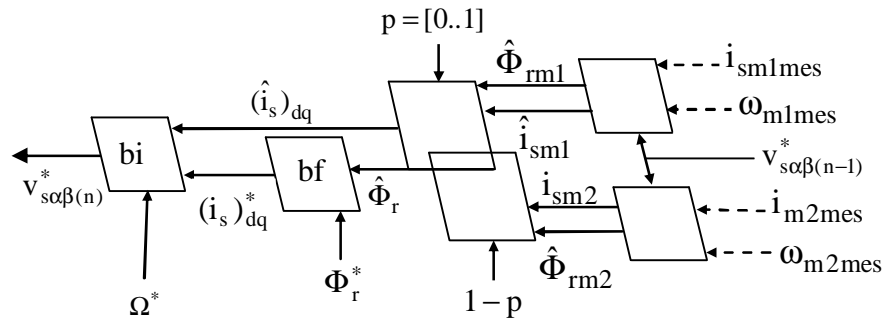


Figure.III.10 Représentation de la CP selon le formalisme SMM

III.7.2 La commande moyenne simple (CMS)

La commande moyenne simple (CMS) prend en compte les grandeurs des deux moteurs, en recréant les grandeurs correspondantes à un “moteur moyen imaginaire” avec l’application d’un critère de pondération identique pour chaque moteur ($p=0.5$).

Le système étant commandé au moyen d’une commande vectorielle directe classique, il est nécessaire d’alimenter les entrées de la commande soit par mesures moyennes soit par les valeurs moyennes des grandeurs observées.

La figure (III.11) montre la représentation de cette commande moyenne selon le formalisme SMM. La valeur de p est fixe et égale à 0,5.

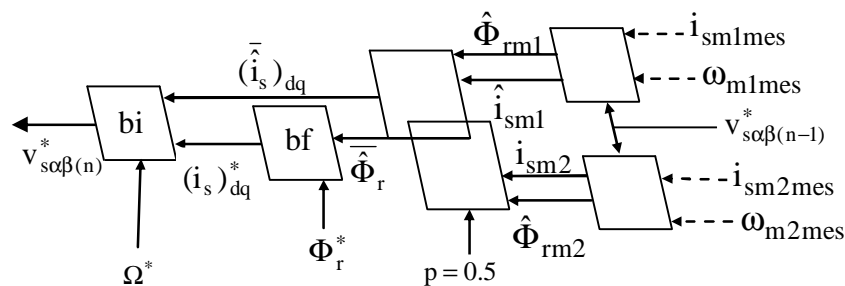


Figure.III.11 Représentation de la CMS selon le formalisme SMM

III.7.3 La commande moyenne double (CMD)

Dans le cas de cette commande les grandeurs de chaque machine sont prises en compte par la fonction d’observation et par le contrôle vectoriel individuel. La régulation des variables de contrôle est réalisée indépendamment pour chaque machine. C’est à la sortie des

deux contrôles qu'on obtient les valeurs moyennes à partir des vecteurs de tension statorique de référence partiels ou individuels.

La figure (III.12) montre la représentation de la commande moyenne double en utilisant le formalisme SMM.

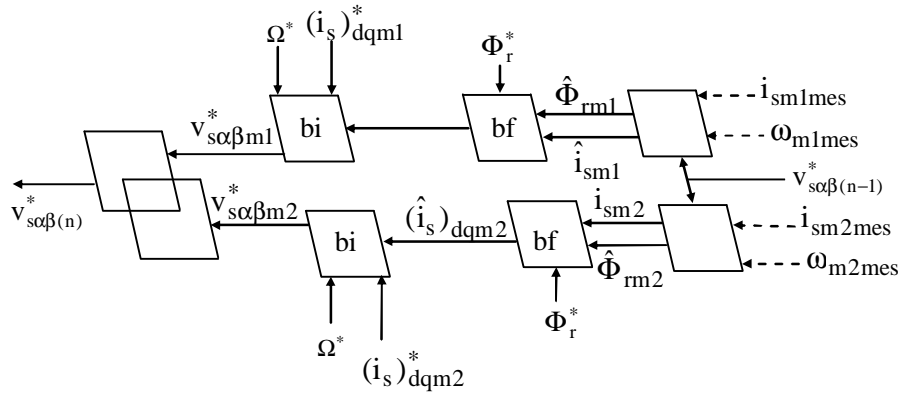


Figure.III.12 Représentation de la CMD selon le formalisme SMM

III.7.4 La commande maître – esclave (CME)

Cette méthode de commande ne tient compte que des grandeurs d'une seule machine appelée "machine maître", et l'autre machine, "machine esclave", subit les tensions imposées par le contrôle sur la "machine maître". Afin de représenter cette commande, on a fait le choix de prendre MAS2 comme le moteur maître.

La figure (III.13) illustre le formalisme selon les SMM de la commande maître - esclave. La valeur de p est fixe et égale à 0.

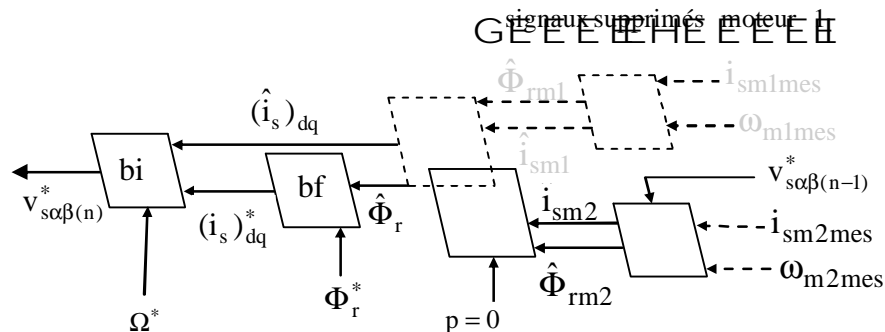


Figure.III.13 Représentation de la CME selon le formalisme SMM.

III.7.5 La commande maître – esclave alternée (CMEA)

Elle est basée sur la méthode maître - esclave définie précédemment, mais à chaque nouvelle période d'échantillonnage le rôle des moteurs est permuté : le maître devient l'esclave et vice versa. Dans la fonction caractéristique de la commande, deux options sont déterminées par l'indice i qui prend les valeurs un et deux alternativement à chaque période d'échantillonnage.

La figure (III.14) présente la représentation de la commande maître- esclave alternée en utilisant le formalisme SMM.

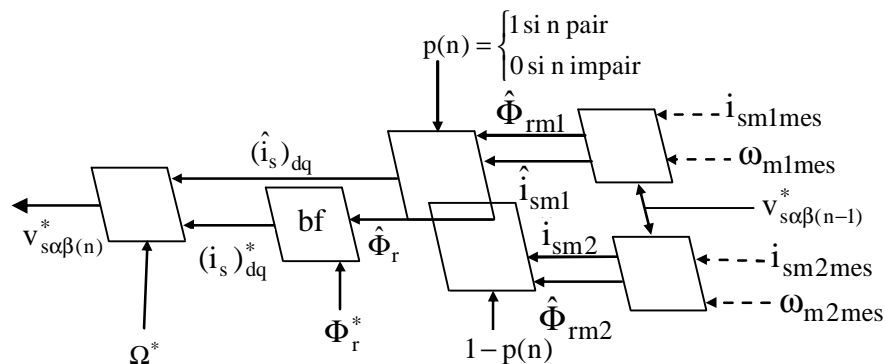


Figure.III.14 Représentation de la commande MEA selon le formalisme

III.8 CONCLUSION

Les structures de commande dédiées aux systèmes de type mono-onduleur bimoteur sont fondées, dans une grande majorité, sur la commande vectorielle classique. Parmi les diverses méthodes retrouvées dans la littérature, d'abord on peut citer la commande moyenne qui prend en compte les valeurs moyennes obtenues à partir des grandeurs des deux machines, pour faire le contrôle d'une "machine moyenne imaginaire".

Ensuite, la commande maître - esclave qui ne prend en compte que les valeurs d'une seule machine. Pendant que l'autre, agit en fonction des tensions imposées par le contrôle sur la première.

Enfin, le contrôle pondéré dans lequel deux facteurs complémentaires dont la somme est égale à un, déterminent la prise en compte des grandeurs des machines. Par ailleurs, le système travaille normalement sous l'action d'une commande moyenne.

Dans le chapitre suivant, on essaiera d'appliquer les différentes structures à la commande de deux machines alimentées par un seul onduleur.

CHAPITRE VI

STRUCTURES DE COMMANDE

COOPÉRATIVE

D'UN SYSTÈME BIMOTEUR

IV.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, une introduction à l'observation déterministe d'états électromagnétiques d'une machine asynchrone est proposée, elle permet d'imposer les gains de l'observateur par une méthode spécifique de placement de pôles des modes électriques.

Plusieurs méthodes de commande "coopérative" vectorielle ont été présentées dans le chapitre précédent et quatre d'entre elle, ont été testées en présence des différentes perturbations électriques et mécaniques. Les simulations effectuées ont été réalisées pour les fonctionnements utilisant des capteurs de vitesse.

IV.2 OBSERVATEUR DU FLUX ROTORIQUE

IV.2.1 Généralités

Le flux rotorique est une grandeur difficilement accessible par des mesures. En effet, un capteur de flux s'avère très coûteux, relativement délicat (bruits de mesure) et réduit la robustesse de l'ensemble. Ces différentes raisons donnent la préférence aux techniques d'estimation ou d'observation.

Deux possibilités sont offertes pour observer le flux dans ce repère cartésien : méthode déterministe ou méthode stochastique. La première, connue depuis longtemps, s'appuie sur la duplication du modèle d'état dans la partie de la commande afin de reconstituer les variables internes inaccessibles sur le système réel. Mais cette méthode est sensible à certaines perturbations [9].

D'autres techniques ont vu le jour depuis une dizaine d'années, et sur la base de la première, prend en compte les bruits de mesure et de calcul par des algorithmes stochastiques. En effet, la proximité entre signaux de puissance et de commande (de faibles amplitudes) est génératrice de perturbations sur les variables de contrôle du système. Les méthodes stochastiques tendent à minimiser la variance de l'erreur au lieu de minimiser l'erreur d'estimation, lors du calcul des gains de l'observateur [9].

Malgré les performances satisfaisantes de ces nouvelles techniques, la complexité des algorithmes associés demande des processeurs de calcul très puissants. Nous avons choisi un observateur déterministe pour notre étude.

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et dispose d'une dynamique indépendante de celle du système. Les sorties estimées comparées aux sorties réelles et les écarts sont réinjectés en entrée à l'aide d'une matrice de gain $[L]$ pour une correction (figure (IV.1)).

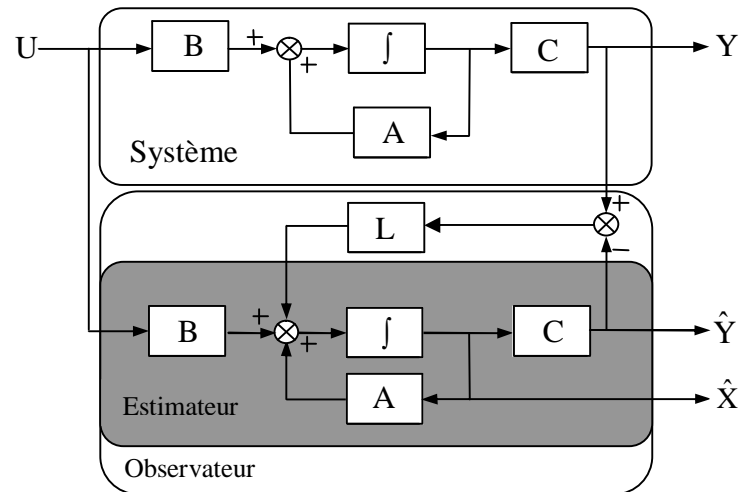


Figure.IV.1 Schéma fonctionnel d'un observateur déterministe

Le réglage d'un processus doit être forcément plus rapide que l'évolution de ce dernier, en effet, on ne peut pas contrôler un système si les moyens utilisés sont plus lents que l'évolution du système. De même, la dynamique de l'observateur doit être plus importante que celle du bloc de réglage : la grandeur contrôlée ne peut l'être efficacement que si son estimation est plus rapide que l'évolution que l'on va lui imposer. Cette dynamique de convergence est réglée par l'intermédiaire de la matrice de gain du retour de sortie [L]. On peut noter que le calcul de ces gains est souvent difficile et son ajustement est effectué de manière empirique [9].

Pour la mise en œuvre de l'observateur, nous allons tout d'abord nous intéresser à un système d'ordre complet. Ses propriétés (symétrie des matrices d'état et observabilité par une seule composante de courant) vont conduire à un modèle équivalent composé de deux sous-systèmes d'ordres réduits et couplés. Les simplifications qui en découlent vont permettre une réalisation numérique moins complexe.

IV.2.2 Mise en équation d'état

L'équation de l'observateur déterministe peut être exprimée par :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + BU + L\Delta Y \\ \hat{Y} &= C\hat{X}\end{aligned}\tag{IV.1}$$

En remplaçant l'erreur de l'observation $\Delta Y = Y - \hat{Y}$ dans (IV.1), il vient alors :

$$\dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X} + BU + LY \quad (\text{IV.2})$$

$$\hat{Y} = C\hat{X}$$

La matrice d'état A_0 détermine la dynamique de l'observateur, elle dépend de la matrice de gains L , étant donné que $A_0 = A - LC$. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator. De plus, il a été noté que dans le cas d'un contrôle sans capteur mécanique, il est important d'être peu sensible à un biais sur l'estimation de la vitesse [8].

L'équation d'état associée de ce système devient :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{IV.3})$$

$$Y = CX$$

Le vecteur d'état $X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}$, le vecteur de commande $U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$,

Le vecteur de mesures $Y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$, la dérivée du vecteur d'état $\dot{X} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}$,

La matrice de commande $B = \begin{bmatrix} 1/\delta L_s & 0 \\ 0 & 1/\delta L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

La matrice de sortie $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

La matrice dynamique du système est $A(\omega) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix}$

Avec :

$$a_1 = -(1/\sigma\tau_r + 1 - \sigma/\sigma\tau_r) , \quad a_2 = 1 - \sigma/\sigma\tau_r L_m$$

$$a_3 = 1 - \sigma/\sigma L_m , \quad a_4 = L_m/\tau_r , \quad a_5 = -1/\tau_r$$

Dans la mesure où les variables de sortie sont en même temps les variables d'état $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ la matrice de sortie C est simple avec des éléments constants. La matrice $A(\omega)$ ne dépend que la vitesse et elle est constituée des quatre sous-matrices, donc chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice $A_0(\omega)$, ce qui impose une certaine structure à la matrice L . Elle peut s'écrire :

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ L_2 & L_1 \\ L_3 & -L_4 \\ L_4 & L_3 \end{bmatrix}$$

L'équation caractéristique de l'observateur s'exprime alors :

$$\det[pI - A_0(\omega)] = \det \begin{bmatrix} p - a_1 + L_1 & -L_2 & -a_2 & -a_3\omega \\ L_2 & p - a_1 + L_1 & a_3\omega & -a_2 \\ -a_4 + L_3 & -L_4 & p - a_5 & \omega \\ L_4 & -a_4 + L_3 & -\omega & p - a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

En introduisant $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ et $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, on peut simplifier l'expression précédente, il

vient :

$$\det = \begin{vmatrix} (p - a_1 + L_1)I + L_2J & -a_2I + a_3\omega J \\ (-a_4 + L_3)I + L_4J & (p - a_5)I - \omega J \end{vmatrix}$$

Donc :

$$p^2 + [a_1 + a_5 - L_1 + (L_2 - \omega)j]p + cte_1 + cte_2j = 0$$

(IV.5)

$$p^2 + [a_1 + a_5 - L_1 - (L_2 - \omega)j]p + cte_1 - cte_2j = 0$$

Avec :

$$cte_1 = a_1 a_5 - a_2 a_4 + a_2 L_3 - a_5 L_1 + L_2 \omega + a_3 L_4 \omega$$

$$cte_2 = -a_2 L_4 + a_5 L_2 - a_1 \omega + L_1 \omega - a_3 a_4 \omega + a_3 L_3 \omega$$

A partir des expressions qui déterminent les racines du modèle de la machine asynchrone, on introduit d'une part, un coefficient de réduction λ associé directement à la vitesse et d'autre part, une constante réelle d , qui n'intervient pas dans le discriminant. Les quatre racines s'expriment ainsi :

$$p_{1,2} = \frac{-d + a_1 - \lambda \omega j \pm \sqrt{(-\alpha + \lambda \omega j)^2 - 4(a_2 - a_3 \lambda \omega j)}}{2} \quad (\text{IV.6})$$

$$p_{3,4} = \frac{-d + a_1 + \lambda \omega j \pm \sqrt{(-\alpha - \lambda \omega j)^2 - 4(a_2 + a_3 \lambda \omega j)}}{2}$$

En développant ces deux dernières expressions (IV.5) on obtient :

$$p^2 + [d - (a_1 + a_5 - \lambda \omega j)]p + d/4.[d - 2(a_1 - a_5)] + a_1 a_5 + a_2 a_4 + [d/2 - (a_1 + a_3 a_4)]\lambda \omega j = 0 \quad (\text{IV.7})$$

$$p^2 + [d - (a_1 + a_5 + \lambda \omega j)]p + d/4.[d - 2(a_1 + a_5)] + a_1 a_5 + a_2 a_4 - [d/2 - (a_1 + a_3 a_4)]\lambda \omega j = 0$$

Les gains de l'observateur sont déterminés par identification, en comparant les expressions (IV.5) et (IV.7). D'où ils s'écrivent :

$$L_1 = d$$

$$L_2 = (1 - \lambda) \cdot \omega$$

$$L_3 = \frac{b_1}{a_3} + \frac{a_2(b_2 - a_2 b_1)}{a_3 a_2^2 + a_3^3 \omega^2}$$

$$L_4 = \frac{\omega(b_2 - a_2 b_1)}{a_2^2 + (a_3 \omega)^2}$$

Avec :

$$b_1 = d \left[\frac{\lambda}{2} - 1 \right] + (1 - \lambda)(a_1 + a_3 a_4 - a_5)$$

$$b_2 = a_3 \left[\frac{d}{2} \left[\frac{\lambda}{2} - a_1 + a_5 \right] - (1 - \lambda)\omega^2 \right]$$

A partir d'un choix judicieux des valeurs d et λ il est possible d'établir d'une part une dynamique d'observation plus rapide que celle du système, d'autre part, on peut augmenter l'amortissement du système, en augmentant la partie réelle (valeur absolue) des pôles dominants.

Pour la simulation on choisit $d = 30$ et $\lambda = 0.5$

IV.3 STRUCTURES DE COMMANDE DU SYSTÈME BIMACHINE

IV.3.1 La commande moyenne simple (CMS)

La commande dite "moyenne simple" à structure d'observation duale est montrée dans la figure (IV.2) Elle peut être définie par la fonction suivante :

$$\text{commoy}(\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}, \hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}, \bar{\omega}) = (v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*) \tag{IV.8}$$

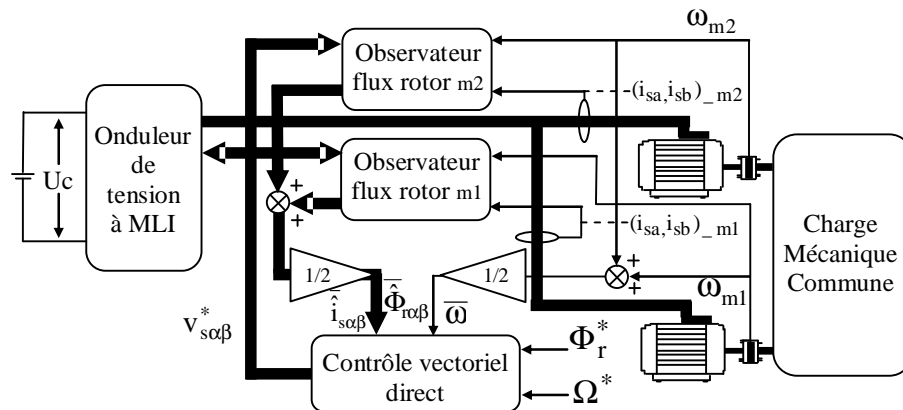


Figure.IV.2 CMS appliquée dans une structure mono-onduleur bimoteur

IV.3.2 La commande moyenne double (CMD)

La fonction représentative de cette commande est définie par :

$$\text{com} - \text{moydou}(\text{com}_1, \text{com}_2) = \text{com} - \text{moydou}(\bar{v}_{s\alpha}^*, \bar{v}_{s\beta}^*) \tag{IV.9}$$

Cette structure est montrée dans la figure (IV.3)

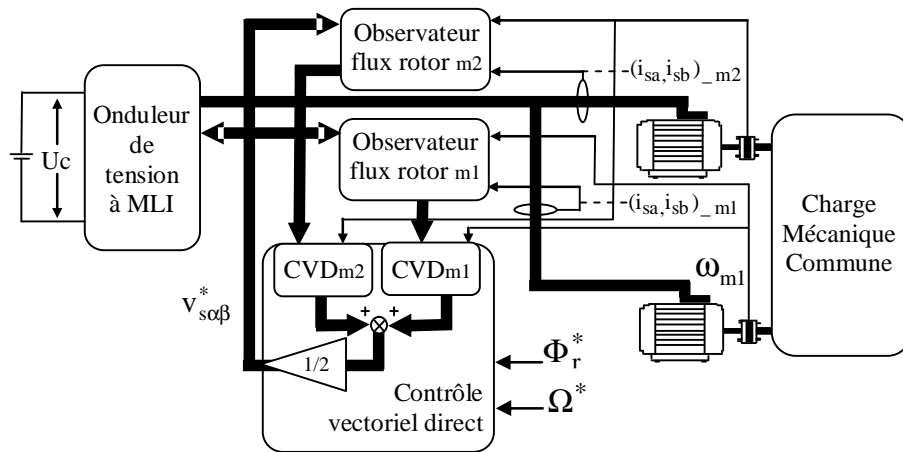


Figure IV.3 La CMD dans une structure bimoteur monoconvertisseur

IV.3.3 La commande maître – esclave (CME)

La fonction représentative de cette commande est définie par :

$$\text{com} - \text{me}((\hat{\Phi}_{r\alpha 2}, \hat{\Phi}_{r\beta 2}, \hat{i}_{s\alpha m 2}, \hat{i}_{s\beta m 2}, \bar{\omega}_{m 2}) = (v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*) \tag{IV.10}$$

La figure (IV.4) montre la commande de type maître – esclave, on peut observer que le contrôle est alimenté seulement par les grandeurs issues d'une seule machine.

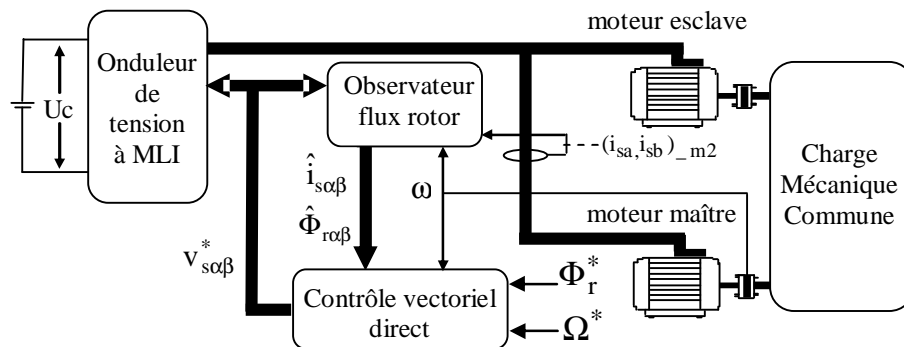


Figure.IV.4 CME appliquée dans une structure bimoteur monoonduleur

IV.3.4 La commande maître – esclave alternée (CMEA)

On peut constater que chaque commande maître – esclave fonctionne avec une période d'échantillonnage de $T_e' = 2T_e$.

$$\text{com - mea}((\hat{\Phi}_{r\alpha i}, \hat{\Phi}_{r\beta i}, \hat{i}_{s\alpha i}, \hat{i}_{s\beta i}, \omega_{mi}) = (v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*) \tag{IV.11}$$

$$mi = \begin{cases} \text{moteur 1 avec n pair caractérisé par } nT_e \\ \text{moteur 2 avec n impair caractérisé par } nT_e \end{cases}$$

Cette structure est montrée dans la figure (IV.5)

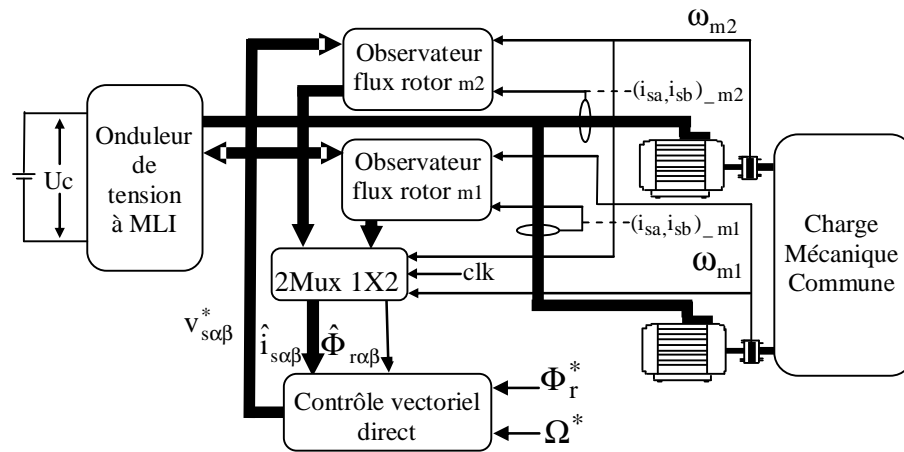


Figure.IV.5 La commande MEA dans une structure bimoteur monoonduleur

IV.4 RÉSULTATS OBTENUS EN SIMULATION

Notre simulation se résume aux quatre méthodes citées précédemment (CMS, CMD, CME, CMEA).

IV.4.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide

Lors de cette étude nous avons appliqué au système un couple résistant de 5N.m à l'instant 1s pour la première machine (MAS1) et à l'instant 2s pour la deuxième machine (MAS2). Les résultats correspondants sont regroupés dans les figures qui suivent.

On peut signaler que pour un démarrage à vide, les quatre commandes présentent des résultats identiques, la vitesse suit la valeur de référence pour les deux machines.

L'application d'une charge résistive pour la commande moyenne simple et moyenne double, montre que la vitesse de MAS1 connaît une diminution relativement faible (entre 1s et 2s), cette diminution se répercute sur le comportement de la MAS2 par une augmentation de sa vitesse.

La vitesse de la deuxième machine diminue quant on lui applique un couple résistant C_r . Pour les deux machines le couple électromagnétique C_{em} augmente pour compenser l'application de la charge résistive.

Pour les deux cas le flux rotorique direct Φ_{rd} et le flux rotorique en quadrature Φ_{rq} suivent parfaitement leur références, ils subissent une légère variation après l'application d'un couple résistant C_r , cette variation s'établit seulement s'il existe une différence entre les couple de charges à appliqués aux deux moteurs.

Pour la commande maître – esclave, avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et se stabilise à la valeur de sa référence. Après l'application de la charge résistive la vitesse de la machine esclave diminué sans influencer la vitesse de la machine maître. À l'instant 1.5s la vitesse de la machine maître connaît une chute puis se stabilise a nouveau à la valeur 157 rad/s.

Les flux rotoriques de la machine esclave suivent leur référence puis diminuent pendant l'application d'une charge résistive et pour la machine maître, l'estimation des flux rotoriques est bien adapté aux variations de la charge, le couple électromagnétique et le flux rotorique sont parfaitement découplés

La commande maître - esclave alternée donne des performances identiques à celles obtenues par la commande moyenne simple.

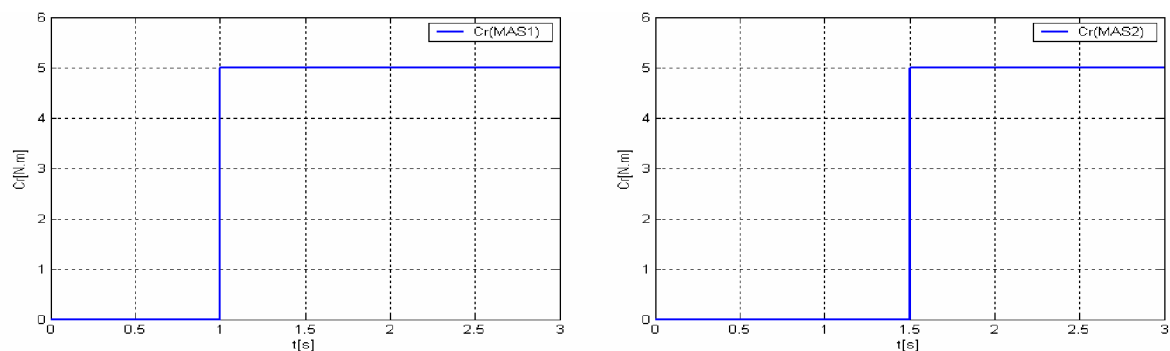


Figure.IV.6 Variation de la charge pour les deux machine

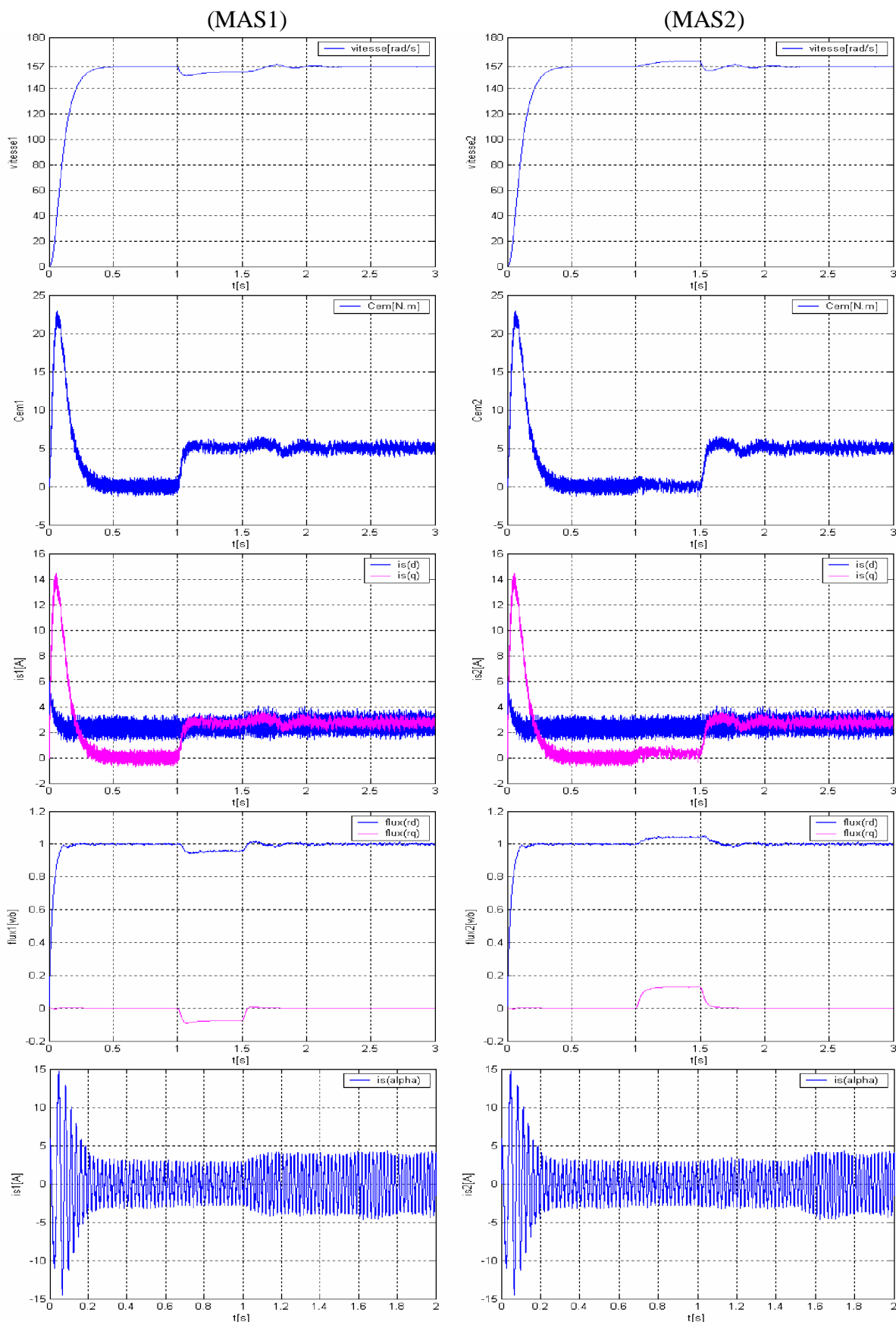


Figure.IV.7 Essai en charge nominale après un démarrage à vide pour la commande moyenne simple

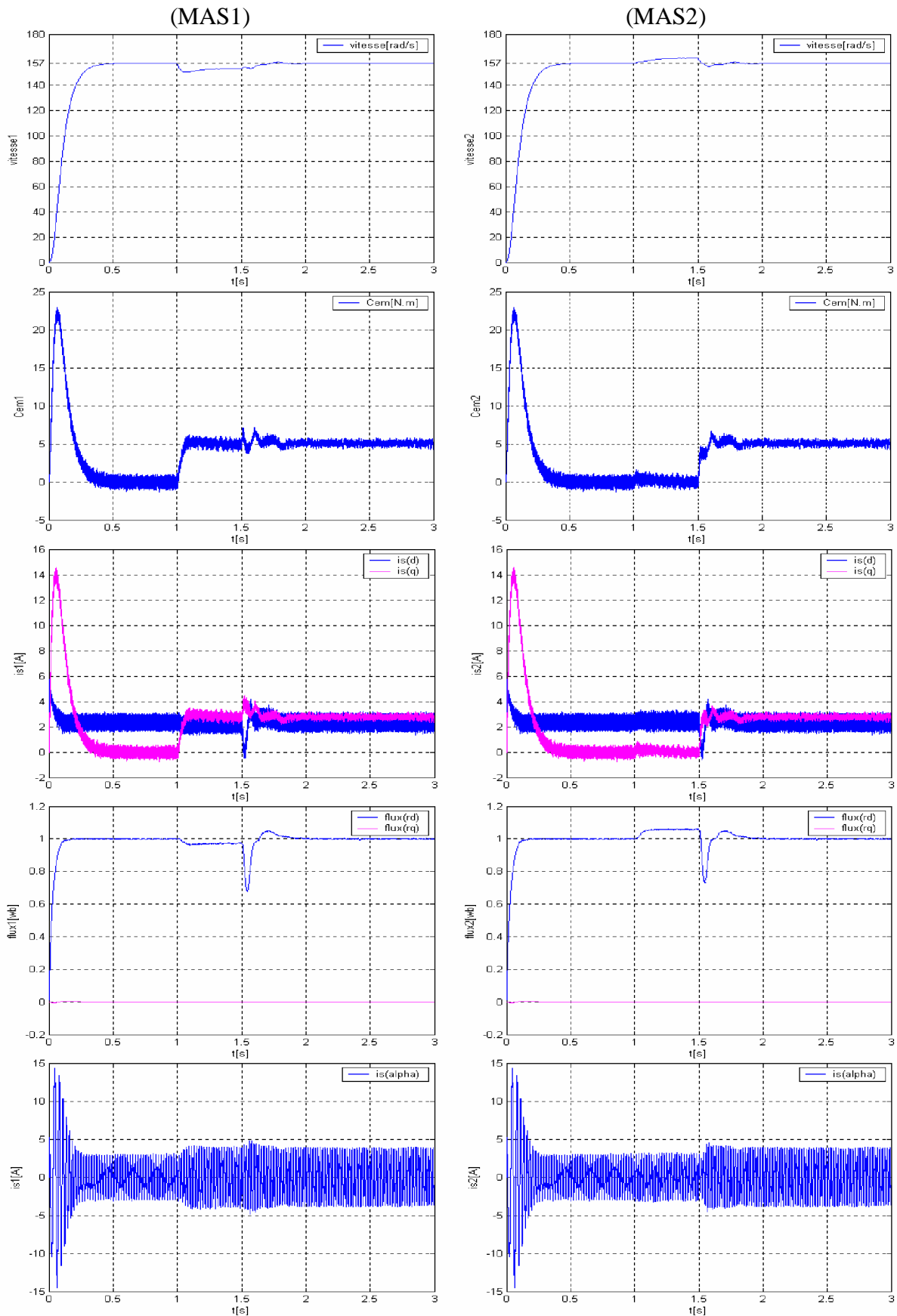


Figure.IV.8 Essai en charge nominale après un démarrage à vide pour la commande moyenne double

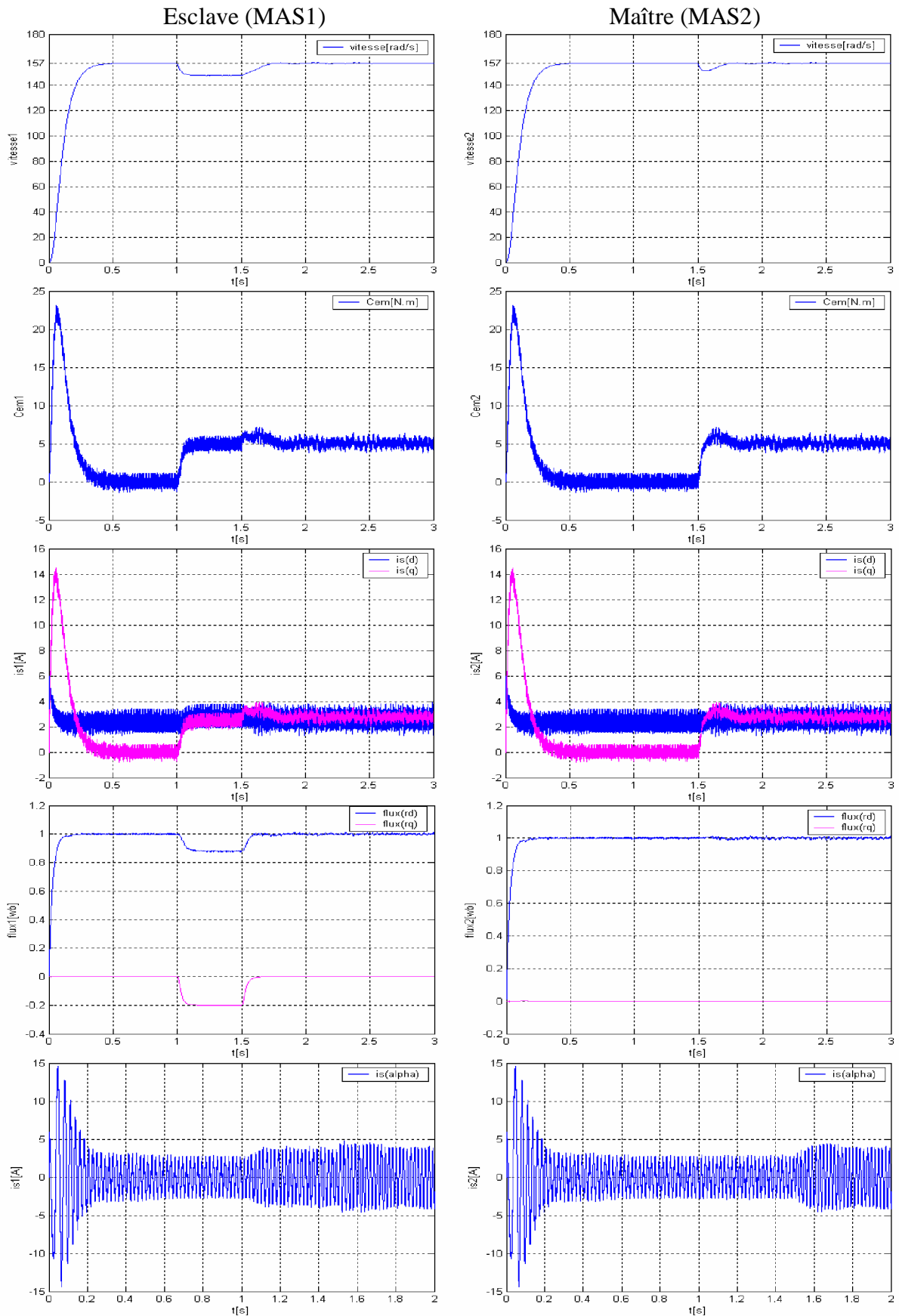


Figure.IV.9 Essai en charge nominale après un démarrage à vide pour la commande maître esclave

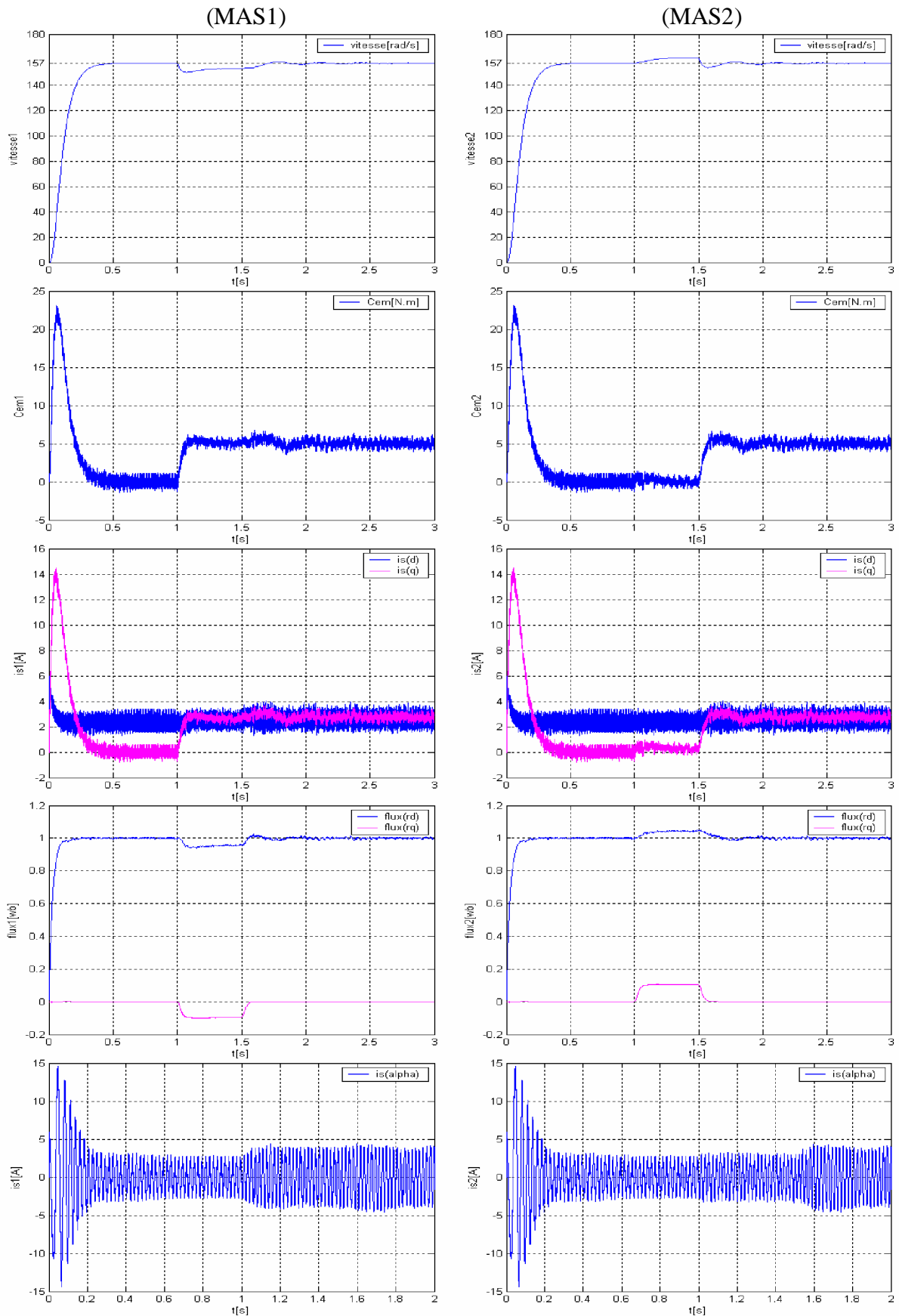


Figure.IV.10 Essai en charge nominale après un démarrage à vide pour la commande maître esclave alternée

IV.4.2 Simulation avec variation de la vitesse

Dans ce qui suit nous nous intéresserons à la variation de la vitesse de référence. Les vitesses admises ainsi que leurs intervalles sont représentés dans la figure (IV.11). Notre système sera soumis à une charge résistive qui sera appliqué à l'instant 0.5s. Pour les quatre types de commande, on obtient des résultats identiques.

La vitesse suit la vitesse de référence choisie précédemment pour les deux machines du systèmes (MAS1, MAS2, machine maître et machine esclave).

La réaction du couple électromagnétique C_{em} vis-à-vis à l'application du couple résistant C_r se traduit par une augmentation de sa valeur, sa réponse à la variation de la vitesse se traduit par la présence de pic lors du passage d'un mode à l'autre.

Les flux rotoriques des deux machines sont identiques, le flux rotorique en quadrature Φ_{rq} est nul et le flux rotorique direct Φ_{rd} suit parfaitement sa référence et se stabilise à la valeur 1wb. Le découplage des deux machines est réalisé.

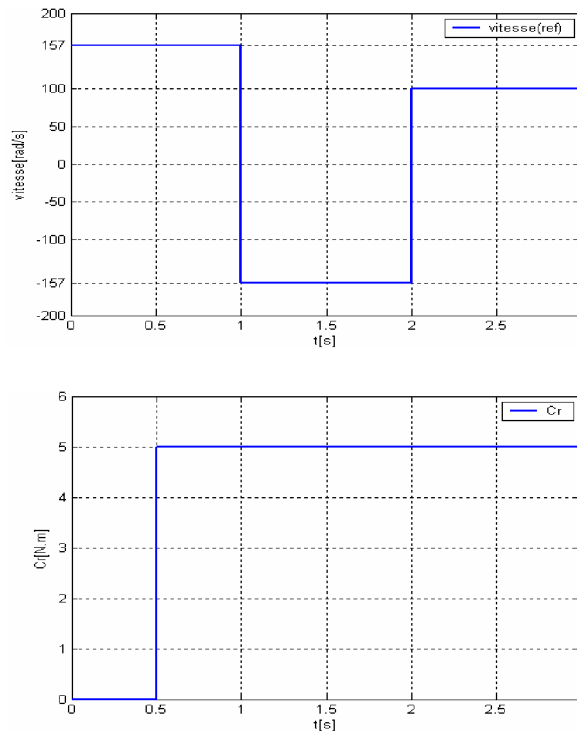


Figure.IV.11 Vitesse et couple de référence pour les deux machines

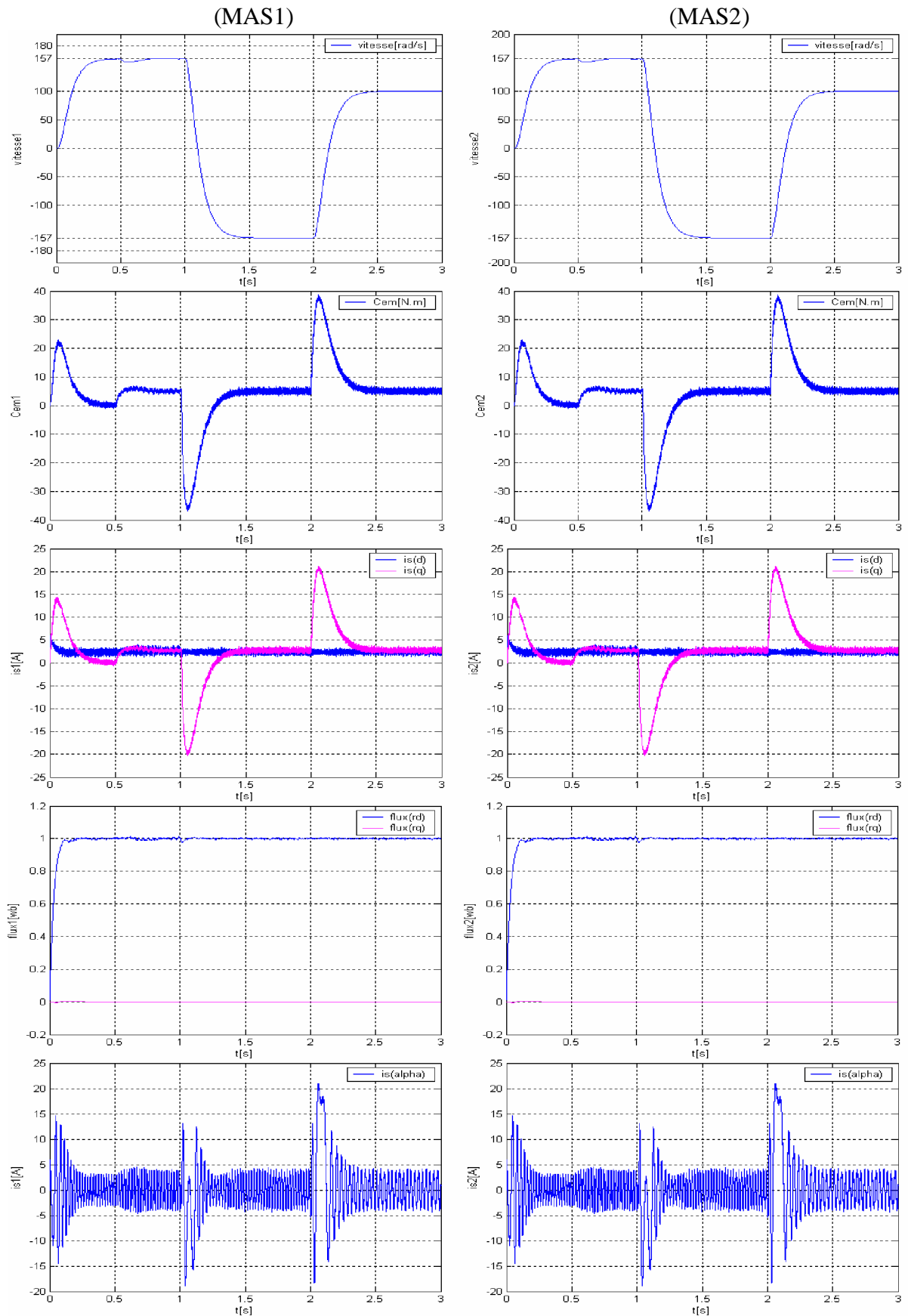


Figure.IV.12 Variation de vitesse pour la commande moyenne simple

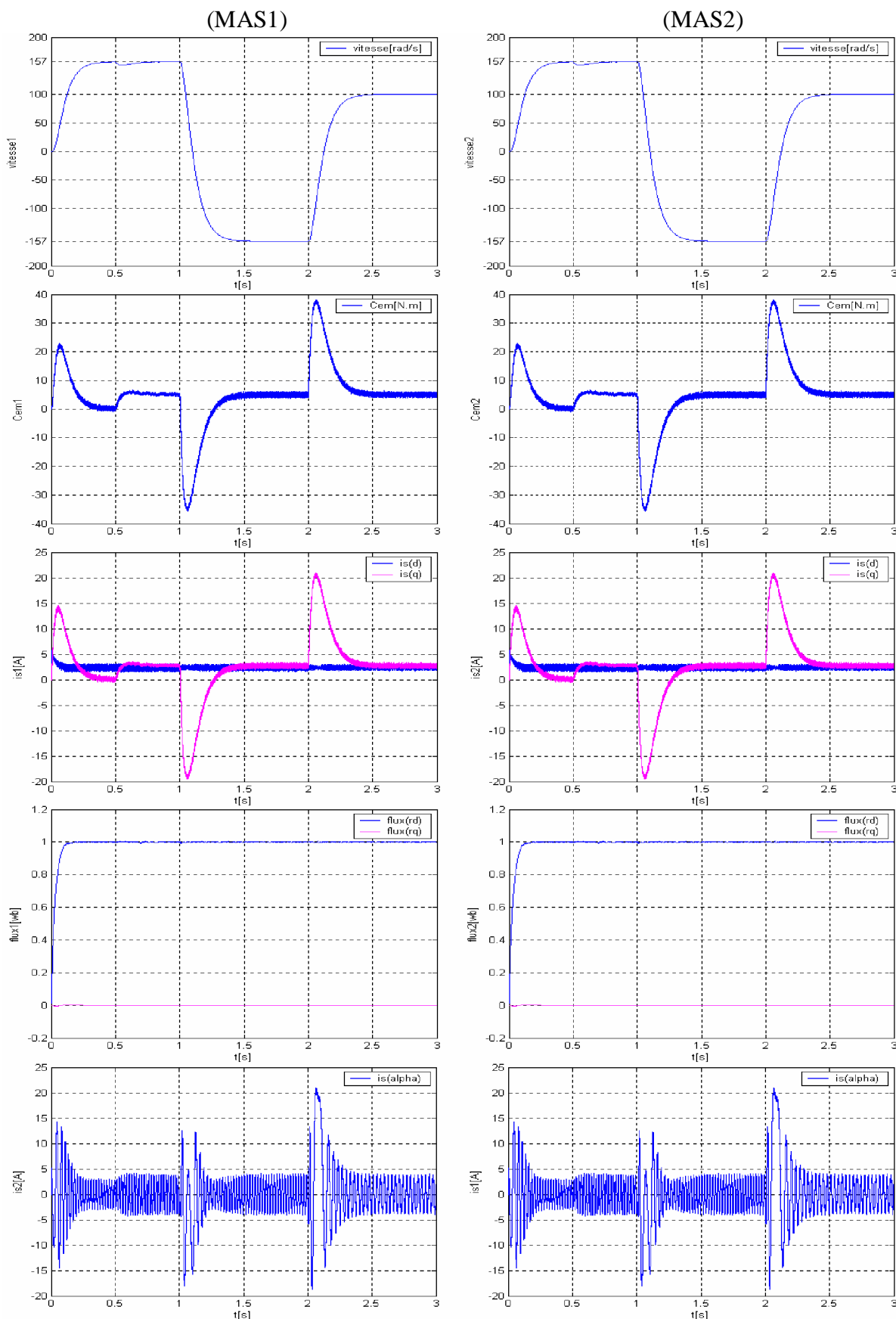


Figure.IV.13 Variation de vitesse pour la commande moyenne double

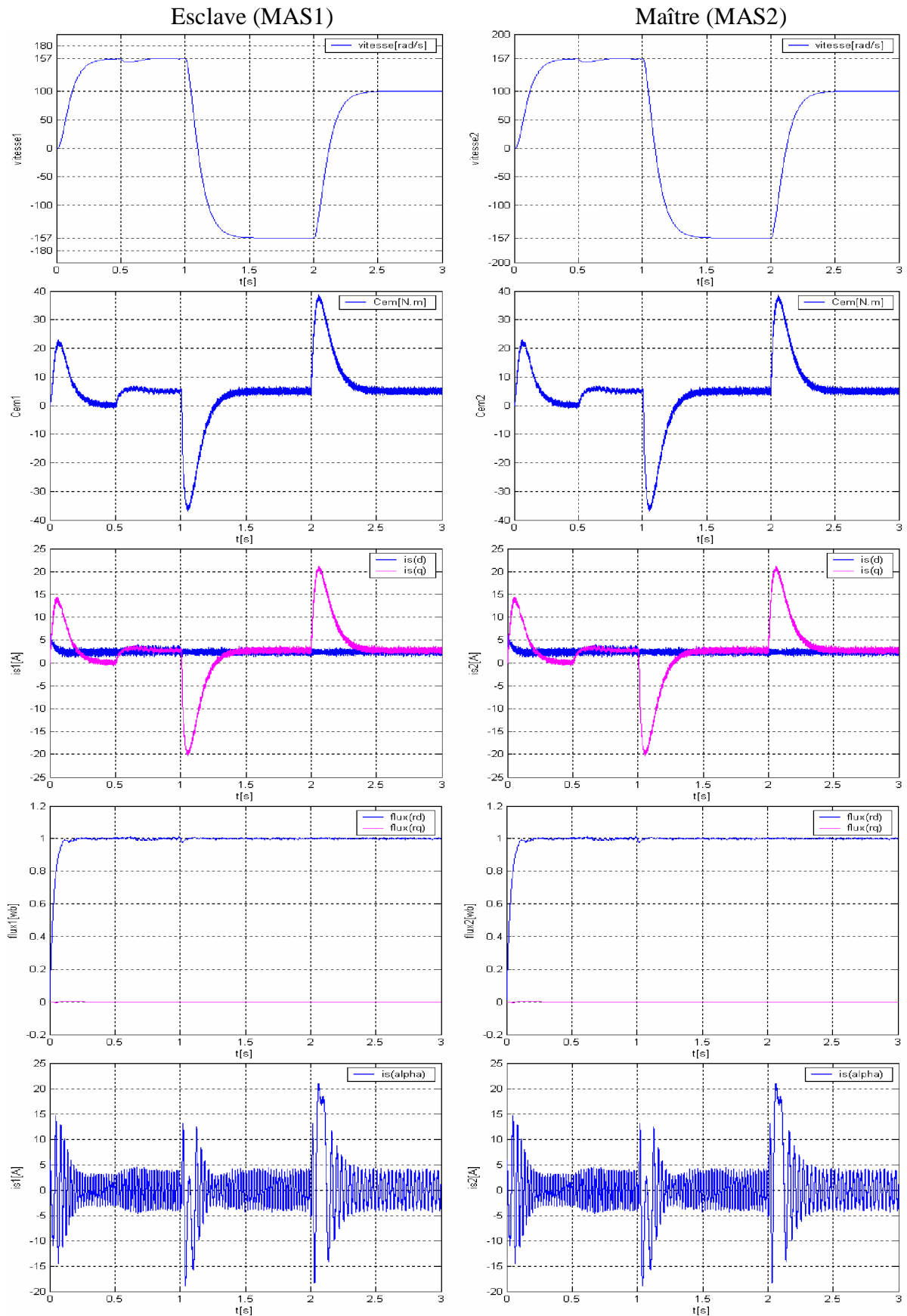


Figure.IV.14 Variation de vitesse pour la commande maître esclave

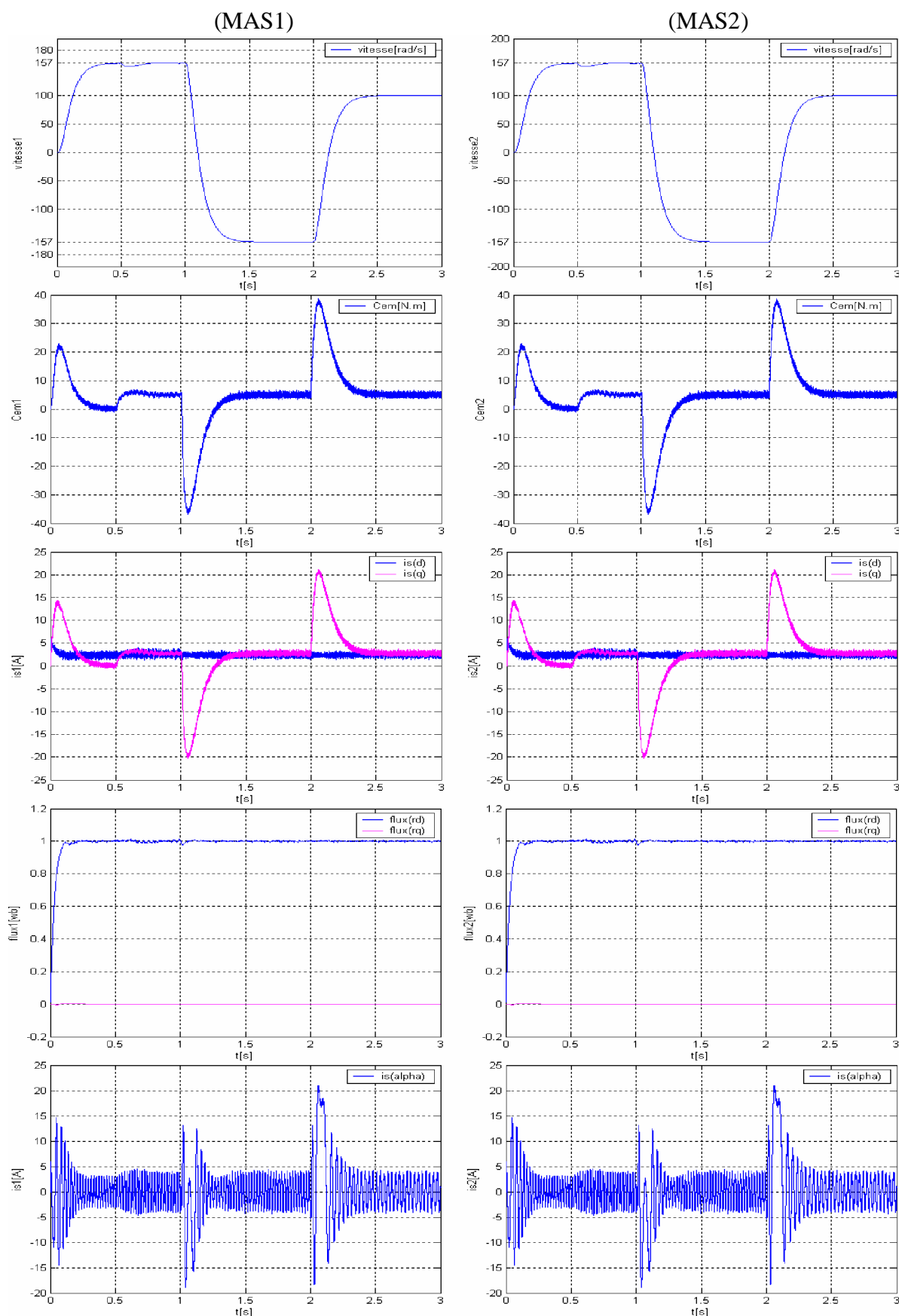


Figure.IV.15 Variation de vitesse pour la commande maître esclave alternée

IV.4.3 Tests de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulations obtenues sont représentés par les figures (IV.17, 18, 19, 20) pour les quatre méthodes (CMS, CMD, CME, CMEA)

La variation de la résistance rotorique est vraiment gênante puisque la valeur de la résistance intervient directement dans les algorithmes du contrôle et d'observation d'états du système.

Comme dans le dernier cas, les réponses de la commande moyenne simple et de la commande maître-esclave alternée sont identiques. Les vitesses des deux machines connaissent des diminutions lors de la variation de la résistance, ces diminutions sont plus importantes quand les valeurs des résistances rotoriques respectives des deux machines subissent des variations simultanées.

Pour la commande maître-esclave, la variation de R_r provoque une diminution de la vitesse pour les deux machines du système.

Si les perturbations introduites sur la machine maître ou la machine esclave les conséquences seront toujours sur la machine esclave.

Pour la commande moyenne double, les allures respectives des vitesses des deux machines sont identiques. L'application d'une perturbation sur une machine se répercute sur les deux machines. Donc la commande n'est pas robuste

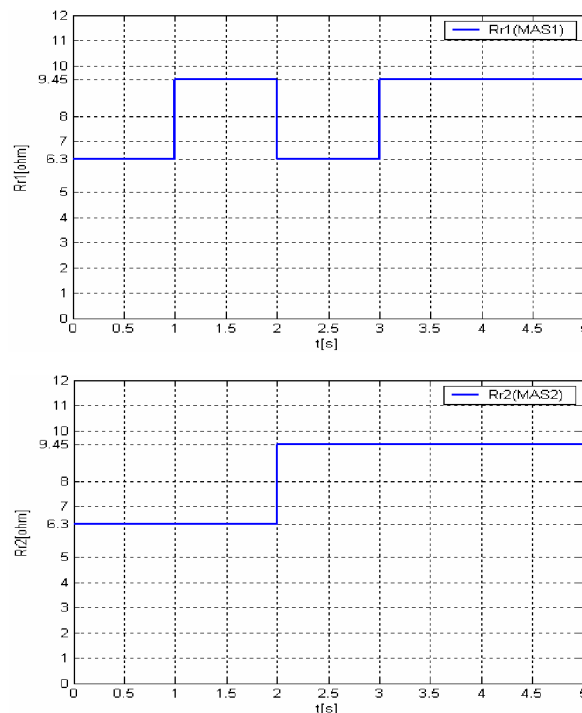


Figure.IV.16 Variation de la résistance rotorique pour les deux machines.

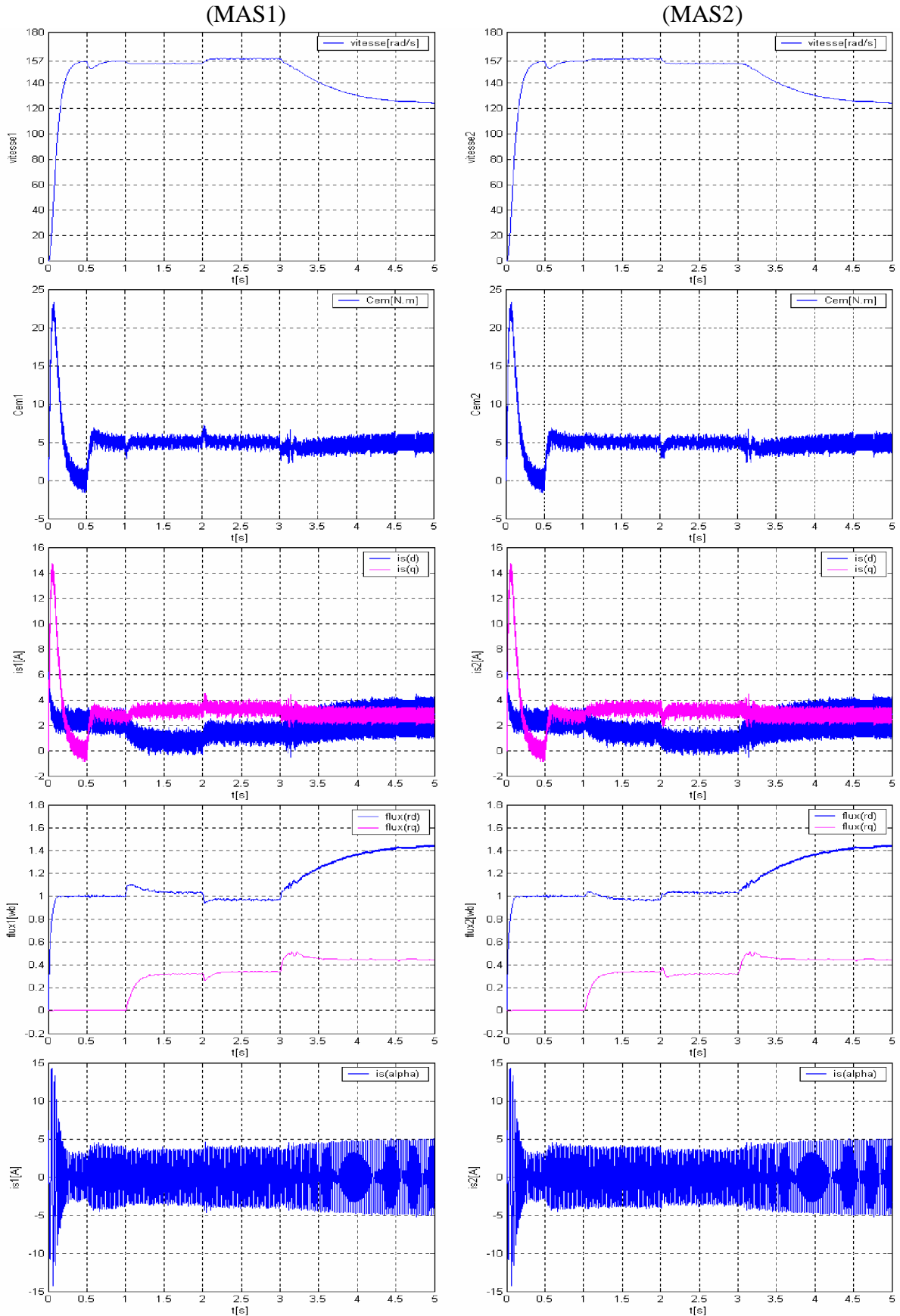


Figure.IV.17 Tests de robustesse pour la commande moyenne simple

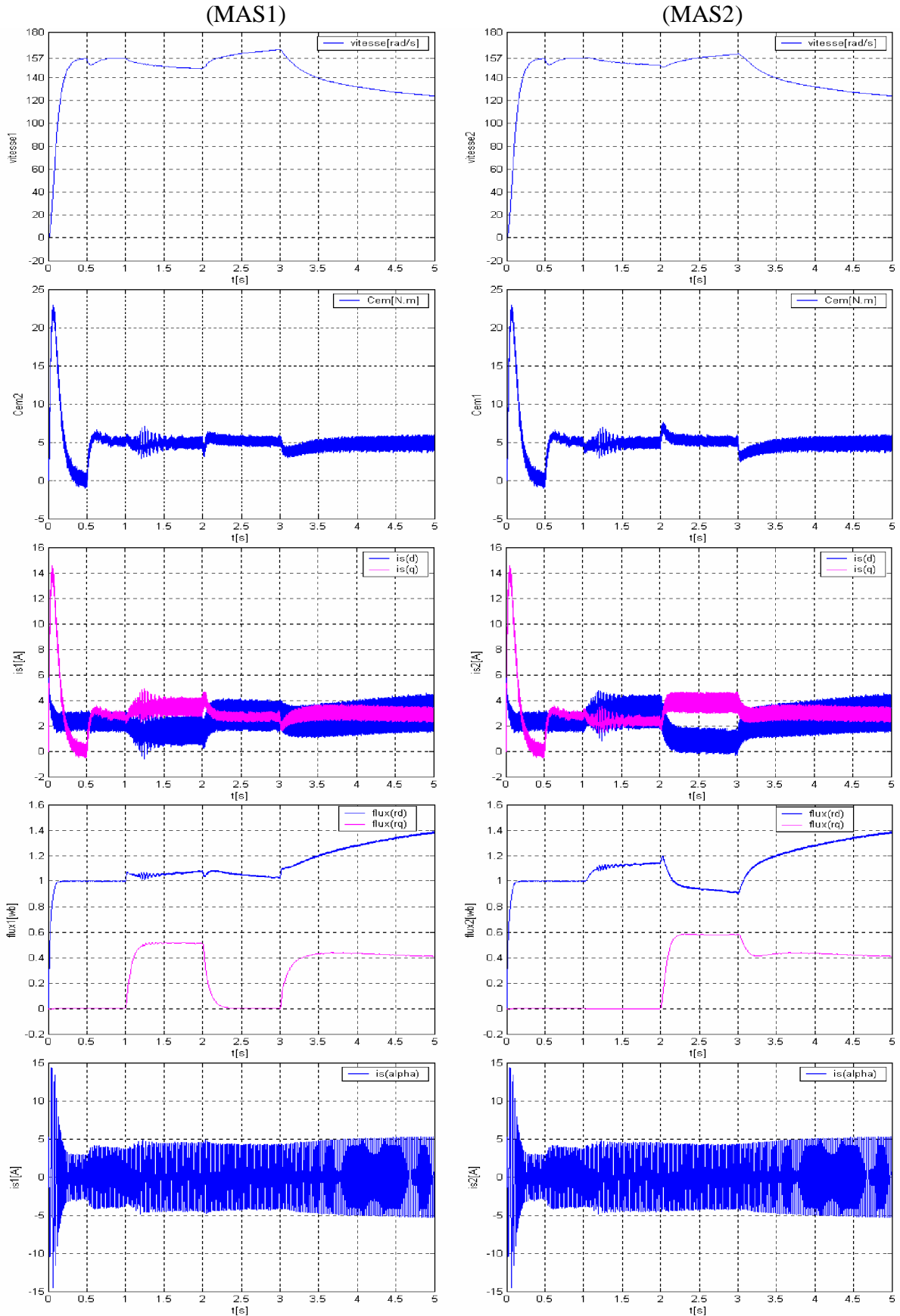


Figure.IV.18 Tests de robustesse pour la commande moyenne double

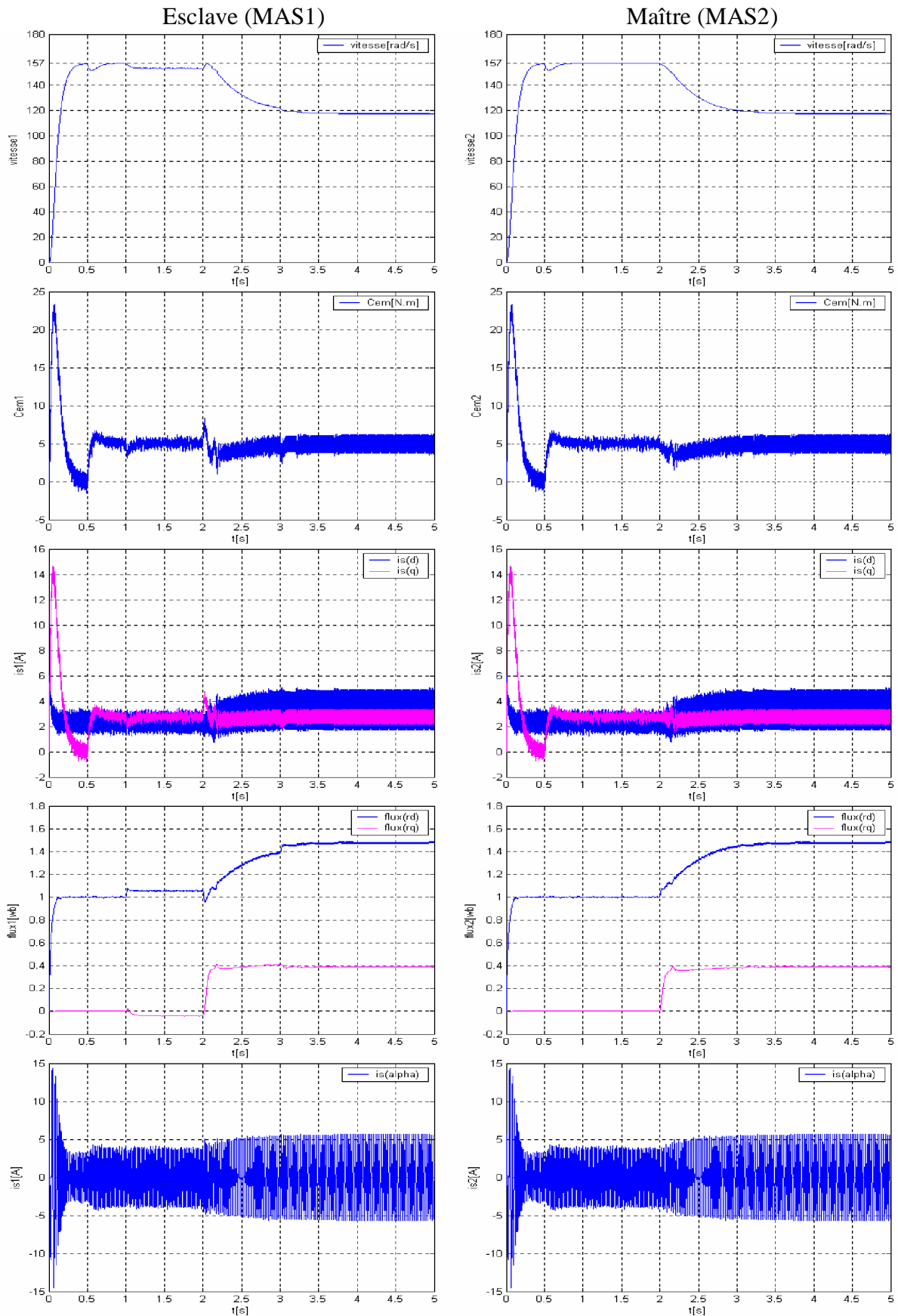


Figure.IV.19 Tests de robustesse pour la commande maître esclave

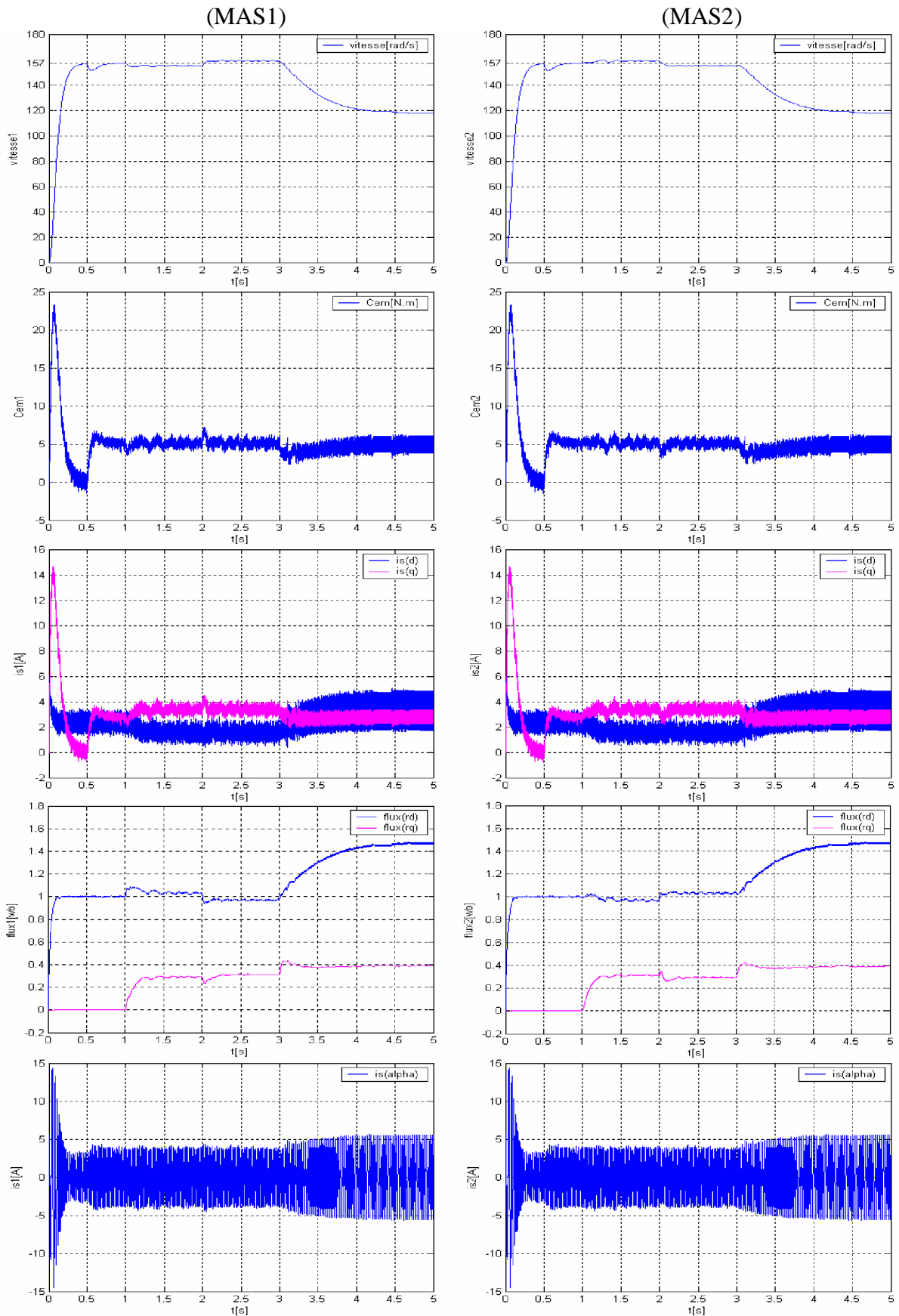


Figure.IV.20 Tests de robustesse pour la commande maître esclave alternée

IV.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a fait la présentation des quatre méthodes de commande d'un SMM (CMS, CMD, CME, CMEA). Ces méthodes ont été implantées et testées en simulation pour analyser son comportement vis-à-vis des perturbations mécaniques et électriques présentes dans un système mono-onduleur bimoteur.

Quatre structures coopératives de commande ont été décrites et implantées en simulink. Leurs comportements et leurs performances ont été analysés en présence des perturbations externes qui agissent sur les caractéristiques de type mécanique et des perturbations internes qui modifient les caractéristiques électriques.

La structure de commande moyenne simple est la plus stable par rapport aux autres structures, la commande moyenne double n'est pas intéressante à cause de son considérable temps de calcul et de son couplage au niveau des tensions de référence qui n'est pas tout à fait corrigé.

La méthode maître-esclave alternée peut être envisagée s'il y a l'opportunité d'augmenter les temps d'échantillonnage du système, puisque en réalité la régulation sur chaque moteur se fait chaque deux périodes d'échantillonnage.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à présenter les techniques de la commande d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé l'ensemble du système formé d'un moteur asynchrone, d'un onduleur de tension, commandé par la technique MLI. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasé.

Dans le deuxième chapitre, L'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique nous a permis d'établir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu. Les résultats obtenus par cette commande montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre, une présentation des systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM), avec la représentation de système étudié.

Dans le dernier chapitre, des perturbations mécaniques (externes) et électriques (internes) ont été utilisées comme référence afin d'établir les différences entre les comportements des commandes étudiées. On constate que la commande moyenne simple (CMS) garantit des comportements tout à fait acceptables dans la plupart des perturbations, cette commande n'arrive pas à réduire les oscillations dans les principales grandeurs du système.

La commande maître-esclave alternée (CMEA) donne des résultats proches de ceux obtenus avec l'application de la commande moyenne simple (CMS). Il faudra tester comment l'augmentation de sa fréquence de travail agit sur le comportement du système, étant donné que la régulation d'un seul moteur se fait chaque deux périodes d'échantillonnage.

La dernière méthode, commande moyenne double (CMD) n'est pas intéressante à cause d'un volume important des lignes de programme.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- ◆ L'utilisation des onduleurs multi niveaux pour augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés.
- ◆ La recherche d'un observateur robuste de la vitesse mécanique et l'état électromagnétique de la machine, cette voie de recherche reste le point commun pour les différentes stratégies commande.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écureuil standard. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Puissance nominale	0,79KW
Tension nominale	220/380 V
Couple résistant nominale	5 N.m
Fréquence nominale	50 Hz
La vitesse de rotation	1500 tr/min
Nombre de pole	2

Paramètres électriques

Résistance statorique	10 Ω
Rrésistance rotorique	6,3 Ω
Inductance statorique	0.4642 H
Inductance rotorique	0.4612 H
Inductance mutuelle	0.4212 H

Paramètres mécaniques

Moment de d'inertie du rotor	0.02 Kg.m²
Coefficient de frottement visqueux	0.00 SI

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. Morand, “ technique d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machine asynchrones ”, thèse de doctorat, automatique de Lyon, 2005.
- [2] G. Buche, “ Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK ”, Mémoire d’ingénieur, Automatisme, CNAM, 2001.
- [3] J.P. Caron et J.P. Hautier, “ Modélisation et commande de la machine asynchrone ”, Editions Technip, Paris, 1995.
- [4] Guy Grellet et Guy Clerc, “Actionneurs Électriques”, Edition 2000.
- [5] K. Chaiche et M. Ben Halis, “Application de la technique de linéarisation par retour d’état à la commande d’une machine asynchrone”, Mémoire d’ingénieur d’électronique, Option Contrôle, Université de M’sila, 2003.
- [6] A. Dechoucha et T. Djeddidi, “ Commande par mode de glissement par imposition des pôles d’une machine à induction linéarisée par orientation du flux” », Mémoire d’ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M’sila, 2005.
- [7] K. Hadjij et A. Selmoune, “commande vectorielle de la machine asynchrone”, Mémoire d’ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M’sila, 2004
- [8] R. Pena Eguiluz, “Commande algorithmique d’un système mono onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, thèse de doctorat, polytechnique, Toulouse, 2002.
- [9] A. Bouscayrol, “Structures d’alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones”, Thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 1995.
- [10] J. Belhadj, “Commande direct en couple d’une machine asynchrone; Structures d’observation; Application aux systèmes multimachines multiconvertisseurs”, Thèse de doctorat, INPT, 2001.

PROMOTION JUIN 2006

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES D'INGENIORAT EN GENIE ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ÉLECTRIQUE

Proposé et dirigé par :

Dr CHAOUCH Souad

Melle BELAZOUI Fettouma.

Étudié par : N. Brahimidi & R. Benhamimid

THÈME

Commande Vectorielle d'un Système Mono-Onduleur Bimachines asynchrones

Résumé :

Il s'agit de contrôler la vitesse d'un système Bi-machines asynchrones, alimenté par un seul onduleur à MLI et piloté par une commande vectorielle. Plusieurs structures appliquées pour les systèmes Multi-Machines ont été utilisées, à savoir la commande moyenne simple, la commande moyenne double, la commande maître esclave et la commande maître esclave alternée. Afin de maîtriser le comportement dynamique du système à réglage, une étude comparative des quatre commandes a été faite pour des variations de charge, variations de la vitesse et finalement les variations paramétriques.

Mots clés :

Machine asynchrone, Onduleur à MLI, Commande vectorielle, Régulateurs, Observateur d'état, Système multimachines multiconvertisseur (MMS).