



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel

جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par :

Khelaifi Soufyane

Drouai Badreddine

THEME

**Commande d'un système mono-onduleur
bi-machine asynchrone**

Soutenu le 30/06/2019 devant la commission d'examen composée de :

Mme. **BESSAM Bessma**

M.C.B à l'Université de Khenchela

Président

Mr. **LABDANI Rafik**

M.A.A à l'Université de Khenchela

Encadreur

Mme. **BENFAROUDJ Hafiza**

M.A.A à l'Université de Khenchela

Examineur

Promotion 2018/2019

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicace

 Je dédie ce travail à ... 

À toute ma famille

*À mon cher binôme de travail DrouaiBadreddine: que
Allah t'assistes.*


*Pour tout le respect et l'amour que j'éprouve pour ta
personne. J'implore Allah qu'il t'apporte santé et
bonheur et t'aide à réaliser tous tes souhaits.*

À mes très chères amies

**A TOUS CEUX QUI ONT CONTRIBUÉ A
L'ÉLABORATION DE CE TRAVAIL.**

Khelaifi Soufyane

Dédicace

 Je dédie ce travail à ...

À toute ma famille

À mon cher binôme de travail Khelaiji Soufyane:

Que Allah t'assiste.

*Pour tout le respect et l'amour que j'éprouve pour ta
personne. J'implore Allah qu'il t'apporte santé et
bonheur et t'aide à réaliser tous tes souhaits.*

À mes très chères amies

**A TOUS CEUX QUI ONT CONTRIBUÉ A
L'ÉLABORATION DE CE TRAVAIL.**

Drouai Badreddine

Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement à Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné pour terminer notre travail de recherche.

On souhaite tout d'abord remercier notre encadreur Monsieur LABDANI Rafik, pour avoir accepté de diriger ce mémoire et de sa patience durant la période de l'encadrement.

Sans oublier l'ensemble des enseignants ayant contribué à notre formation durant notre cycle d'étude.

Et enfin on remercie toute nos familles pour leurs soutien moral et leur aide, ainsi que tous ce qui nous ont soutenu et aidé tout au long de cette étude et toutes les personnes qui ont contribué directement ou indirectement à ce travail.

Notations et symboles

CV	: Commande vectorielle
f.c.é.m.	: force contre électromotrice
FOC	: Commande Vectorielle à Flux Orienté
IRFOC	: Commande Vectorielle avec Orientation Indirecte du Flux Rotorique
MAS	: Machine Asynchrone
MRAS	: Système Adaptatif à Modèle de Référence MCC: Machine a Courant Continue
PI	: régulateur proportionnel intégrale
CO_OFR	: Commande Vectorielle par Orientation du flux rotorique
$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques
$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques
$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques
L_s	: Inductance cyclique statorique
L_r	: Inductance cyclique rotorique
ω	: Pulsations liée a la vitesse de rotation.
ω_r	: Pulsations statorique, rotorique, et de glissement
Ω	: la vitesse mécanique
θ_s	: Angles électriques statorique,
θ_r	: Angles électriques rotorique,
\bar{X}	: Grandeur complexe
X	: Module
dq	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$\alpha\beta$: Axes correspondant au référentiel lié au stator
xy	: Axes correspondant au référentiel lié au stator
φ	: Flux total
v	: Tension
i	: Courant
V_{abc}	: Vecteur de tension statorique et rotorique
\bar{V}	: Vecteur complexe de tension statorique
i_{abc}	: Vecteur de courant statorique et rotorique
i_s	: Vecteur complexe du courant statorique
φ_{abc}	: Vecteur de flux statorique et rotorique
$\bar{\varphi}_s$: Vecteur complexe du flux statorique

Q	: Puissance réactive
R_s, R_r	: Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase
C_{em}	: Couple électromagnétique
J	: Moment d'inertie
p	: Nombre de paires de pôles
k_p, k_i	: Gains des régulateurs
min	: Minute
S	: Indices correspondant au stator
t	: Temps
tr	: Tours
Tr	: Constate de temps rotorique
Ts	: Constate de temps statorique
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel
Cr	: Couple résistant
M	: Inductance mutuelle cyclique
f	: Coefficient de frottement visqueux
[P]	: Matrices de Park
[C]	: Matrice de Concordia
[CL]	: Matrice de Clarke
φ_{ref}	: Flux de référence
Ω_{ref}	: Vitesse de référence
Ω_{est}	: Vitesse d'ajustable

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERAL

Introduction général	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1.Introduction.....	4
I.2.Modèle mathématique de la machine asynchrone	4
I.2.1.Hypothèse simplificatrices :	4
I.2.2.Equations générales de la MAS.....	5
I.2.2.1.Equations électriques	5
I.2.2.2Equations magnétiques.....	7
I.2.2.3.Equation mécanique	9
I.2.3.Transformation triphasé – biphasé	9
I.2.3.1.Transformation de Clarke :.....	9
I.2.3.2.Transformation de Concordia	11
I.2.3.3.Transformation de Park.....	12
I.2.4. Modèle de la MAS dans le repère biphasé	13
I.2.4.1 Equations électriques	13
I.2.4.2 Equations magnétiques :	14
I.2.4.3.Equation mécanique :	15
I.3. Choix du référentiel :	15
I.3.1 Référentiel lié au stator.....	15
I.3.2Référentiel lié rotor :.....	16
I.3.3Référentiel lié au champ tournant :	16
I.4. Modèle de la machine.....	17
I.4.1. Modèle dans le référentiel α, β	17
I.4.2. Modèle dans le référentiel (d, q) :	18
I.4.3 Modèle de la machine dans le référentiel (x, y).....	Error! Bookmark not defined.
I.5 Simulation du modèle.....	19
I.6.Modélisation de l'alimentation de la MAS	22
I.6.1.Introduction	22
I.6.2.Classification des onduleurs.....	22
I.6.2.1.Onduleurs non autonome	23
I.6.2.2.Onduleur autonome	23
I.6.3.Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :.....	23
I.6.4.Types de commandes de l'onduleur :	24
I.6.5.Modélisation de l'onduleur de tension	24
I.6.6.Commande par Modulation de Largeur d'Impulsions	26
I.6.6.1.Principe	26
I.6.6.2.Inconvénients de la technique M.L.I.....	27

I.6.6.3.Etude de simulation:.....	27
I.6.6.4.Résultats de simulation :.....	28
I.6.6.4.1.Résultats de simulation en vide :	28
I.6.6.4.2.Résultats de simulation avec l'application de la charge :.....	29
I.6.7. conclusion	31

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1.Introduction.....	39
II.2.La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) [9].	39
II.3.Principe de la commande vectorielle	40
II.3.1.Principe du découplage.....	40
II.3.2.Principe de la commande par orientation du flux	41
II.4.Principe de la commande par orientation du flux rotorique	42
II.5.Types de la commande vectorielle	45
II.5.1.Commande vectorielle indirecte:.....	46
II.5.2.Commande vectorielle directe:.....	47
II.6.Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:.....	48
II.6.1.Expression générale du moteur [30] :.....	48
II.6.2.Système d'équation liée au flux rotorique.....	49
II.6.3.Découplage entré sortie.....	50
II.6.3.1.Découplage par compensation	50
II.6.4.Bloc de défluxage	51
II.6.5.Principe de fonctionnement	52
II.6.6.Régulateurs	53
II.6.6.1.Conception des régulateurs.....	53
II.6.6.2 Caractéristiques des régulateurs	53
II.7.Calcul des régulateurs	54
II.7.1.Régulation de courant statorique i_{sd}	54
II.7.2.Régulation de courant statorique i_{sq}	55
II.7.3.Régulation de la vitesse	55
II.7.4.Commande en courant sans perte.....	57
II.8.Résultats de simulation de la commande vectorielle	58
II.8.1Interprétation des résultats	61
II.10.Conclusion	62

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE BI-MACHINE ASYNCHRONE

III.1.introduction.....	66
III.2.La commande moyenne simple (CMS)	66
III.2.1.Résultats obtenus en simulation.....	67
III.3.La commande maître – esclave (CME).....	70

III.3.1.Résultats obtenus en simulation.....	71
III.4.La commande pondérée (CP)	75
III.4.1.Résultats obtenus en simulation.....	75
III.5 Conclusion	79

CONCLUSION GENERAL

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ANNEXE

***INTRODUCTION
GENERALE***

Introduction générale

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

La consommation d'énergie électrique ne cesse de croître dans le monde. Selon des estimations récentes publiées par l'Agence Internationale d'Energie (IEA: International Energy Agency), plus de la moitié de l'énergie produite est destinée au secteur industriel. D'une manière plus précise, les statistiques démontrent que les entraînements électriques à vitesse variable consomment plus de 56% de l'énergie de ce secteur dont 96% est consommée directement par les moteurs à induction ce qui signifie que presque 53% de la totalité de l'énergie électrique est consommée par ce type de moteurs[14], [15].

La machine asynchrone (MAS) est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu tant au domaine domestique qu'industriel. Son principal avantage découle de sa simplicité de conception mécanique et électrique. L'utilisation des cette machines dans diverses applications industrielles comme la traction et la motorisation est justifiée par leurs propriétés intrinsèques bien connues tels que : coût de fabrication bas, robustesse et fiabilité, entretien moins fréquent, de plus ils supportent des surcharges pouvant aller de 5 à 7 fois son couple nominal [14]. Cependant ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique à cause de couplage non -linéaire entre les différentes grandeurs du stator et celles du rotor (vitesse, couple et flux) [16].

Le développement de l'électronique de puissance et l'outil informatique ont permis aux moteurs à courants alternatifs et particulièrement le moteur asynchrone de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamiques naturellement obtenues jusqu' alors avec la machine à courant continu à excitation séparée sans ses inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique. Toutes ces qualités font de ce moteur le plus répandu dans l'industrie et induisent beaucoup de travaux de recherche [25], [15], [14], dont l'axe et d'optimiser le maximum possible les performances énergétiques. Aujourd'hui, l'amélioration des performances énergétiques de ces moteurs devient un grand défi pour les chercheurs et les fabricants à travers le monde. Les objectifs sont doubles ; économique et environnemental (réduction de la pollution) [17].

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles. La commande vectorielle constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle

vectorel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone (IRFOC). Avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par l'onduleur de tension, passant par les régulateurs, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs. La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement Matlab/Simulink.

Pour satisfaire les besoins de cette mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres:

Dans le premier chapitre nous décrivons la modélisation de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park. Le modèle de la MAS sera défini dans les trois référentiels où on présentera les relations de basculement d'un repère à l'autre. Ce chapitre terminera sur la modélisation de l'association -redresseur -filtre -onduleur - et les techniques de commande des onduleurs

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle. Dans ce chapitre, nous allons développer le principe de cette commande en considérant les deux méthodes: directe et indirecte. A l'exception du cas de la désexcitation, la commande vectorielle impose un flux constant à la machine ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à couple maximum et garantir les meilleures performances.

Le troisième chapitre est les différentes méthodes pour commande un système mono-onduleur bi-machine asynchrone.

Chapitre I :
Modélisation de la
machine
asynchrone

I.1.Introduction

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans les quelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, sont définis deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil, toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [3].

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

I.2.Modèle mathématique de la machine asynchrone

Le modèle mathématique devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

I.2.1.Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont:

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants. Et néglige les courants de Foucault.
- L'effet de l'encochage est négligeable
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

On admet de plus que la F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux ;

- La constance des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.2.2. Equations générales de la MAS

La Fig(I.1) illustre la disposition des enroulements statoriques et rotorique: Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120°. Le rotor qui est sous forme de cage d'écureuil, est schématisé par trois enroulements en courts circuits.

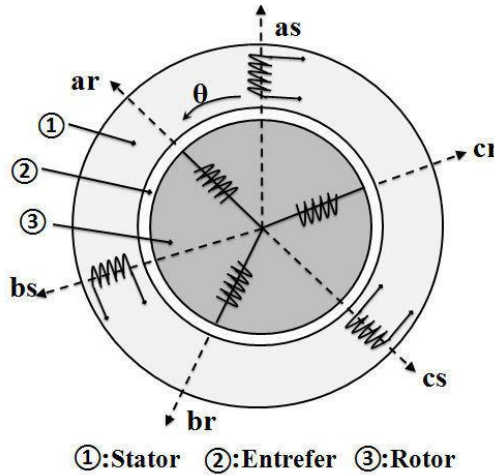


Fig. I.1 : Représentation schématique d'une MAS triphasée.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

I.2.2.1. Equations électriques

L'application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine, en considérant la chute de tension ohmique nous donne l'équation vectorielle en tension. Par ailleurs, comme les enroulements rotoriques sont en court-circuit, le vecteur tension rotorique appliqué est nulle:

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s]\vec{I}_s + \frac{d}{dt}\vec{\varphi}_s \\ \vec{V}_r = 0 = [R_r]\vec{I}_r + \frac{d}{dt}\vec{\varphi}_r \end{cases}$$

$\vec{I}_s, \vec{I}_r, \vec{\varphi}_s$ et $\vec{\varphi}_r$ Sont respectivement, le vecteur courant statorique, le vecteur courant rotorique, le vecteur flux statorique et le vecteur flux rotorique; ils sont écrits de la même manière que \vec{V}_s, \vec{V}_r fonction des vecteurs de la base canonique B.

$[R_s]$, $[R_r]$ sont respectivement, la matrice résistance statorique et la matrice résistance rotorique, elles ont des éléments diagonaux égaux, car les phases de la machines sont identiques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & R_r \end{bmatrix}$$

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques Sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ V_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \text{ Et } \begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases}$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}$ et φ_{sc} : Flux totaux à travers ces enroulements.

i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

V_{ra}, V_{rb} et V_{rc} : Tensions rotoriques

i_{ra}, i_{rb} et i_{rc} : Courants rotoriques

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations peuvent être écrites sous deux formes

- la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad \text{(I.1)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.2)}$$

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

- Ou Sous forme condensée comme suit :

$$[V_{ABC}] = \frac{d}{dt} [\varphi_{ABC}] + [R_S] \cdot [I_{ABC}] \quad (\text{I.3})$$

$$[V_{abc}] = 0 = \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] + [R_r] \cdot [I_{abc}]$$

I.2.2.2 Equations magnétiques

Les hypothèses citées précédemment conduisent à une matrice des inductances, qui établit les relations entre le flux et les courants de toutes les phases y compris la sienne :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Pour le rotor :

(I.4)

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\varphi_{As} = l_s \cdot i_{sA} + m_s \cdot i_{sB} + m_s \cdot i_{sC} + m_1 \cdot i_{ra} + m_2 \cdot i_{rb} + m_3 \cdot i_{rc}$$

$$\varphi_{Bs} = l_s \cdot i_{sB} + m_s \cdot i_{sA} + m_s \cdot i_{sC} + m_2 \cdot i_{ra} + m_1 \cdot i_{rb} + m_3 \cdot i_{rc}$$

(I.5)

$$\varphi_{Cs} = l_s \cdot i_{sC} + m_s \cdot i_{sA} + m_s \cdot i_{sB} + m_3 \cdot i_{ra} + m_2 \cdot i_{rb} + m_1 \cdot i_{rc}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sA} \\ \varphi_{sB} \\ \varphi_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix}$$

(I.6)

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rA} \\ \varphi_{rB} \\ \varphi_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_r & l_r & m_r & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_r & m_r & l_r & m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix}$$

Tel que : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

Donc :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Ou :

$$m_1 = m_{sr} + \cos \theta$$

$$m_2 = m_{sr} + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$m_3 = m_{sr} + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

- ✓ $[L_s]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.
- ✓ $[L_r]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.
- ✓ $[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la **fig. (I.1)** est complexe car l'équation différentielle est à coefficients variables en fonction de θ . Pour cela on effectue une certaine transformation qui nous permet mathématiquement d'avoir un système linéaire et physiquement de transformer les enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents. Cette transformation est appelée transformation de **Park**.

I.2.2.3. Equation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$J \frac{d}{dt} \varphi + C_f = C_{em} - C_r$$

I.2.3. Transformation triphasé – biphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (a, b, c) vers un système diphasé ($\alpha\beta$). Il existe principalement deux transformations [4]: **Clarke et Concordia**

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient **2/3**). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes. Le choix de matrice non normée (Clarke) est pratique en commande

Car elle permet de comparer directement, par exemple, des valeurs efficaces en régime permanent.

I.2.3.1. Transformation de Clarke :

La transformée de Clarke permet le passage de trois grandeurs de somme nulle à deux grandeurs :

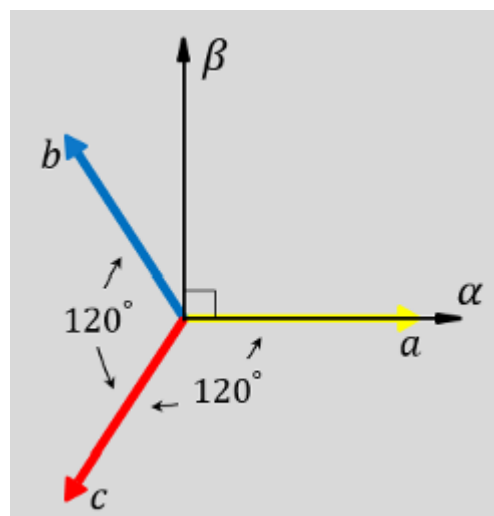


Fig. I.2 : Passage ABC- $\alpha\beta$

$$X_\alpha = X_a - X_b \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - X_c \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$X_\alpha = X_a - \frac{1}{\sqrt{2}}X_b - \frac{1}{\sqrt{2}}X_c$$

$$X_\beta = 0 + X_c \cos(30) - X_b \cos(30)$$

$$X_\beta = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}X_c - \frac{\sqrt{3}}{2}X_b$$

En peut écrire :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Donc la transformation de Clarke :

$$[CL] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

I.2.3.2. Transformation de Concordia

La transformation de Concordia est une modification de la matrice de Clarke afin de permettre l'invariance de la puissance instantanée (afin de considérer tous les déséquilibres on introduit la composante homopolaire).

$$[CL] = \sqrt{\frac{2}{3}} [C]$$

Transformation de Concordia permet le passage d'un système triphasé **abc** vers un système biphasé $\alpha\beta$. Elle est schématisée par la **fig(I.3)** dont les matrices de transformations sont définies par transformations sont définies par transformations sont définies par :

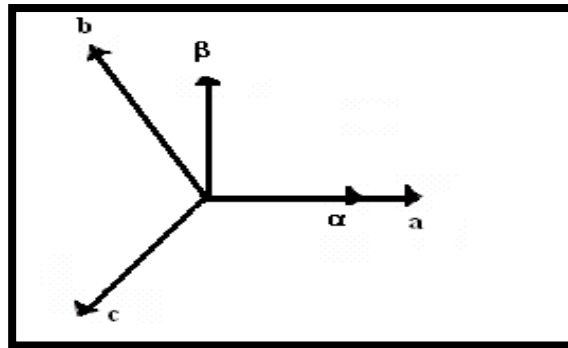


Fig. I.3 : Passage ABC- $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ avec : } C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

La transformée inverse est donc :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ avec : } C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Passage d'un système abc vers un système Diphasée αβ	
Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
$[X_{\alpha\beta}] = C_{23}[X_{abc}]$ $C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$[X_{\alpha\beta}] = CL_{23}[X_{abc}]$ $CL_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Tableau. I.1. Transformation biphasée

I.2.3.3. Transformation de Park

La connaissance et l'étude des comportements statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone sont basées sur une modélisation mathématique appropriée à son comportement réel. Dans cette modélisation le moteur asynchrone triphasé réel est remplacé par une machine biphasée fictive, mais magnétiquement équivalente, grâce à la transformation de Park et certaines hypothèses simplificatrices à retenir :

- la machine est considérée parfaitement symétrique
- l'effet de saturation ainsi que les pertes dans le circuit magnétique ne sont pas considérées
- la répartition de l'induction dans l'entrefer est quasi -sinusoïdale.

La transformation de Park **Fig(I.4)** permet de faire le passage d'un système triphasé (a, b, c) vers un système (d, q, h) constitué des grandeurs diphasées équivalentes (d, q) et d'une composante homopolaire (h), qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine. La transformation de Park utilisée dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée, ainsi, les équations employées pour la modélisation de la machine asynchrone sont définies par :

$$[X_a \ X_b \ X_c] = P(\theta)[X_d \ X_q \ X_h] \tag{I.11}$$

Avec, la matrice de transformation :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

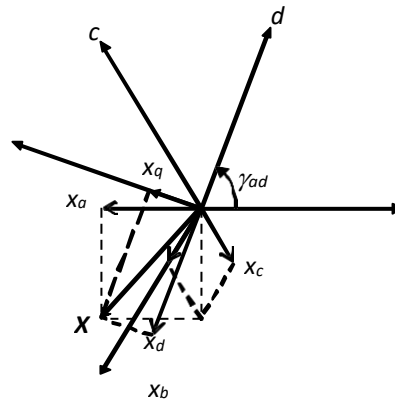


Fig. I.4 : Représentation de la transformation de Park avec un système triphasé (a, b, c) et un système diphasé (d, q) élaborant une même grandeur X.

L'angle θ est le déphasage entre la direction de la phase a et celle de l'axe d. Celui-ci peut être quelconque et dépendre du temps. La matrice de Park inverse est définie par l'expression suivante :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.2.4. Modèle de la MAS dans le repère biphasé

I.2.4.1 Equations électriques

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques (I.3) de la machine asynchrone triphasée alimentée par un système équilibré, on obtient le modèle vectoriel de la MAS :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_s + j\omega_s \vec{\varphi}_s \\ \vec{V}_r = 0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_r + j\omega_{sl} \vec{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

ω_s : Vitesse du champ statorique

ω_{sl} : Vitesse du glissement.

Les équations des Park des tensions, statorique et rotorique s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - (d\theta_s/dt) \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - (d\theta_s/dt) \varphi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (d\theta_r/dt) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - (d\theta_r/dt) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire :

$$\omega_s = d\theta_s/dt \text{ et } \omega_r = (\omega_s - \omega)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + d\varphi_{sd}/dt - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + d\varphi_{sq}/dt - \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + d\varphi_{rd}/dt - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + d\varphi_{rq}/dt - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases}$$

I.2.4.2 Equations magnétiques :

En appliquant de nouveau la transformation de Park aux équations (I.4), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{\varphi}_s = L_s \cdot \vec{i}_s + M \cdot \vec{i}_r \\ \vec{\varphi}_r = L_r \cdot \vec{i}_r + M \cdot \vec{i}_s \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d, q, 0. Et les flux d'axe a, b, c :

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)][\varphi_{sabc}]$$

$$[\varphi_{rdq}] = [P(\theta_r)][\varphi_{rabc}]$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2 M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2 M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3/2 M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}$$

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: inductance cyclique rotorique.

$M = 3/2 M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le mode habituel d'alimentation de stator et la structure des enroulements rotorique conférant la nullité aux sommes des courants statorique et de courant rotorique, les composantes d'indice (0) sont nuls. Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axe d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s, L_r, M . est aux courant par la relation :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

I.2.4.3. Equation mécanique :

Pour avoir un modèle complet de la machine asynchrone, il est nécessaire d'avoir le modèle décrivant le mouvement de l'arbre de la machine .Cette équation s'écrit.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + C_f = C_{em} - C_r \quad (I.18)$$

L'expression du couple est définie par :

$$C_{em} = P \text{Im}(\vec{\varphi}_s \cdot \vec{i}_s) \quad (I.19)$$

$$\text{Et : } C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sd} - \varphi_{rq} i_{sq})$$

$$C_{em} = PM [i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}]$$

I.3. Choix du référentiel :

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

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère (d, q) au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations.

I.3.1 Référentiel lié au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \quad \theta_r = -\theta$$

$$d\theta_s/dt = 0 \quad d\theta_r/dt = -d\theta/dt$$

$$\omega_s = 0 \quad \omega_r = -\omega$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + d\varphi_{sd}/dt \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + d\varphi_{sq}/dt \\ R_r i_{rd} + d\varphi_{rd}/dt + \omega \varphi_{rq} = 0 \\ R_r i_{rq} + d\varphi_{rq}/dt - \omega \varphi_{rd} = 0 \end{cases}$$

Ce référentiel sera choisi de préférence en vue d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

I.3.2 Référentiel lié rotor :

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statorique.

Il se traduit par les conditions :

$$\begin{aligned} \theta_r &= 0 & \theta_s &= \theta \\ d\theta_r/dt &= 0 & d\theta_s/dt &= d\theta/dt \\ \theta_r &= 0 & \theta_s &= \omega \end{aligned}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + d\varphi_{sd}/dt - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + d\varphi_{sq}/dt + \omega_s \varphi_{sd} \\ R_r i_{rd} + d\varphi_{rd}/dt = 0 \\ R_r i_{rq} + d\varphi_{rq}/dt = 0 \end{cases}$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante (exemple : l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit).

I.3.3 Référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande. Il se traduit par les conditions :

$$\begin{aligned} d\theta_s/dt &= \omega_s \\ d\theta_r/dt &= \omega_s - \omega = \omega_r \end{aligned}$$

On choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Ainsi ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la

formulation. Les équations dont la formulation soit afféctée par le choix au référentiel sont les équations :

$$\begin{cases} C_m - C_r = (J/P)(d\omega_r/dt) \\ g = (\omega - \omega_r)/\omega \end{cases}$$

Donc : les équations de tension c'est :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + d\varphi_{sd}/dt - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + d\varphi_{sq}/dt - \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + d\varphi_{rd}/dt - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + d\varphi_{rq}/dt - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.20)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.21)$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (I.22)$$

$$C_{em} = p(\varphi_{rq} i_{rd} - \varphi_{rd} i_{rq}) \quad (I.23)$$

$$C_{em} = pM(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (I.24)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (I.25)$$

I.4. Modèle de la machine

I.4.1. Modèle dans le référentiel(α, β)

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ 0 & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & -\omega_r & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_r & -A_4 & 0 \\ \frac{-pM}{JL_r} \varphi_{r\beta} & \frac{pM}{JL_r} \varphi_{r\alpha} & 0 & 0 & \frac{F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Avec :

$$A_1 = \frac{\left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right]}{\sigma L_s}$$

$$A_2 = \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r - R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right]$$

$$A_3 = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1 + \sigma_r)} \right)$$

$$A_4 = \frac{(R_r + R_{fr})}{(L_r)}$$

I.4.2. Modèle dans le référentiel (d, q) :

C'est un référentiel lié au champ tournant (C). Son avantage est d'avoir des grandeurs constantes (continues) en régime permanent. Il est par conséquent plus aisé d'en faire la régulation.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & -\omega_s & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ -\omega_s & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & \omega_s - \omega_r & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_s - \omega_r & -A_4 & 0 \\ \frac{-pM}{JL_r} \varphi_{rq} & \frac{pM}{JL_r} \varphi_{rd} & 0 & 0 & \frac{F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

I.4.3 Modèle de la machine dans le référentiel (x, y)

Ce repère lié au rotor (R) est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques notamment la constante de temps rotorique par exemple.

Le modèle de la MAS dans un système d'axes lié au rotor (R) se déduit facilement du modèle précédent (I-42), dans ce cas θ_{sl} est constante et :

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = 0$, ce qui donnera :

$$\dot{X} = A.X + B.U$$

$$X = [i_{sx} \ i_{xy} \ \varphi_{sx} \ \varphi_{sy} \ \Omega]^T \text{ Et } U = [V_{sx} \ V_{sy} \ C_r]^T$$

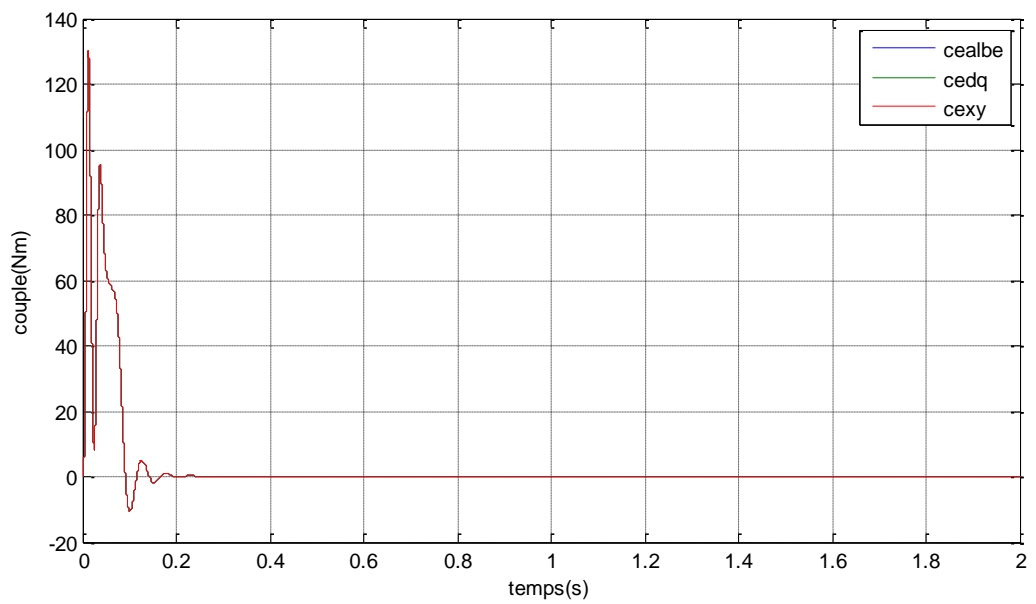
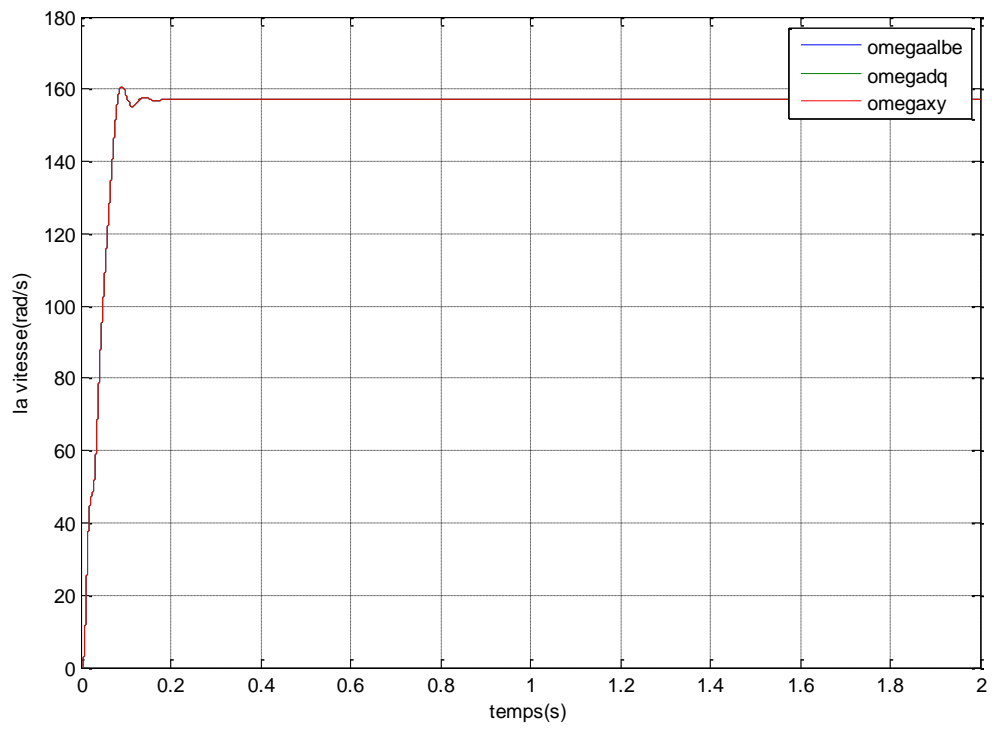
On obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sx}}{dt} \\ \frac{di_{sy}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & \omega_r & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ -\omega_r & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & 0 & 0 \\ 0 & A_3 & 0 & -A_4 & 0 \\ \frac{-pM}{JL_r} \varphi_{ry} & \frac{pM}{JL_r} \varphi_{rx} & 0 & 0 & \frac{-F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

- Les schémas de simulation des modèles (I.28), (I.29) et (I.30) sont présentés dans l'annexe A.

I.5 Simulation du modèle

- A vide :



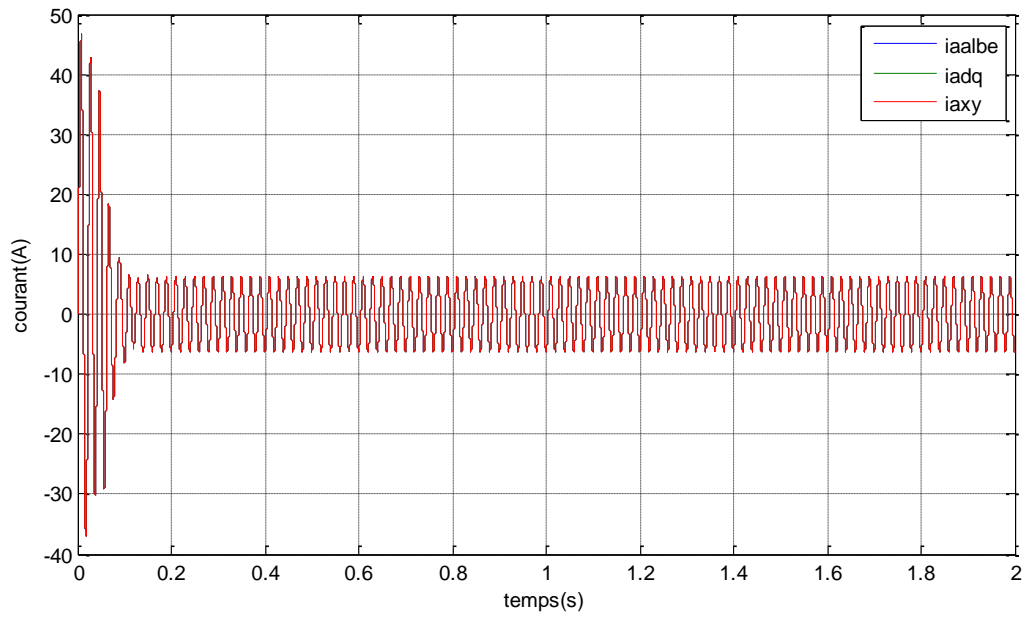
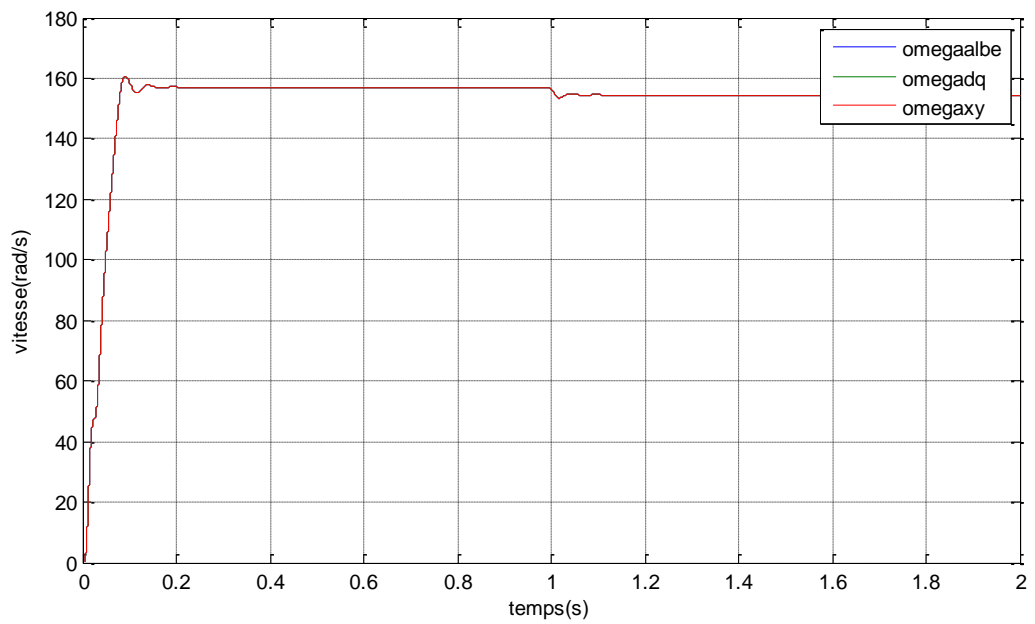


Fig.I.5: Résultats de cheqe référentiel (albe), (xy) et (dq) en vide

- En charge($t=1s$) : ($C_r = 10 N.m$)



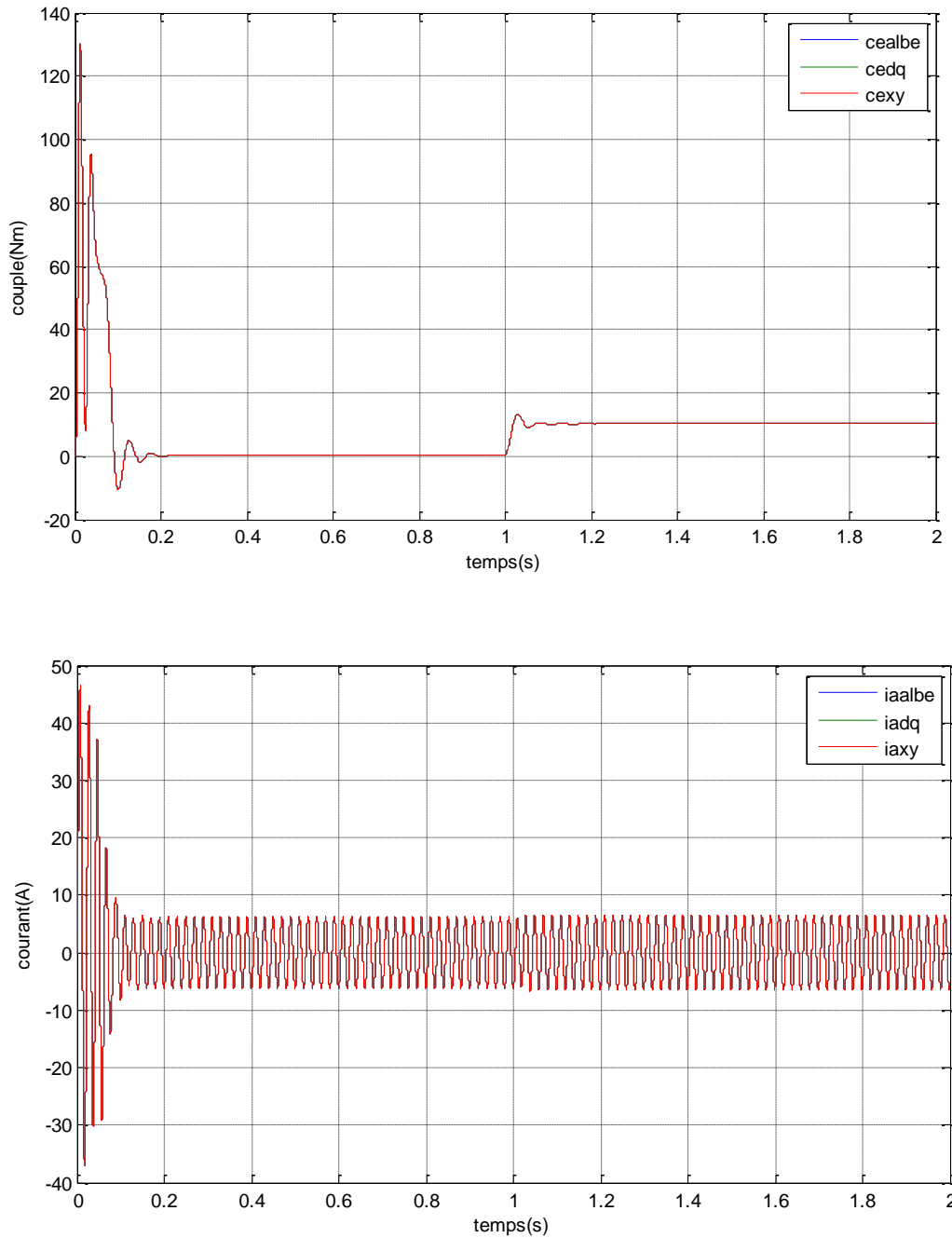


Fig.I.6: Résultats de cheque référentiel (albe), (xy) et (dq) en charge

- **Interprétations :**

Nous remarquons sur les figures : les courbes à la même forme de cheque référentiel (albe), (xy), et (dq).

Après un régime transitoire la vitesse se stabilise à une valeur proche puis elle diminue par effet de la charge appliquée.

A vide, le couple électromagnétique est d'une valeur de 0 Nm (couple de frottement négligeable (coefficient de frottement=0)) et qui augmente par la suite (à t=1seconde) en présentant un pic pour compenser la valeur du couple de charge.

Sur l'allure de courant d'une phase statorique, une augmentation en amplitude est enregistrée traduite par l'application du couple de charge.

I.6.Modélisation de l'alimentation de la MAS

La commande des machines asynchrones `a vitesse variable nécessite l'utilisation de dispositifs permettant d'avoir des tensions statoriques `a amplitudes et fréquences variables. L'idéal serait de générer des tensions purement sinusoïdales. La génération d'une tension alternative sinusoïdale de bonne qualité `a partir d'une tension redressée ou continue est assez délicate. En effet l'utilisation des dispositifs fonctionnant par commutation, pour ce type de commande génère des harmoniques ce qui nécessite de penser a les minimiser. Sur ce thème beaucoup de travaux ont été menés et qui ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part à développer des algorithmes et des techniques assez fiables pour le contrôle et la régulation des éléments de commutation nécessaire `a la conversion continu -alternative [GUY-97].

I.6.1.Introduction

Les onduleurs sont des convertisseurs statique assurant la conversion continu-alternatif. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs de puissance (interrupteurs électroniques), il est possible à la sortie d'un convertisseur statique une tension alternative (ou courant alternatif) de valeur moyenne nulle ; la tension peut comporter une ou plusieurs créneaux par alternance.

Ce sont des onduleurs autonomes puisque l'établissement, le maintien et l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, comme il impose sa propre fréquence à la forme d'onde de la tension alternative fournie au récepteur.

Il est tributaire des caractéristiques de la source (générateur) et de la charge (récepteur) entre les quelles il est inséré. Contrairement à l'onduleur non autonome qui est relié au réseau alternatif c'est lui qui impose la fréquence et la forme de l'onde de la tension de sortie.

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance à permis de développer plusieurs moyens qui assurent de l'entraînement alternatif à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

I.6.2.Classification des onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance » [4].

I.6.2.1. Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [4].

I.6.2.2. Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courant.

I.6.3. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :

Voici le schéma d'un onduleur de tension : **Fig(I.1)**. L'onduleur triphasé est constitué de trois bras comprenant chacun deux interrupteurs dont la commande diffère selon la technique de commande adoptée. [4], [5]

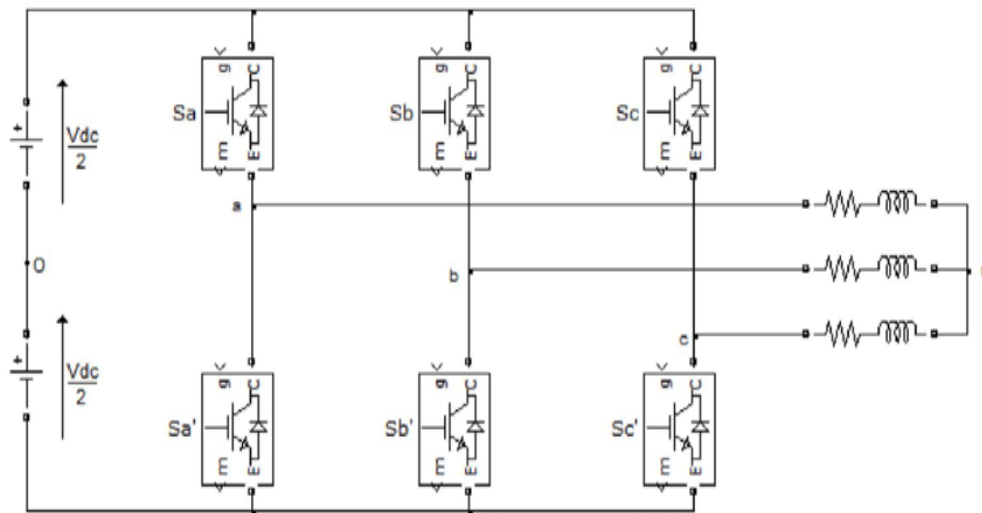


Fig.I.2.1: onduleur de tension à deux niveaux.

Les interrupteur T1 et T2 ; T3 et T4 ; T5 et T6 doivent être complémentaires deux à deux ; quelle que soit la loi de commande adoptée ; il est possible d'établir des relations générales qu'on utilisera tant pour la commande pleine onde que pour la commande (MLI). Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer une tension la plus sinusoïdale possible.

I.6.4.Types de commandes de l'onduleur :

On distingue les stratégies de commande suivante :

- a- Commande pleine onde (dite 180°).
- b- Commande décalée.
- c- Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I.6.5.Modélisation de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que :
 Les hypothèses simplificatrices :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, supposés idéalisés,
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

D'où on présente chaque paire transitoire -diode par un seul interrupteur bidirectionnel, on aura une structure simplifiée de l'onduleur, présentée par la Fig(I.2.2) suivante :

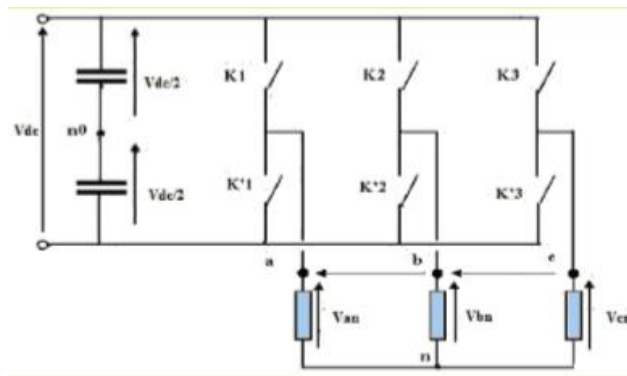


Fig.I.2.2: Structure simplifiée d'un onduleur triphasé

Si on désigne par F_i le signal de commande envoyé à un interrupteur K_i d'un bras, on peut écrire :

$F_i=1$ alors K_1 est passant et K_4 est bloqué,

$F_i = 0$ alors K_1 est bloqué et K_4 est passant.

Les tensions composées V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases}$$

Talque :

V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues.

Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases}$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

V_{n0} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibre, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0, \text{ donc :}$$

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0})$$

En remplace la valeur de V_{n0} :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases}$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}]$$

Telle que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T$$

$$[V_{DC}] = [V_{a0} V_{b0} V_{c0}]^T$$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

I.6.6. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsions

I.6.6.1. Principe

La Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) dite P.W.M en anglais (Pulse Width Modulation) se base sur la comparaison de deux ondes : l'une triangulaire de haute fréquence (appelée porteuse) chargée d'imposer les périodes de modulation et l'autre est un signal de commande ou de référence (appelé modulante) qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux **Fig(I.2.3)**. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [19].

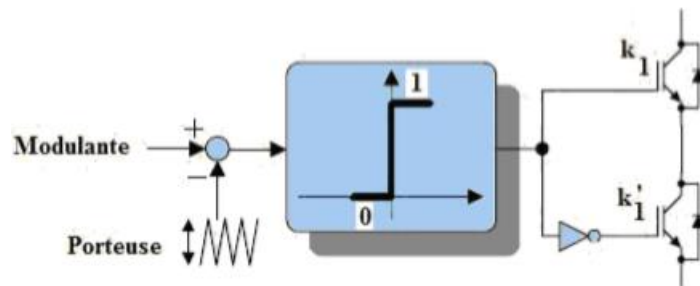


Fig. I.2.3: Principe de la technique MLI

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, **Fig(I.2.4)**.

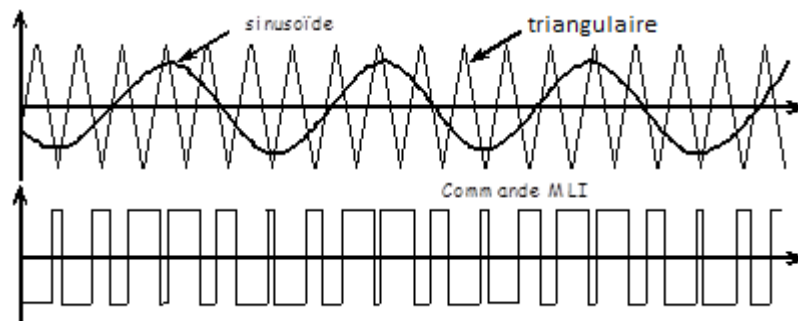


Fig. I.2.4 : principe de la commande en MLI

Deux paramètres caractérisent la modulation :

- ✓ L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_{ref}}$
- ✓ Le coefficient de réglage en tension : $r = \frac{V_{m.ref}}{V_{m.p}} \leq 1$

Avec

f_p : Fréquence de la porteuse

f_{ref} : Fréquence de la modulante

V_{m_ref} : Tension maximale de la modulante

V_{m_p} : Tension maximale de la porteuse

Les remarques suivantes sur les tensions harmoniques peuvent être faites [20]:

- ✓ L'augmentation de m repousse les premiers harmoniques non nuls de la tension de sortie vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage de ceux-ci. Mais, m est limité par le temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions.
- ✓ Si m est multiple de trois, les harmoniques multiples de 3 vont être supprimés.

I.6.6.2. Inconvénients de la technique MLI

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne [18] :

- des pertes dans le réseau (pertes fer dans les transformateurs,
- des pertes Joule dans la ligne et le convertisseur),
- des pertes dans la charge (pertes Joule, fer et par courant de Foucault).
- Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations du couple,
- des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.
- Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

I.6.6.3. Etude de simulation:

La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS est donnée aux Fig (I.2.5) à (I.2.6).

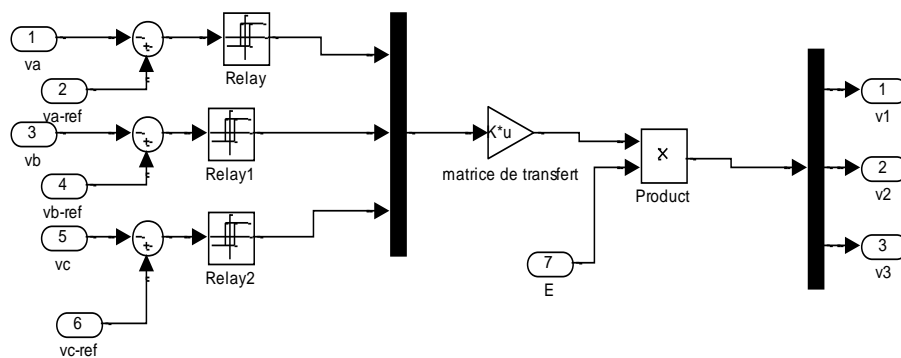


Fig. I.2.5: Schéma de simulation de l'onduleur MLI

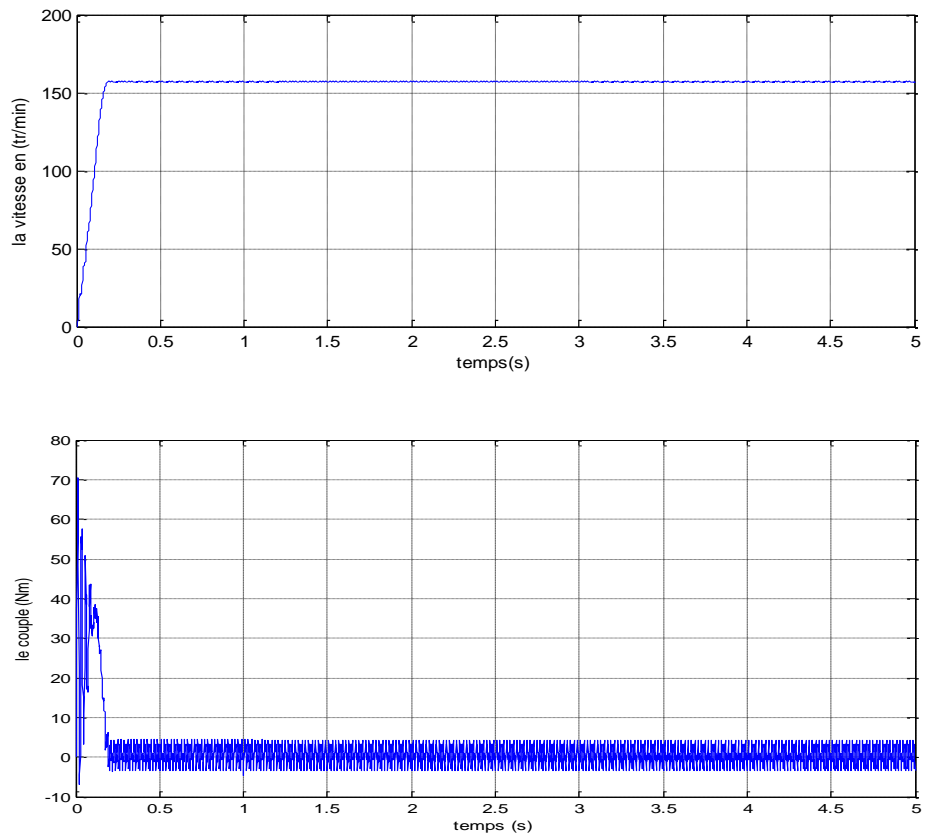
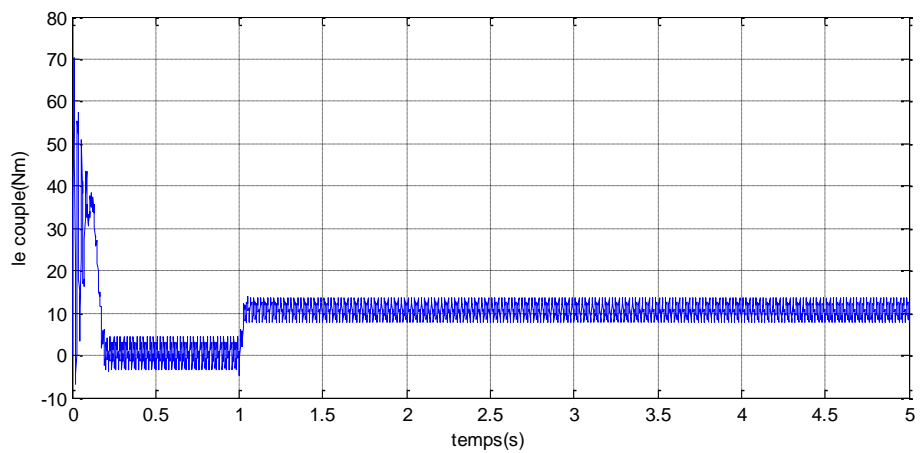


Fig.I.2.7 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

I.6.6.4.2. Résultats de simulation avec l'application de la charge :



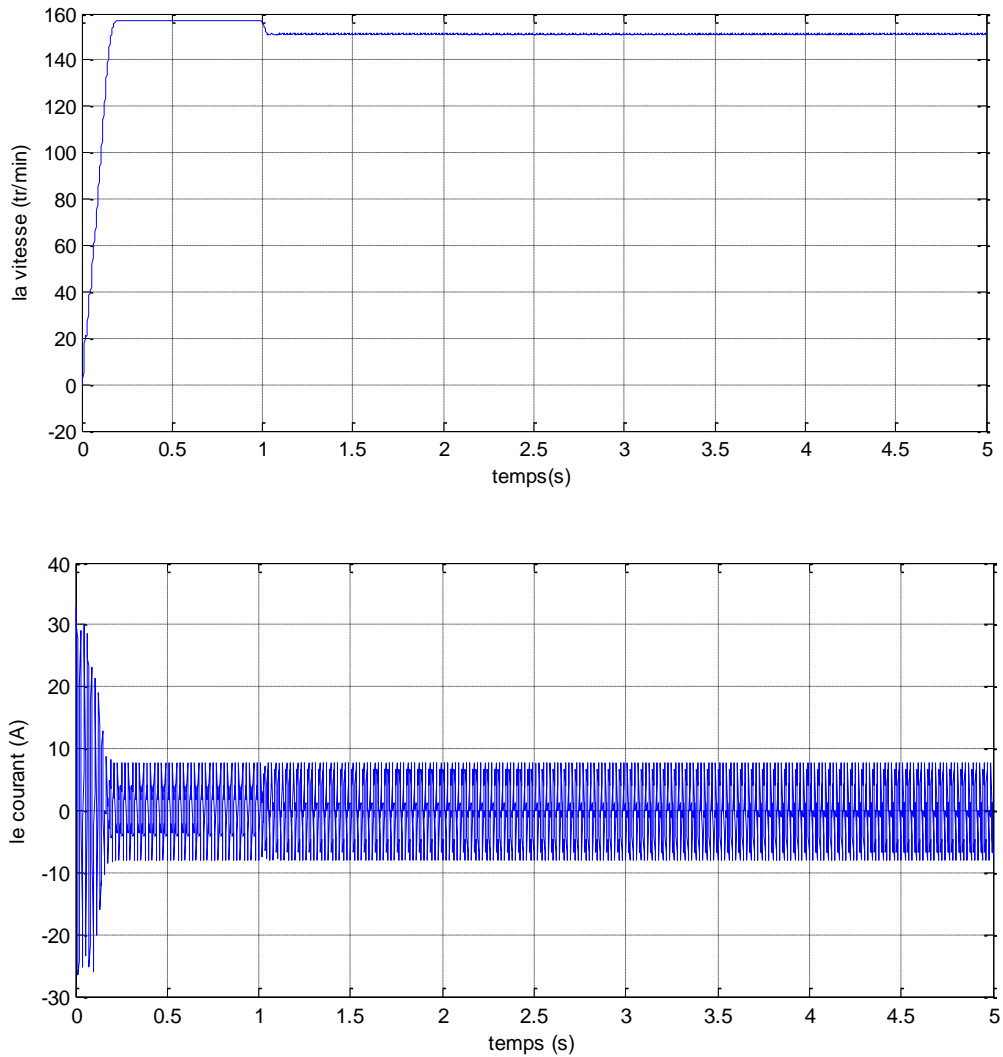


Fig.I.2.8: Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS alimentée en tension

- **Interprétations et commentaires**

L'analyse des courbes obtenues lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale à l'instant $t=1$ seconde, nous permet de faire les commentaires suivants:

Après un régime transitoire la vitesse se stabilise à une valeur proche puis elle diminue par effet de la charge appliquée.

A vide, le couple électromagnétique est d'une valeur de 0 Nm (couple de frottement négligeable (coefficient de frottement=0)) et qui augmente par la suite (à $t=1$ seconde) en présentant un pic pour compenser la valeur du couple de charge.

Sur l'allure de courant d'une phase statorique, une augmentation en amplitude est enregistrée traduite par l'application du couple de charge.

I.6.7. conclusion

Dans ce chapitre est consacré pour la modélisation du convertisseur de fréquence, qui est représenté par l'onduleur de tension, commandé par une MLI naturelle. L'association machine convertisseur est simulée avec alimentation en tension pour mettre en exergue les impacts de ce convertisseur sur la machine, avec l'utilisation des différentes fréquences dans le cadre de la MLI naturelle.

Chapitre II :
Commande
vectorielle de la
machine
asynchrone

II.1.Introduction

Dans l'industrie où les machines électriques couvrent la quasi-totalité des applications motorisées, les performances d'un contrôle de plus en plus rigoureux, maniable et efficace sont exigées dans une large plage de stabilité. Les moteurs à courant continu sont toujours les mieux placés pour remplir ces exigences. Ces derniers offrent comme principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. Cependant la présence du collecteur et les balais a été toujours le point faible de la machine à courant continu qui limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance importante [22].

Face à ces limitations, la simplicité de construction, le coût et la robustesse des machines à courant alternatif particulièrement la machine asynchrone ont donc attiré les chercheurs et les ont poussés à développer de nouvelles techniques rendant la machine asynchrone plus utilisée dans l'industrie.

Ces dernières années, le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs de puissance et l'évolution des moyens de calcul ont considérablement permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent. Parmi ces techniques, la commande vectorielle à flux orienté dont les principes ont été développés et élaborés, dès 1972, par F. BLASCHKE [26].

Historiquement, il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones. Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode, fondée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine, est aujourd'hui la méthode la plus utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine-outil ou de la robotique. Ce type de contrôle est réalisé dans le référentiel tournant [21]. Par cette technique, la machine asynchrone peut avoir des performances semblables à celles de la machine à courant continu. En effet, le couple et le flux peuvent être contrôlés séparément.

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension. La simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension.

II.2.La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) [9].

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant

continu à excitation séparée. La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la **fig(II.1)**.

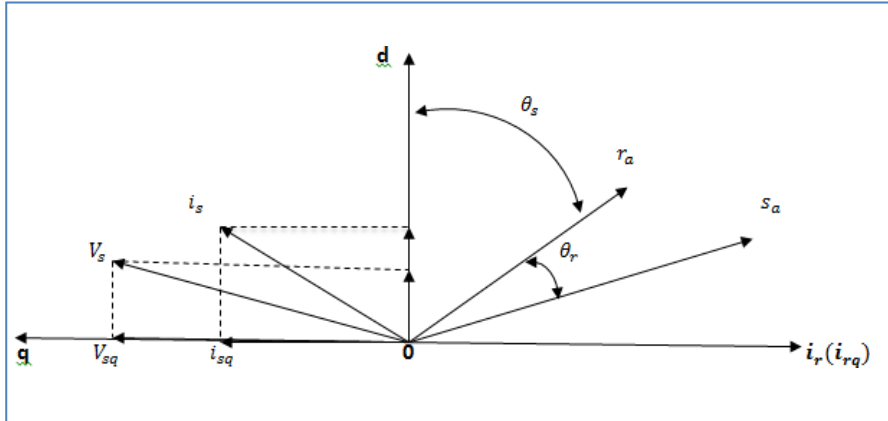


Fig.II.1: orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

▪ **Choix d'orientation de flux**

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

- $\varphi_{rq} = 0$ et $\bar{\varphi}_r = \varphi_{rd}$: C'est le flux rotorique qui orienté.
- $\varphi_{sq} = 0$ et $\bar{\varphi}_s = \varphi_{sd}$: C'est le flux statorique qui orienté.
- $\varphi_{mq} = 0$ et $\bar{\varphi}_m = \varphi_{md}$: C'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important nécessite la connaissance des paramètres rotorique[5].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.3.Principe de la commande vectorielle

II.3.1.Principe du découplage

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la Force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit.

Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexe. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu (la **fig.(II.2)**), on cherche un repère

propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple [8] comme le montre la fig.(II.3).

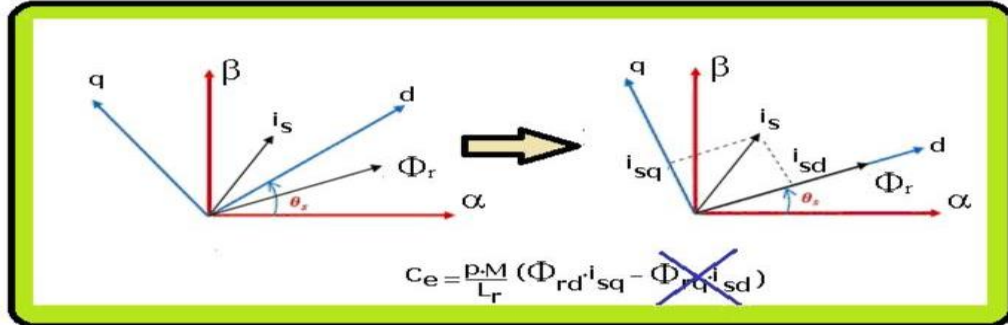


Fig. II.2: Principe de l'orientation du flux

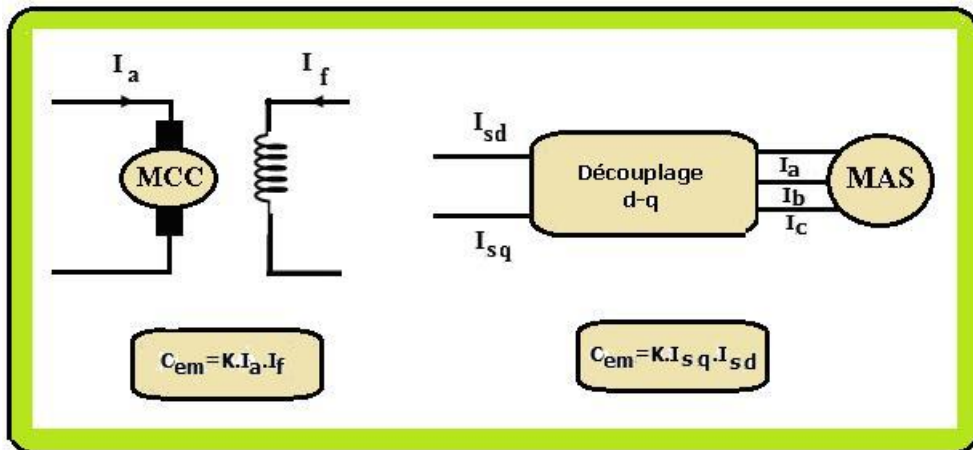


Fig. II.3: Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

II.3.2.Principe de la commande par orientation du flux

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu. Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

1. commande vectorielle à flux rotorique orienté.
2. commande vectorielle à flux statorique orienté.
3. commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées [9], [10], [11].

Pour cela, dans le présent travail, c'est ce type de commande qui sera traité.

Le choix du type de CV à flux orienté dépend du choix de l'équation de couple électromagnétique.

II.4.Principe de la commande par orientation du flux rotorique

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes d, q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Le couple d'une MAS est donné par :

$$C_e = P(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd}i_{sq} - \varphi_{rq}i_{sd})$$

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse (ω_s), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

La composante transversale du flux rotorique est nulle. ($\varphi_{rq} = 0$)

L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ($\varphi_r = \varphi_{rd}$) La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant $\varphi_r = cst \Rightarrow \varphi_{rd} = 0$

Ce choix peut être représenté par la **fig.(II.4)**.

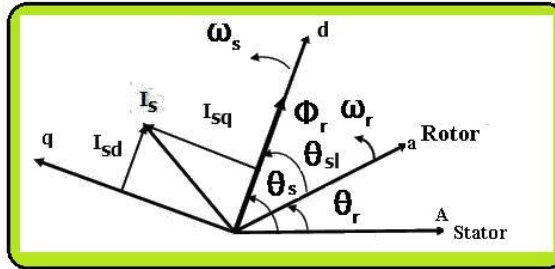


Fig. II.4: Orientation du flux rotorique

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_r \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec : $\bar{x} = x_d + jx_q$ (\bar{x} : représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état $(\bar{i}_s, \bar{\varphi}_r)$ on réalise les changements suivants :

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.3})$$

$$\bar{\varphi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.4})$$

(II.4) dans l'équation de la tension statorique et (II.5) dans l'équation de la tension rotorique donne :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\varphi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \right) + j \omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{1}{L_r} \bar{\varphi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \right) + \frac{d \bar{\varphi}_r}{dt} + j \omega_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$0 = -\frac{M R_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j \omega_r \right) \bar{\varphi}_r + \frac{d \bar{\varphi}_r}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$0 = -\frac{M R_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j \omega_r + S \right) \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.8})$$

$\varphi_r = \varphi_{rd}$ (L'orientation du flux rotorique)

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = -\frac{M R_r}{L_r} i_{sd} + \left(\frac{R_r}{L_r} + S \right) \varphi_r \\ 0 = -\frac{M R_r}{L_r} i_{sq} + \omega_r \varphi_r \Rightarrow i_{sq} = \frac{\omega_r L_r}{R_r} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{M R_r}{L_r}} \varphi_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \varphi_r = \frac{T_r S + 1}{M} \varphi_r \\ i_{sq} = \frac{T_r \omega_r}{M} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La relation de i_{sd} signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique i_{sd} moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps T_r

$$\bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d \bar{\varphi}_r}{dt} + j \omega_r \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d \varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} & (*) \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d \varphi_{rq}}{dt} - \omega_r \varphi_{rd} & (**) \end{cases}$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{rd} + \frac{d \varphi_{rd}}{dt} \quad : \quad \varphi_{rq} = 0 \quad (\text{II.12})$$

$$\varphi_{rd} = cst \Rightarrow \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = 0 \quad (\text{II.13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \varphi_{rd} = \varphi_r = cst \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_r = M i_{sd} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

A partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II.16})$$

On remplace le système (II.14) on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{II.17})$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.18})$$

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{II.19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu, La **fig.(II.5)** illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone [2]. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [11]

$$\omega_s = \omega_r + \omega_\alpha = P\Omega_r + \omega_\alpha$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

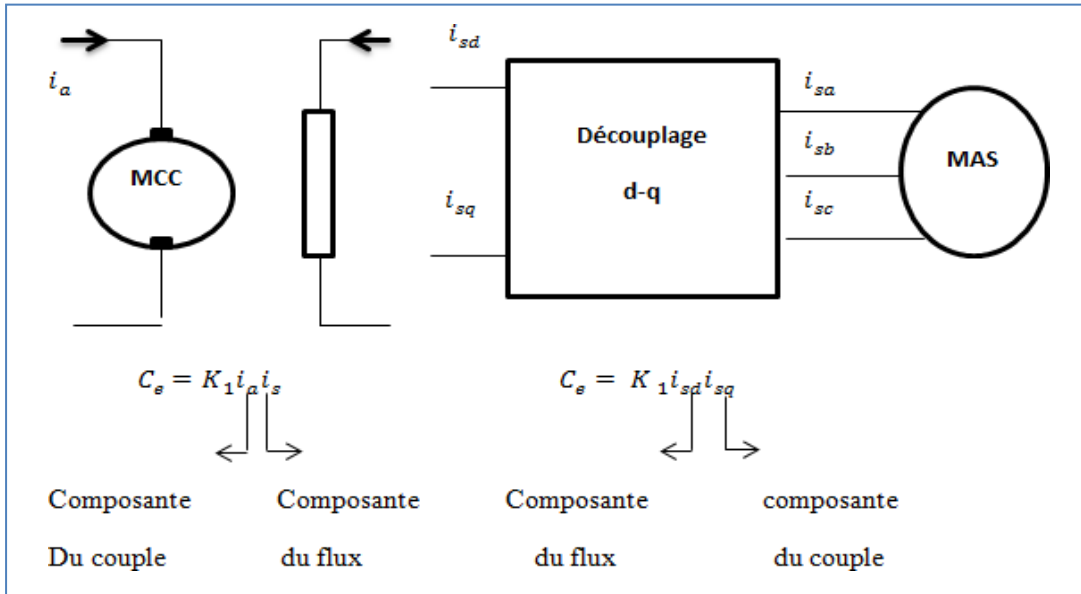


Fig. II.5 : Equivalence entre la commande d'une MCC et la CV D'un MAS

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [11] [27] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_\alpha = P\Omega_r + \omega_\alpha$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

II.5.Types de la commande vectorielle

Beaucoup de stratégies de contrôle des machines à courant alternatif appartiennent à la famille des techniques dites vectorielle et la commande à flux orienté en est une. **Fig(II.6).**

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse.

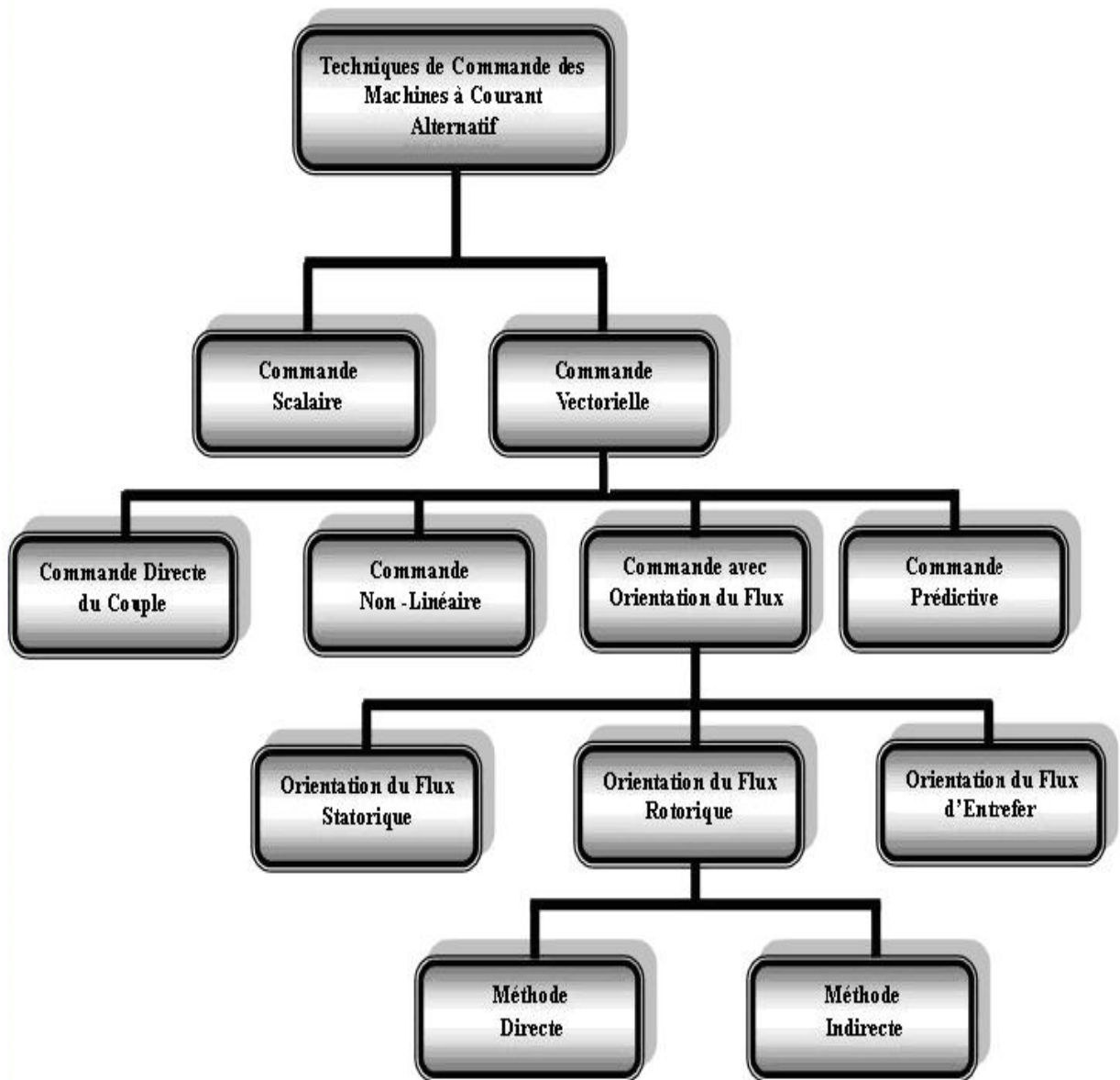


Fig. II.6: Techniques de commande vectorielle de la MAS

II.5.1. Commande vectorielle indirecte:

(En anglais : Indirect Field Oriented Control ou IFOC).

Cette méthode a été proposée par HASSE KARL en 1969[HAS -69]. Son principe est basé sur la connaissance à tout instant de la position du flux à orienter pour pouvoir le maintenir orienté sur l'axe d .

Pour ce faire, le module du flux est fixé en boucle ouverte et sa phase est estimée à partir du modèle dynamique de la MAS. L'avantage majeur de cette méthode est d'être facile à implanter et de ne pas nécessiter d'un capteur.

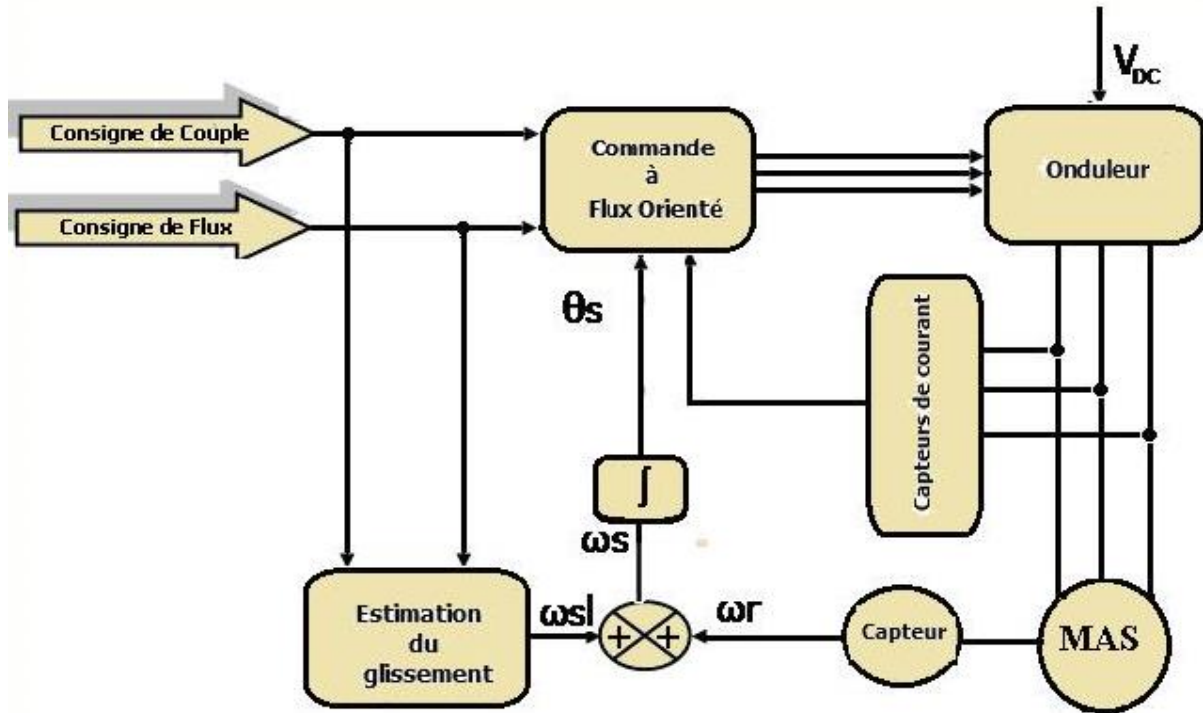


Fig. II.7: Schéma synoptique de la commande à flux orienté : méthode indirecte

Cette méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante aux variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique qui change avec la température [24].

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation vers des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

II.5.2. Commande vectorielle directe:

(En anglais : Direct Field Oriented Control ou DFOC).

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes

- La non fiabilité de la mesure du flux

- problème de filtrage du signal mesuré
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre)

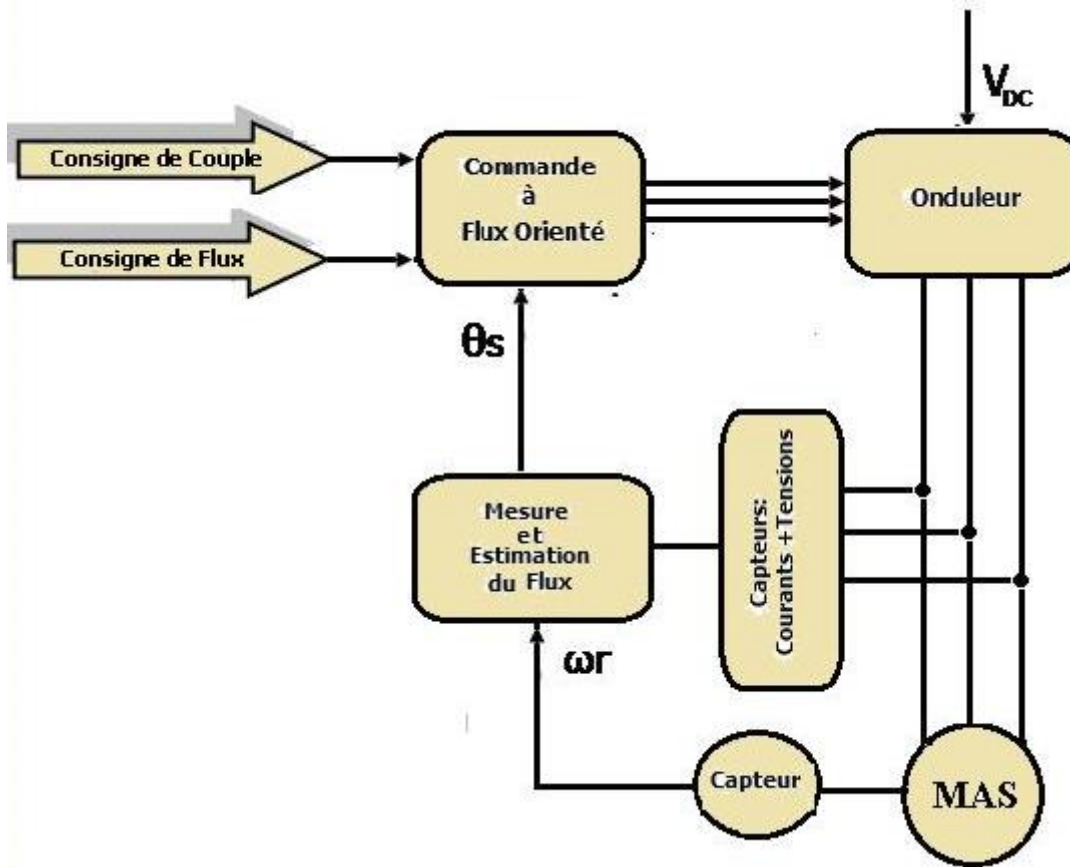


Fig. II.8: Schéma synoptique de la commande à flux orienté : méthode directe

II.6. Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:

II.6.1. Expression générale du moteur [11] :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction φ_r de [14]. Le flux φ_r étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état :

$$\dot{X} = [A]X + [B]U \text{ nous permet d'exprimer } V_{rd} \text{ et } V_{rq}, \varphi_r \text{ et } \omega_s \text{ avec } \overline{\varphi_{rd}} = 0.$$

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du s en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

Considérons les deux tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}), le flux rotorique (φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{d}{dt} i_{sd} + i_{sd} = \frac{V_{sd}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s i_{sq} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d}{dt} \varphi_r \\ \sigma T_s \frac{d}{dt} i_{sq} + i_{sq} = \frac{V_{sq}}{R_s} - \omega_s (\sigma T_s i_{sd} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \varphi_r) \\ \omega_a = \frac{M i_{sq}}{T_r \varphi_r} \\ C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \\ \frac{jd\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \end{array} \right.$$

II.6.2. Système d'équation liée au flux rotorique

Les équations (II.11), (II.12), munies de la contrainte ($\varphi_r = 0$) se simplifient

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \sigma L_s \omega_s i_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r + \sigma L_s \omega_s i_{sd}$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r$$

$$C_e = \frac{PM_{sr}}{L_r} \varphi_r i_{sq}$$

$$\omega_a = \frac{M i_{sq}}{T_r \varphi_r}$$

$$\frac{jd\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r$$

Les équations (II.23) et (II.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple. La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.23), (II.24) et (II.25). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la fig. (II.9).

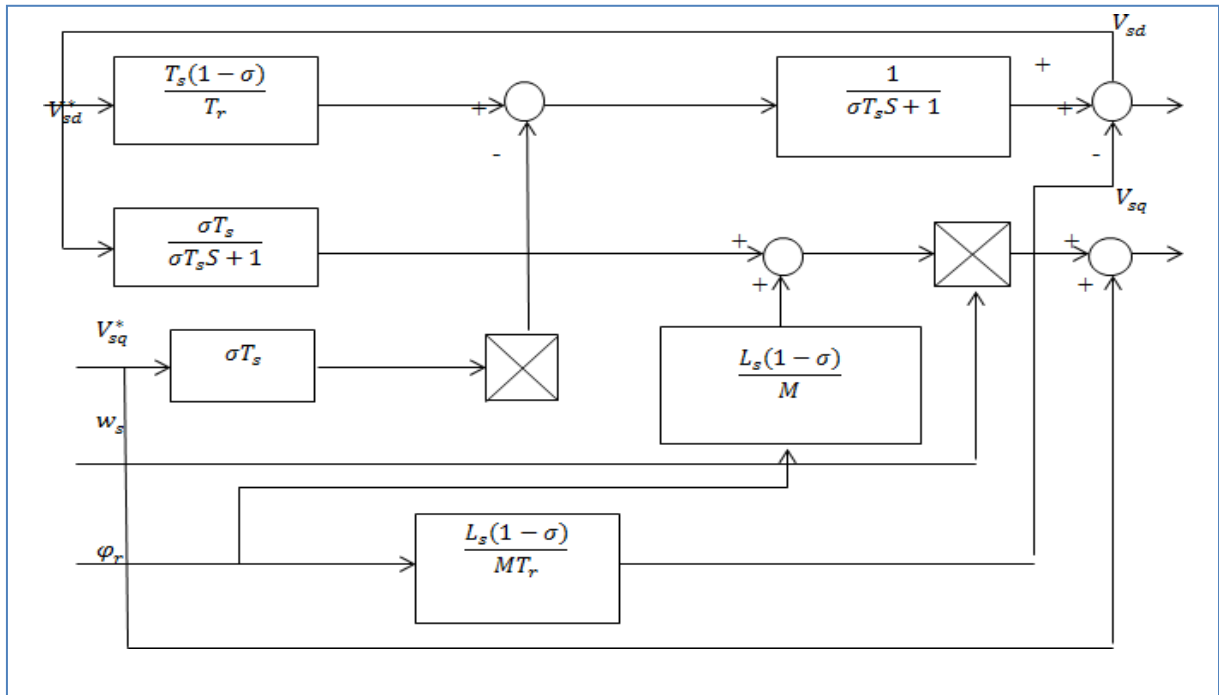


Fig. II.9: schéma-bloc de découplage

II.6.3. Découplage entrée sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [12].

II.6.3.1. Découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables V_{sd}^* et V_{sq}^* telles que V_{sd}^* n'agisse que sur i_{sd} et V_{sq}^* sur i_{sq}

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd}^* et V_{sq}^* telles que :

$$V_{sd}^* = V_{sd} + e_{sd}$$

$$V_{sq}^* = V_{sq} - e_{sq}$$

Avec :

$$e_{sd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r$$

$$e_{sq} = -(\sigma L_s \omega_s i_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* fig. (II.10)

Tel que :

$$V_{sd}^* = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd}$$

$$V_{sq}^* = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd}$$

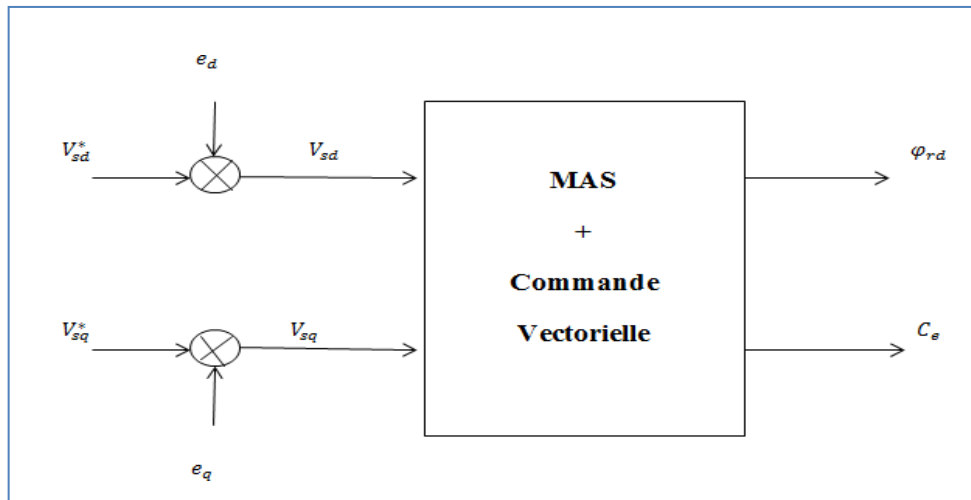


Fig. II.10 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.6.4. Bloc de défluxage

Le bloc de dé fluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement a couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [11]:

➤ Sous- vitesse :

$$\varphi_r = \varphi_{mom} \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{mom}$$

➤ Sur –vitesse :

$$\varphi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\varphi_r|} \cdot \varphi_{mom} \text{ pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{mom}$$

Avec :

Ω_{mom} : vitesse de rotation nominale.

φ_{mom} : Flux rotorique nominale.

La vitesse est aisément asservie (régulée) par une boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine,

Le pôle supplémentaire ($\frac{-1}{T_0}$) est introduit dans le but de limiter la Bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement T_0 doit être très inférieur à T_r

II.6.6.Régulateurs

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation seront du type proportionnel et intégral (PI), car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues. A fin de contrôler le couple électromagnétique et effectuer la régulation de la vitesse.

II.6.6.1.Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler

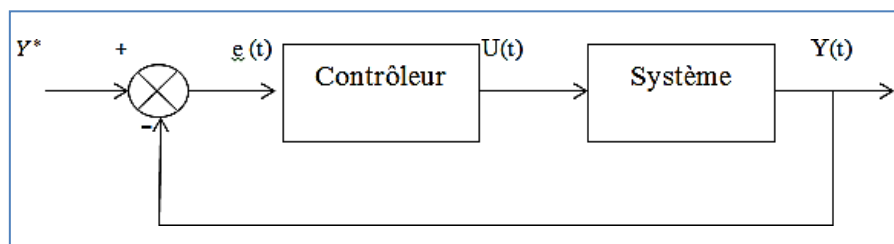


Fig. II.13: Représentation de la commande par PI

La loi de commande est : $u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$

✓ Action proportionnelle

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

✓ Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive(ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente(ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.6.6.2 Caractéristiques des régulateurs

a. Stabilité

Un système boucle doit être stable si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité

b. Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c. Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (Pour suite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) Le temps de réaction entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

II.7. Calcul des régulateurs

II.7.1. Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante direct du courant statorique i_{sd} est représenté par la **fig (II.14)**.

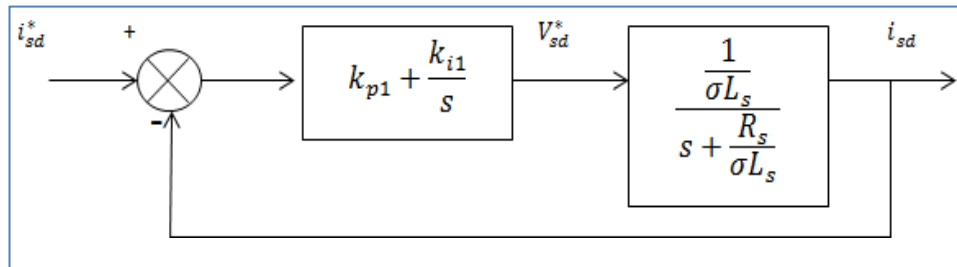


Fig.II.14: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction e transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$F i_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}}$$

Compensons le pôle $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$ par $(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}})$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F i_{sd} = \frac{k_{p1}}{s \sigma L_s}$$

La fonction e transfert en boucle fermée est donnée par:

$$G i_{sd} = \frac{F i_{sd}}{1 + F i_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad \tau = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constant de temps $\tau = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep(\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc:

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}}$$

Et, d'après l'équation (II.35)

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1(5\%)}}$$

II.7.2. Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la fig. (II.15) :

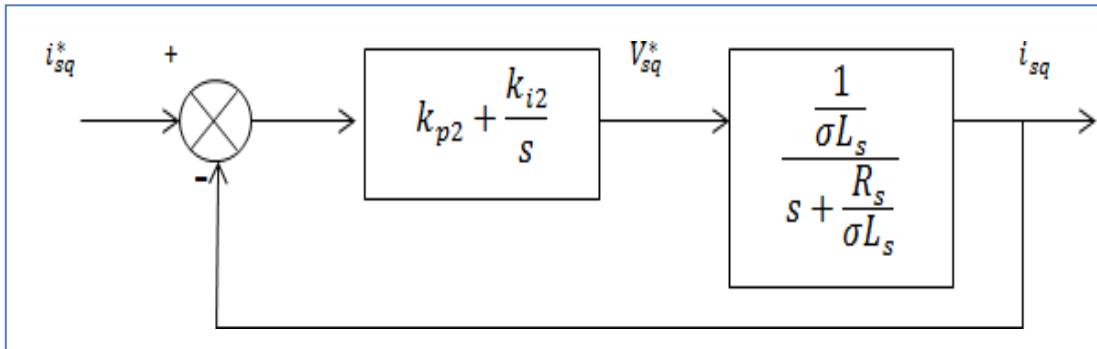


Fig. II.15: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} a la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep2(5\%)}}$$

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep2(5\%)}}$$

II.7.3. Régulation de la vitesse

Comme on a vu précédemment, la dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant. Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la fig. (II.16).

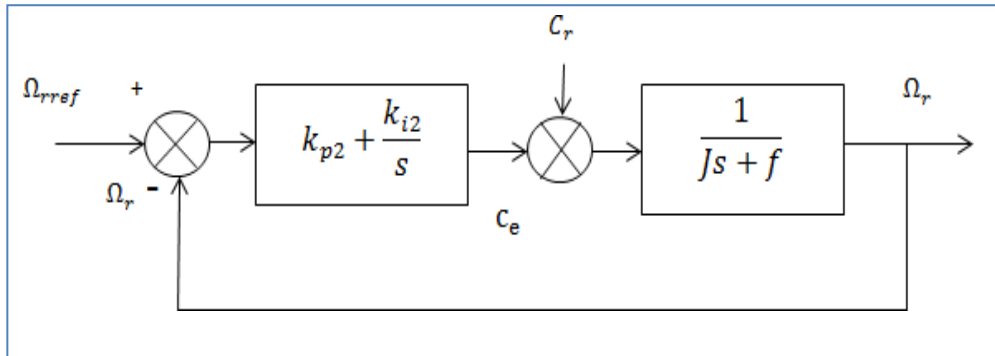


Fig. II.16 : Schéma-bloc de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{s(Js + f)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{Js^2 + (k_{p3} + f)s + k_{i3}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{em} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\omega^2 s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}}$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2}$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi=1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient

$$k_{p3} = J\omega_n^2$$

$$k_{i3} = 2J\omega_n - f$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de Temps t .

II.7.4. Commande en courant sans perte

Considérons les deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) comme variable de commande, le flux rotorique (φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état:

$$\begin{cases} T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r = M i_{sd} \\ \omega_a = \frac{M i_{sq}}{T_r \varphi_r} = \omega_s - \omega_r \\ T_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_e - T_l - f \Omega_r \end{cases}$$

Nous pouvons remarquer dans les équations (II.49) que seule la composante directe (axe «d») du courant statorique (i_{sd}) détermine l'amplitude du flux rotorique (φ_r), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe «q») du courant statorique (i_{sq}) si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple. Le schéma-bloc correspondant est le suivant:

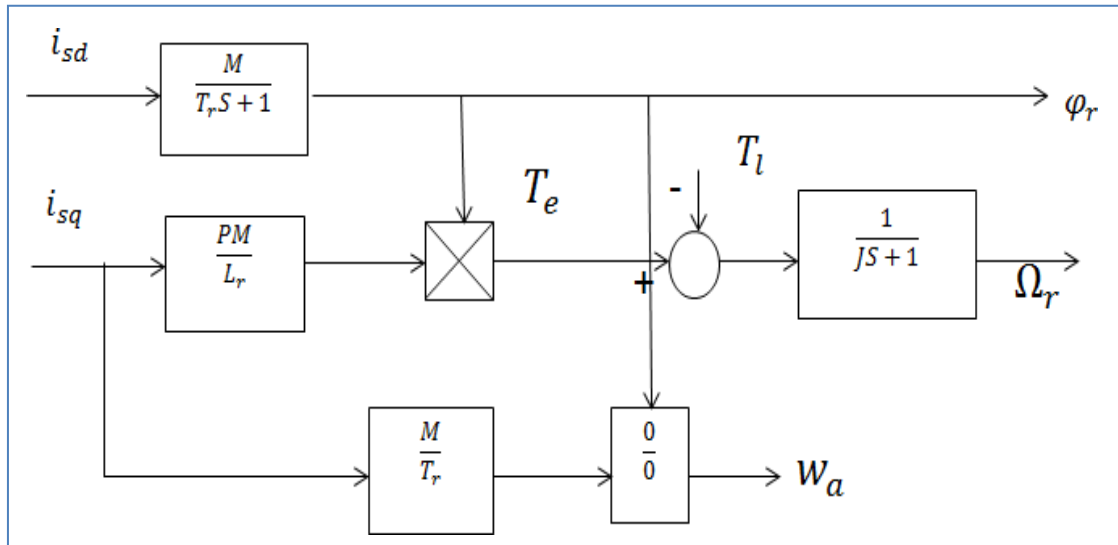


Fig. II.17: modèle en courant par orientation du flux rotorique

Les relations (II.49) constituent la base essentielle d'une commande par flux orienté. Modèle en courant par orientation du flux statorique :

$$T_r \frac{d}{dt} \varphi_s + \varphi_s = L_r \left(\sigma T_r \frac{d}{dt} i_{sd} + i_{sd} \right) - \sigma L_s T_r \omega_a i_{sq}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d}{dt} \varphi_s + \varphi_s = L_r \left(\sigma T_r \frac{d}{dt} i_{sd} + i_{sd} \right) - \sigma L_s T_r \omega_a i_{sq} \\ \omega_a = \frac{\frac{L_s}{T_r} \left(\sigma T_r \frac{d}{dt} i_{sq} + i_{sq} \right)}{\varphi_s - \sigma L_s i_{sd}} \\ T_e = p \varphi_s i_{sd} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_e - T_l - f \Omega_r \end{array} \right.$$

Modèle en courant par orientation du flux d'entrefer :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d}{dt} \varphi_g = M \left[\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \frac{d i_{sd}}{dt} + i_{sd} \right] - \left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \omega_a i_{sq} \\ \omega_a = \frac{\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \frac{d i_{sq}}{dt} + i_{sq}}{\frac{R_r}{M} \varphi_g - \left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) i_{sd}} \\ T_e = p \varphi_g i_{sq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_e - T_l - f \Omega_r \end{array} \right.$$

En utilisant les relations:

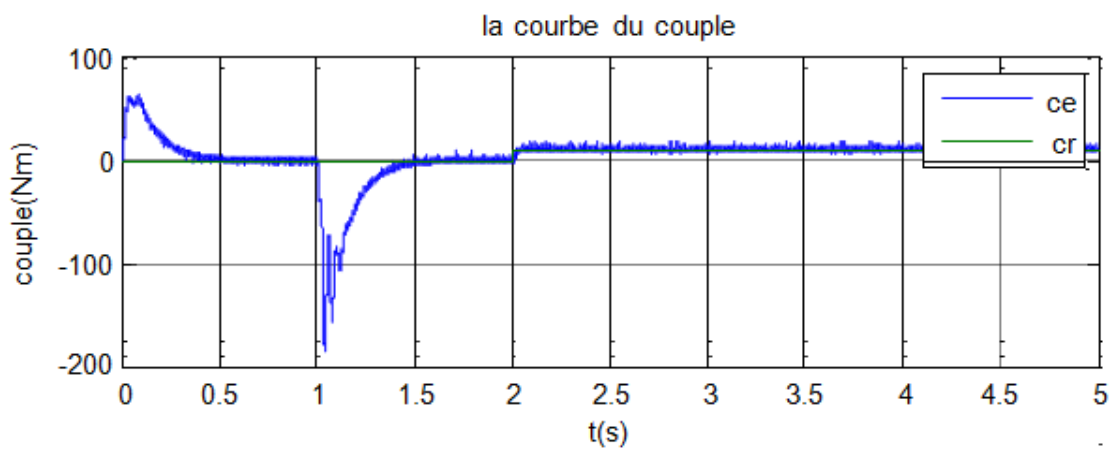
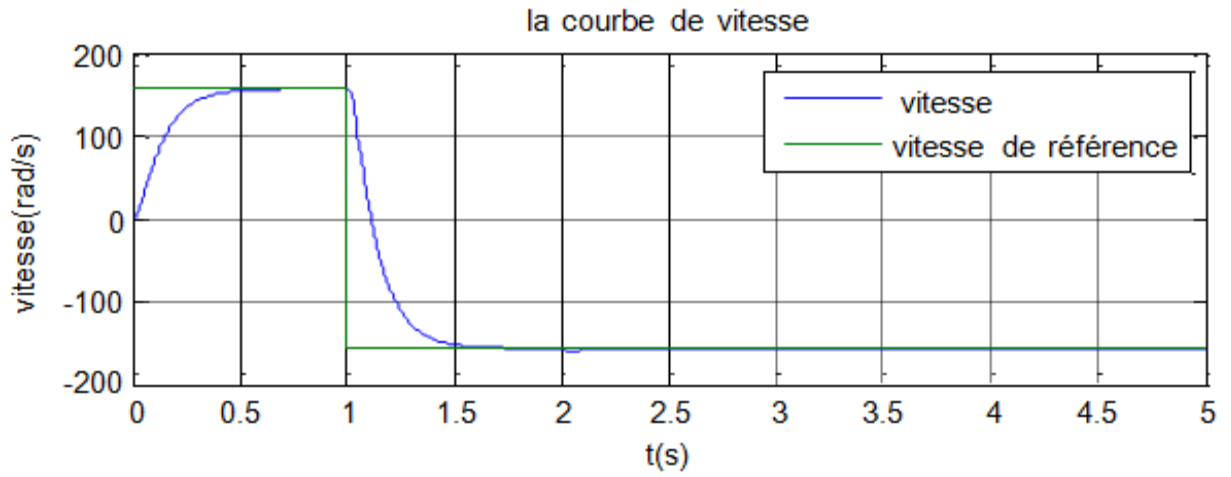
$$\begin{cases} \varphi_{dg} = M(i_{sd} + i_{rd}) \\ \varphi_{qg} = M(i_{sq} + i_{rq}) \end{cases}$$

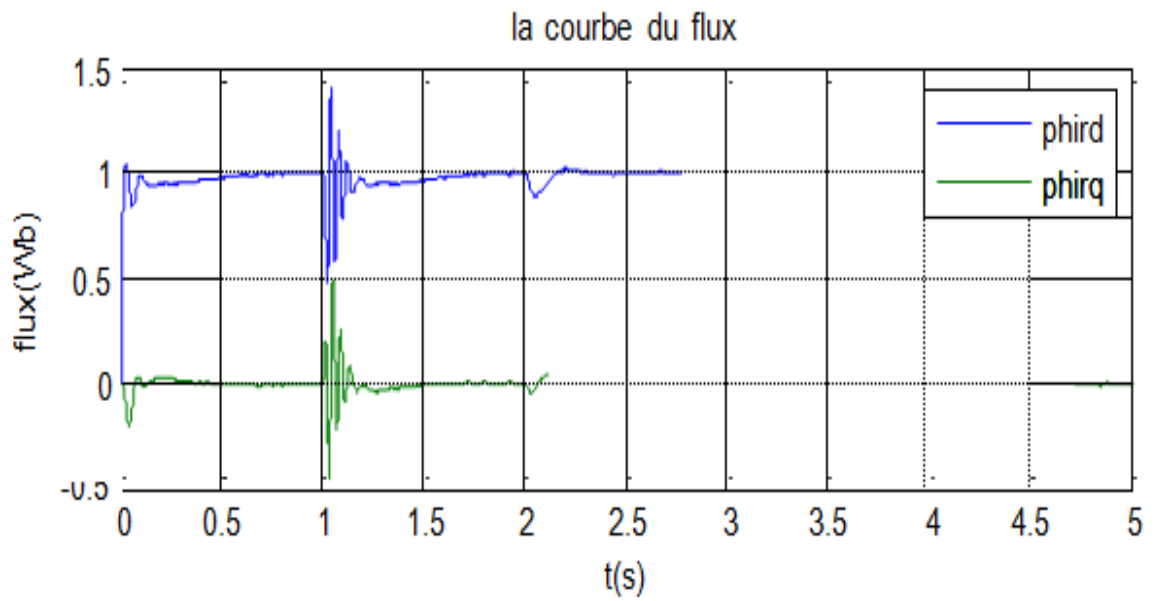
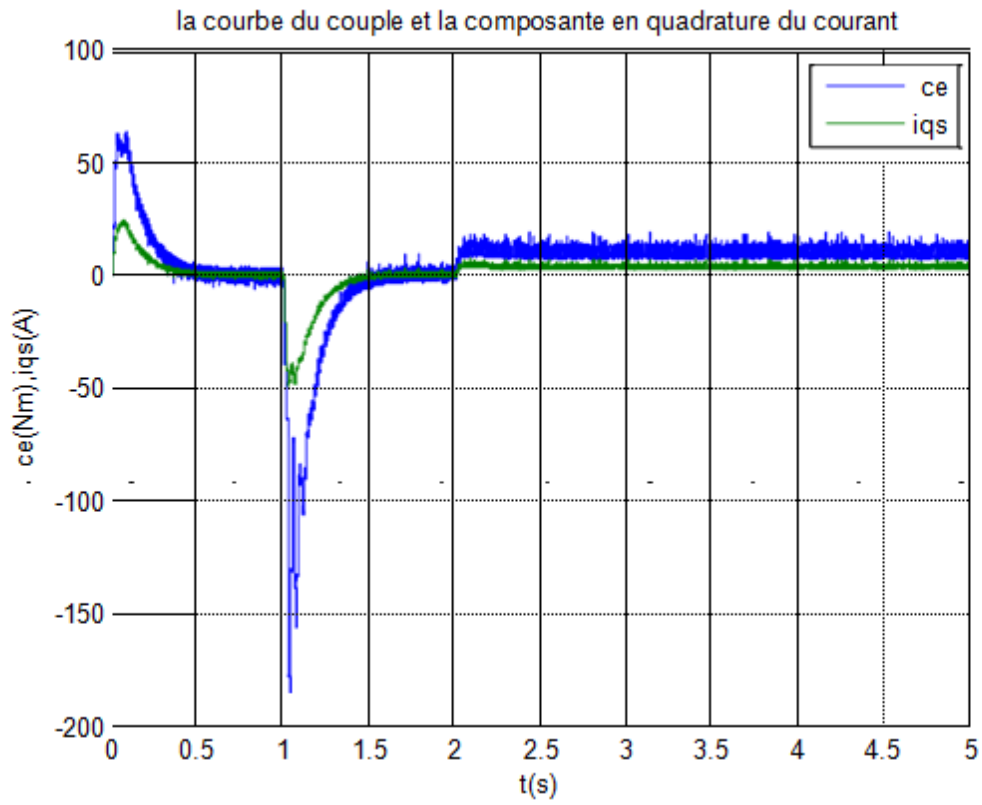
Nous pouvons remarquer dans (II.50) et (II.51) que le flux statorique (φ_s) et le flux d'entrefer (φ_g) dépendent des deux courants statoriques (i_{sd} , i_{sq}) cet effet de couplage est du aux fuites statoriques pour le flux statorique et aux flux rotorique pour le flux d'entrefer. Le couple électromagnétique (C_e) ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) si le flux (statorique) est maintenu constant.

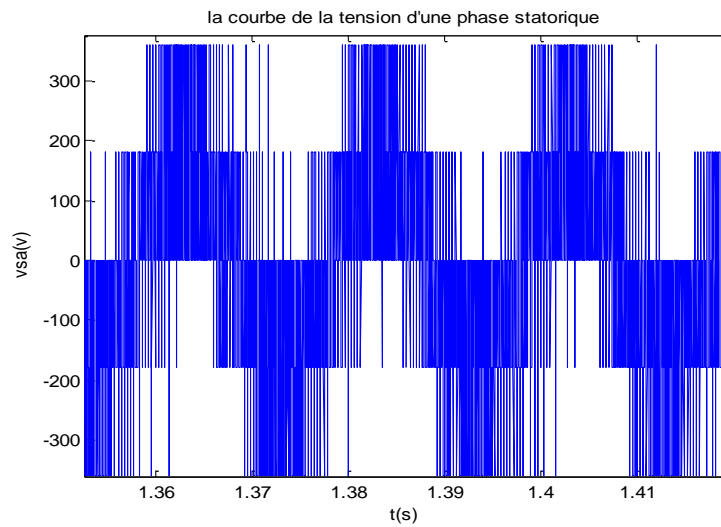
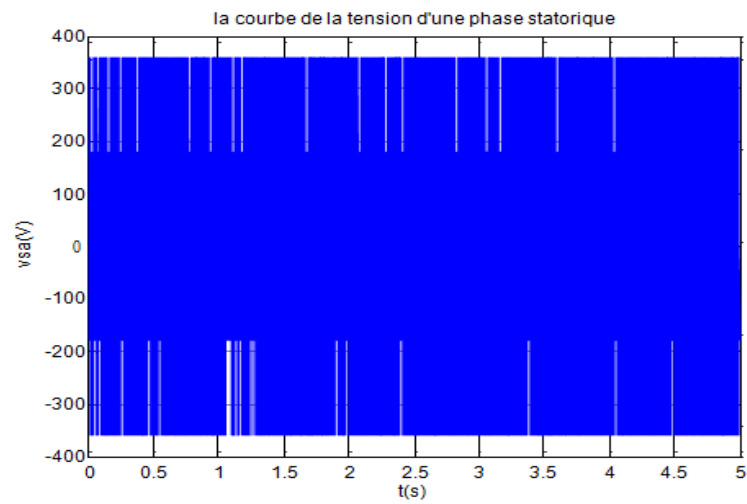
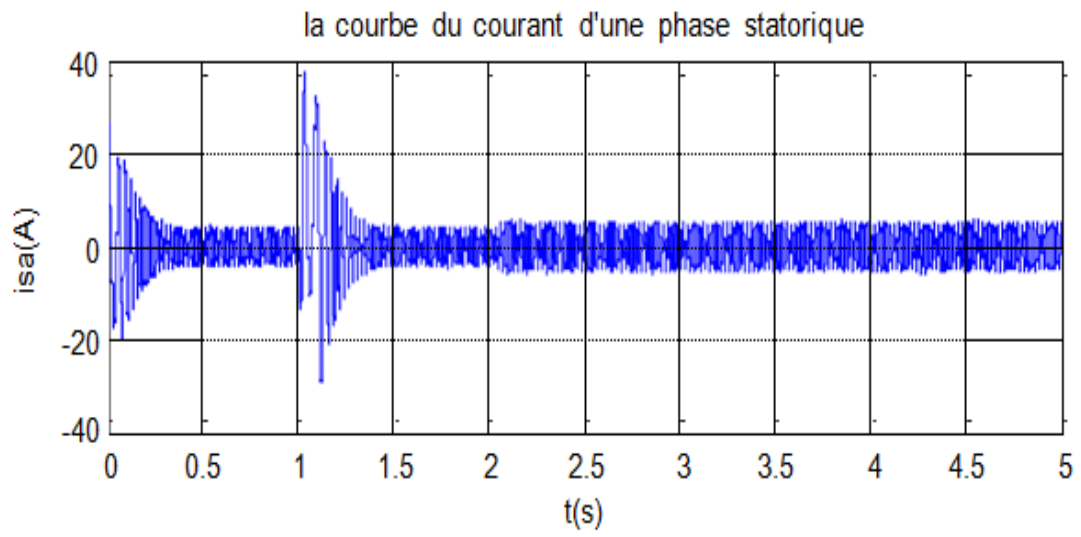
II.8. Résultats de simulation de la commande vectorielle

Les résultats de simulation la Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse est : en applique la charge (t=1s)

(Le schéma bloc en SIMULINK dédié à la simulation est celui donné par l'annexe B)







II.8.1 Interprétation des résultats

Nous remarquons sur la figure de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse :

Que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie (157rad/s) dans un temps de (0.5 s).

Le flux rotorique s'établit à la valeur 1 Wb avec un léger dépassement qui n'affecte l'évolution de la vitesse au démarrage. Le courant en quadrature et le couple présentent la même forme de variation.

L'application d'un couple de charge de 10 N.m, conduit à une augmentation du couple jusqu'à 10 N.m, et une diminution légère de la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation.

Le courant atteint sa valeur nominale. Le flux n'est pas affecté par la variation du couple.

Ces résultats démontrent que le découplage souhaité entre le couple et le flux est réalisé.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre on à présenter les diverses méthode de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension et en courant. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée pour commander facilement par les régulateurs IP. La présence de capteurs mécaniques induit une augmentation du volume et du prix de la machine, sans omettre les difficultés d'installation et la perte de fiabilité, en particulier, pour les machines de petite taille. Dans le chapitre qui suit, nous avons introduit la commande d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone.

Chapitre III :
commande vectorielle
bi-machine
asynchrone

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 coopérative?
- Comment peut-on faire l'observation d'états pour un système composé par deux moteurs à cage alimentés en parallèle par un seul onduleur de tension?

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" [5], [15].

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 [5], [15].

Puis, 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 jusqu'à la détection d'une variation de l'accélération des moteurs [22].

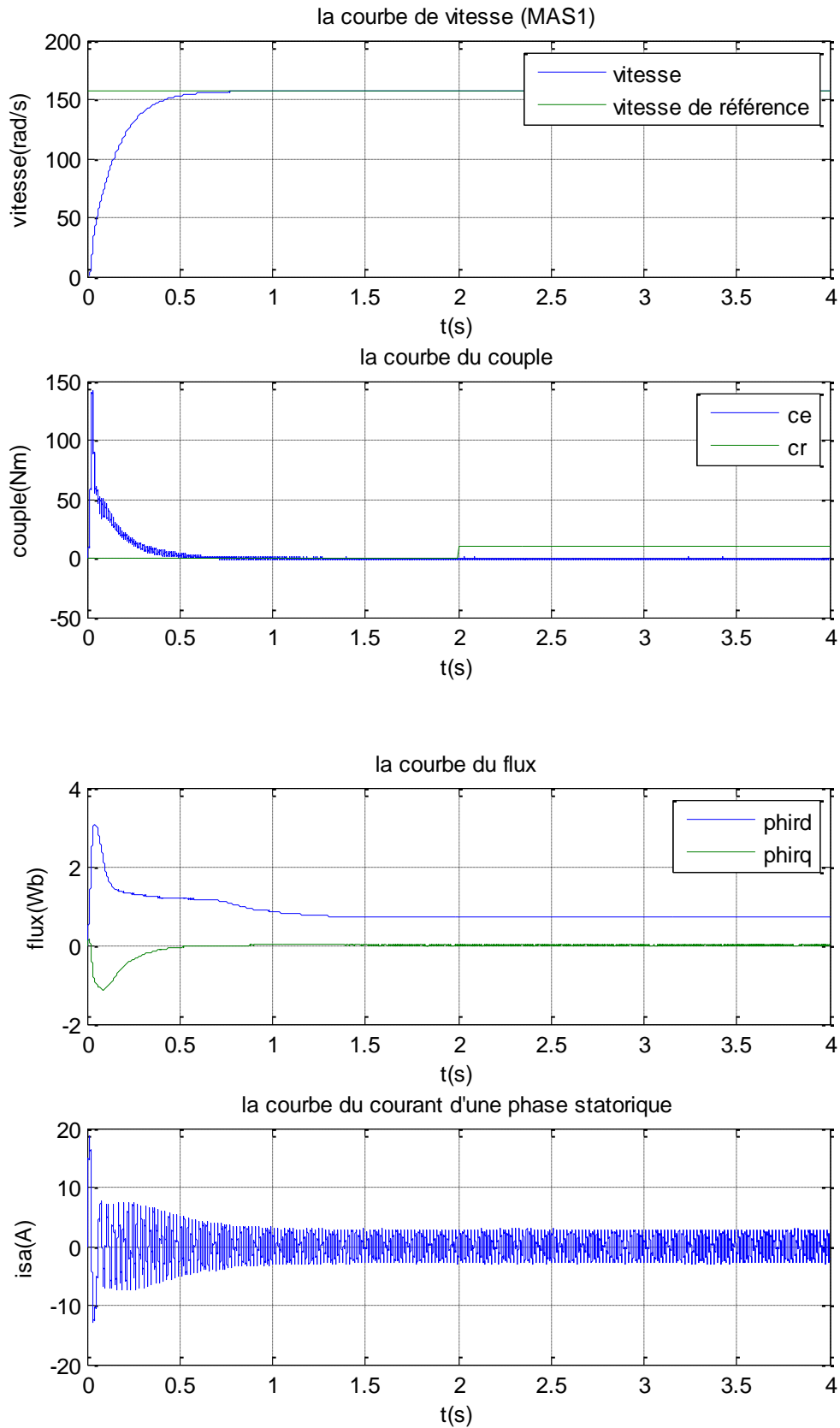
Les diverses structures de commande étudiées et implantées en langage C sont détaillées en utilisant le formalisme des SMM. Après avoir décrit plusieurs structures de commande coopérative, on présentera les résultats de simulation, permettant de valider leurs performances. Il s'agit des commandes : moyenne simple, maître – esclave alternée, pondéré.

III.2.La commande moyenne simple (CMS)

La commande moyenne simple (CMS) prend en compte les grandeurs des deux moteurs, en créant les grandeurs correspondantes à un "moteur moyen imaginaire" avec l'application d'un critère de pondération identique pour chaque moteur (pond=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. Cependant, comme il a été présenté dans le paragraphe précédent, les grandeurs nécessaires peuvent être recrées à partir de l'une parmi les deux possibles structures d'observation.

III.2.1. Résultats obtenus en simulation

➤ Sans charge



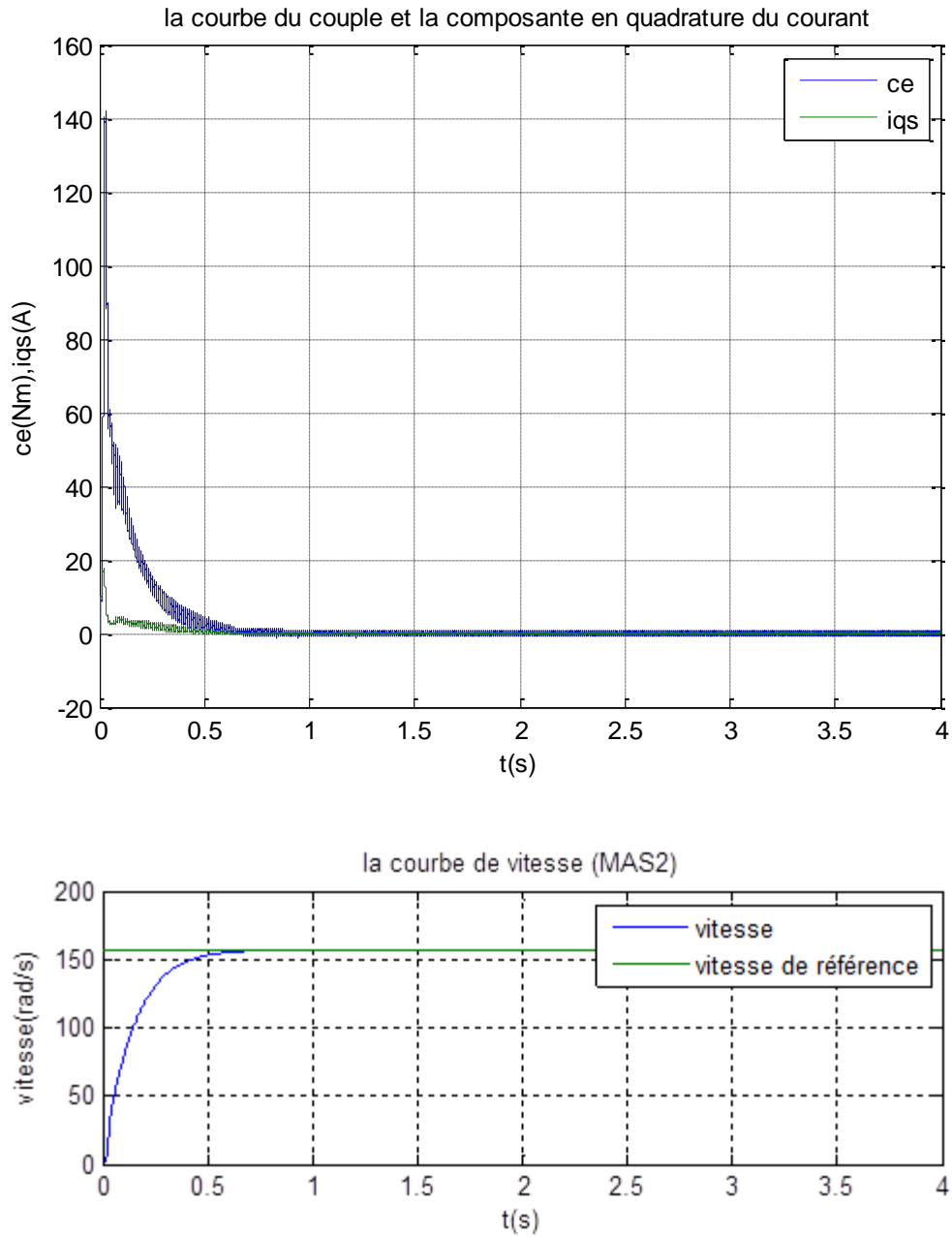
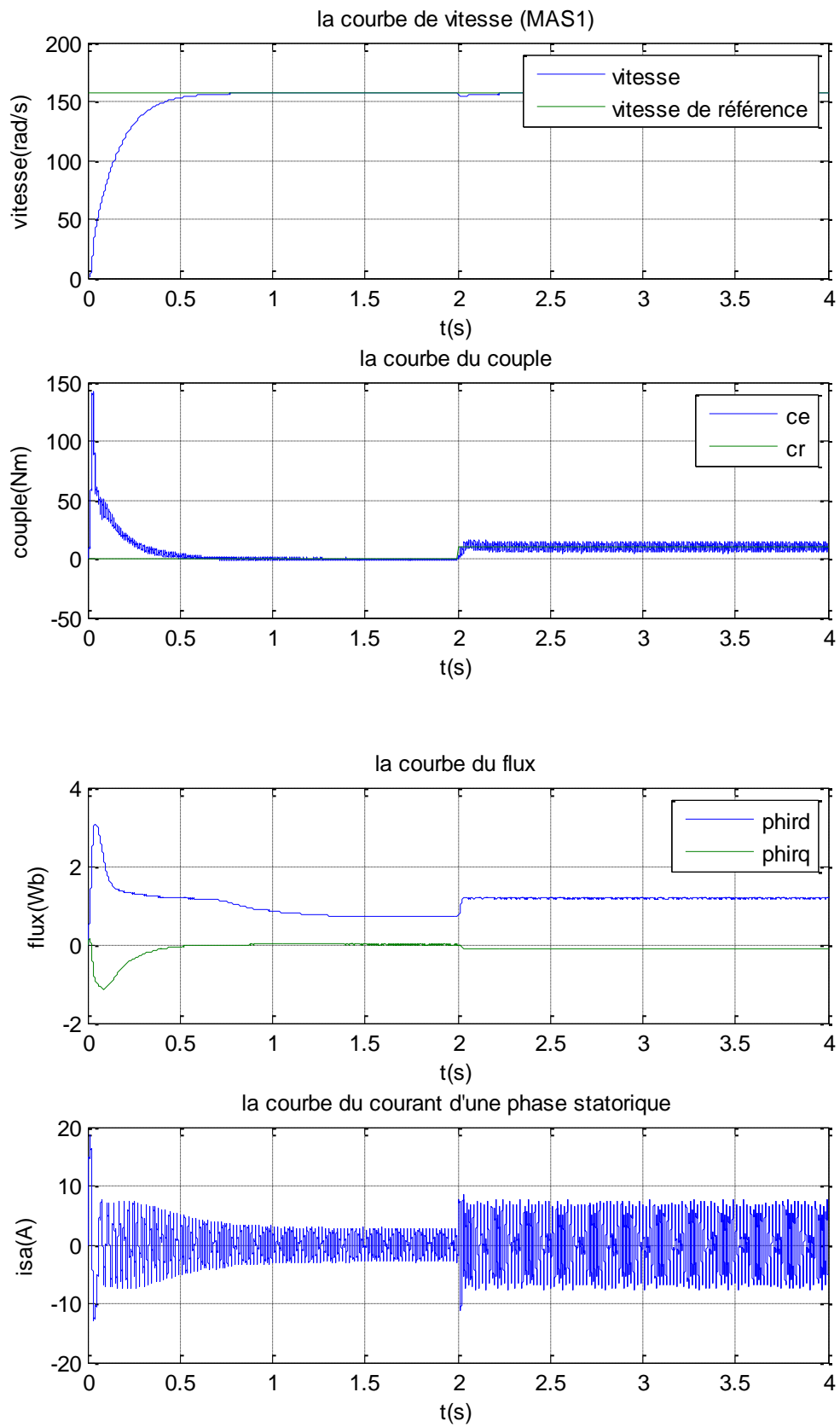


Fig.III.1:commande vectorielle bi-machine asynchrone sans charge. Cas de la commande moyenne simple.

➤ **En Charge à (t=2) : $C_r = 10 \text{ N.m}$**



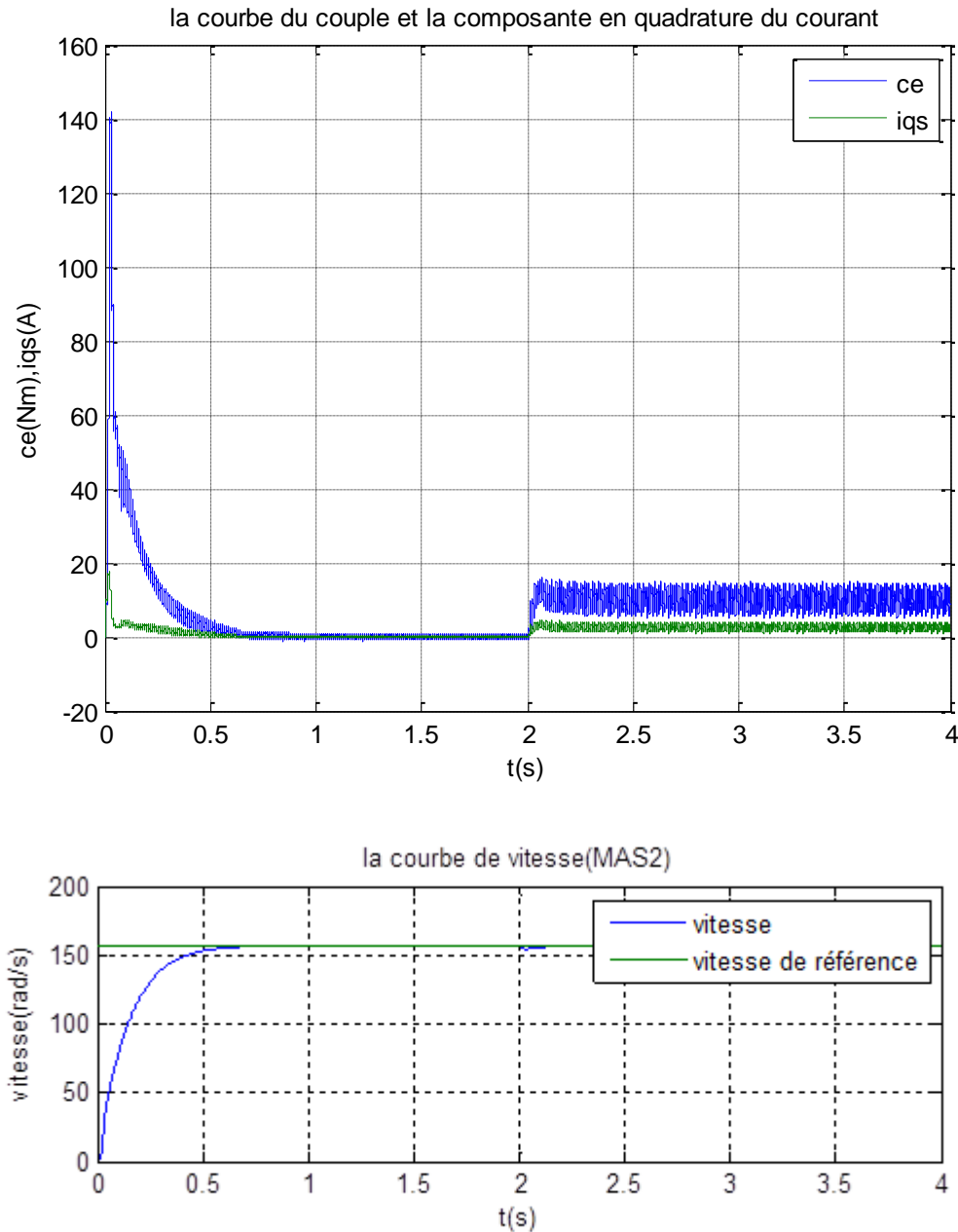


Fig.III.2:commande vectorielle bi-machine asynchrone en applique la charge ($t=2s$). Cas de la commande moyenne simple.

III.3.La commande maître – esclave (CME)

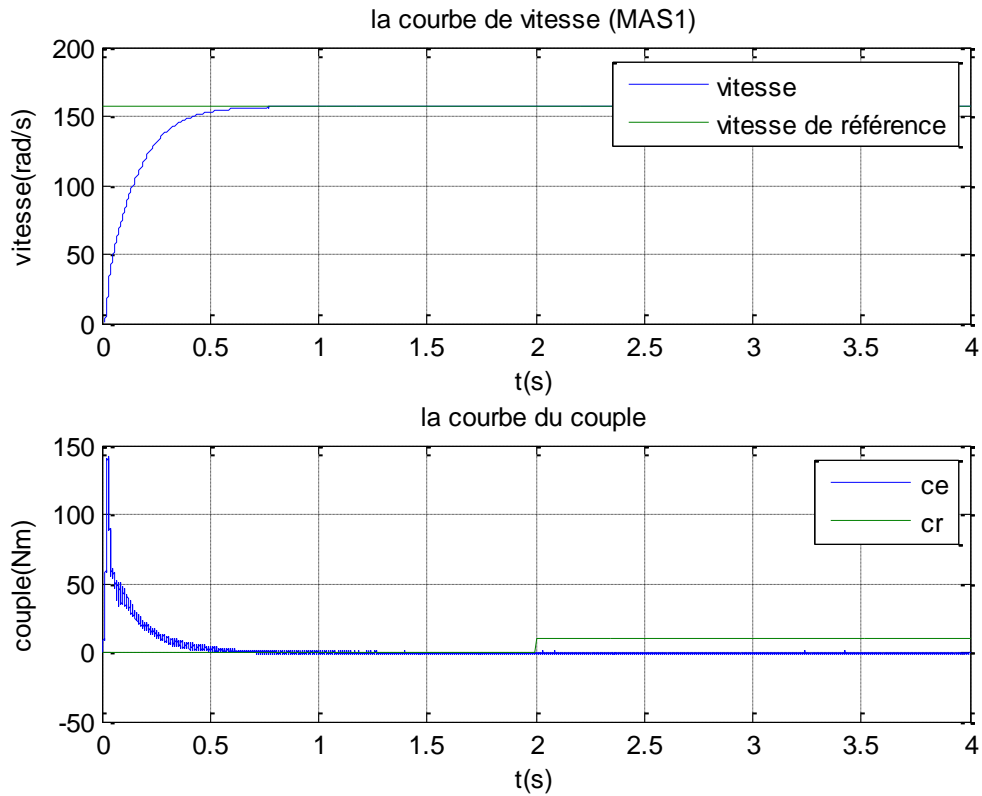
Cette méthode de commande ne tient compte que des grandeurs d’une seule machine appelée “machine maître”, et l’autre machine, “machine esclave”, subit les tensions imposées par le contrôle sur la “machine maître”. Afin de représenter cette commande, on a fait le choix de prendre MA2 comme le moteur maître.

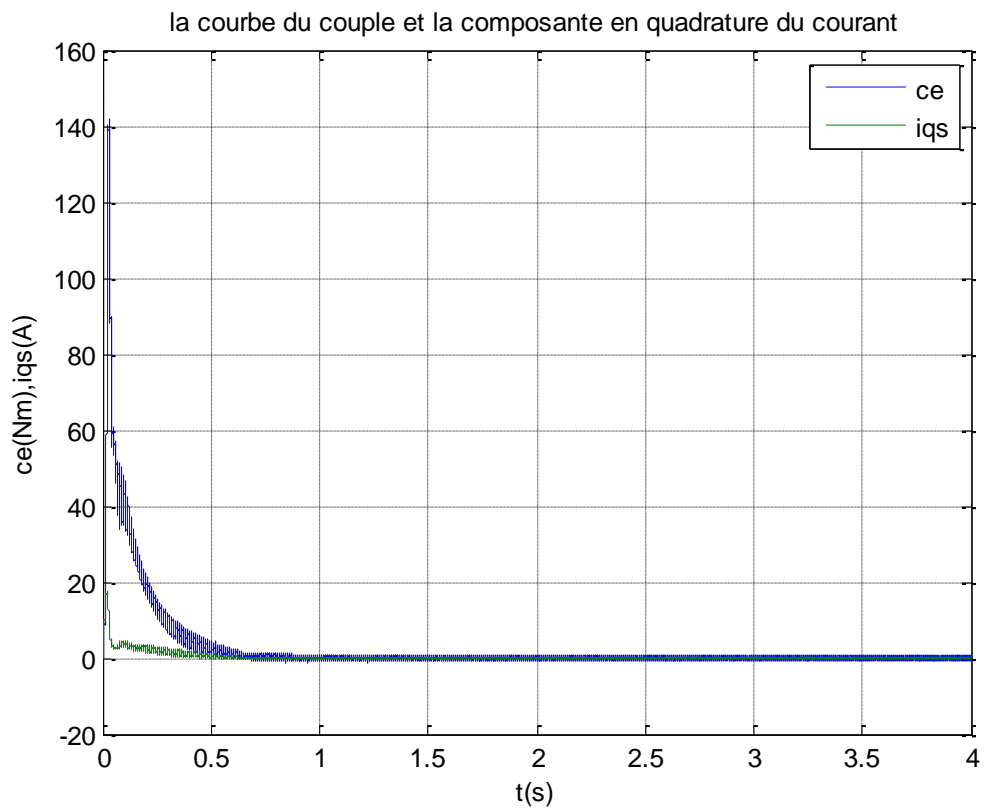
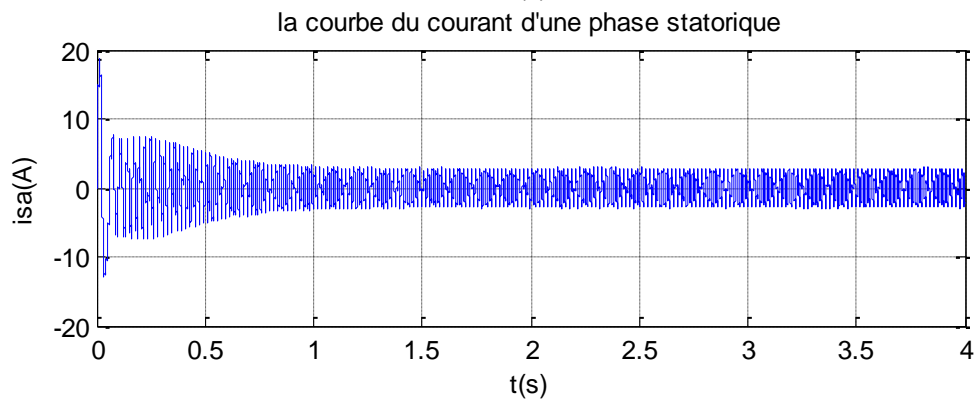
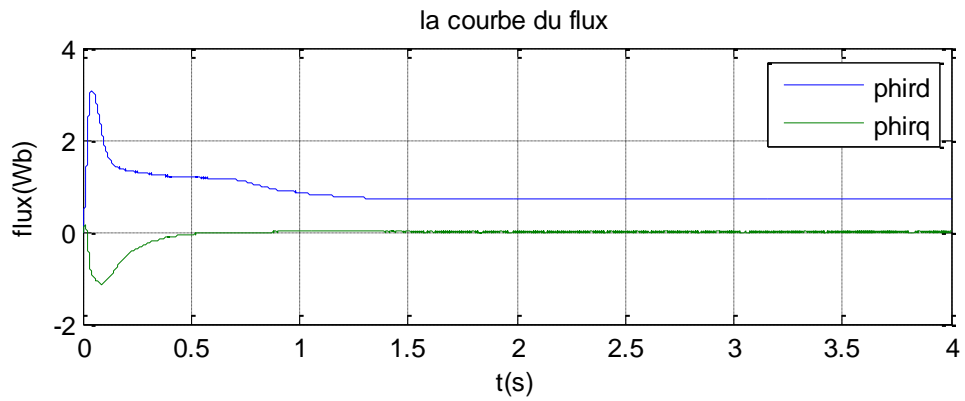
De façon générale, le coefficient de pondération p prend exclusivement soit la valeur zéro, soit la valeur un, afin de ne considérer que les grandeurs d’un seul moteur à la fois. Ce choix impose l’utilisation d’un seul observateur, celui du moteur maître associé à la commande. Par

contre, si le système possède une structure avec l'observation duale, il est possible de commuter le moteur maître, en sélectionnant le coefficient de pondération adéquat. Néanmoins, dans ce cas, le système n'est pas optimisé étant donné qu'il y a deux capteurs de courants statoriques et un capteur de vitesse qui ne sont pas utilisés.

III.3.1. Résultats obtenus en simulation

➤ Sans charge





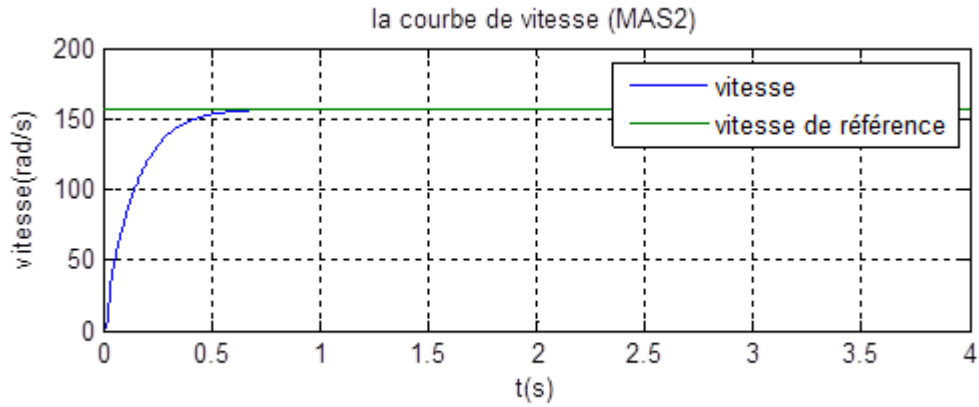
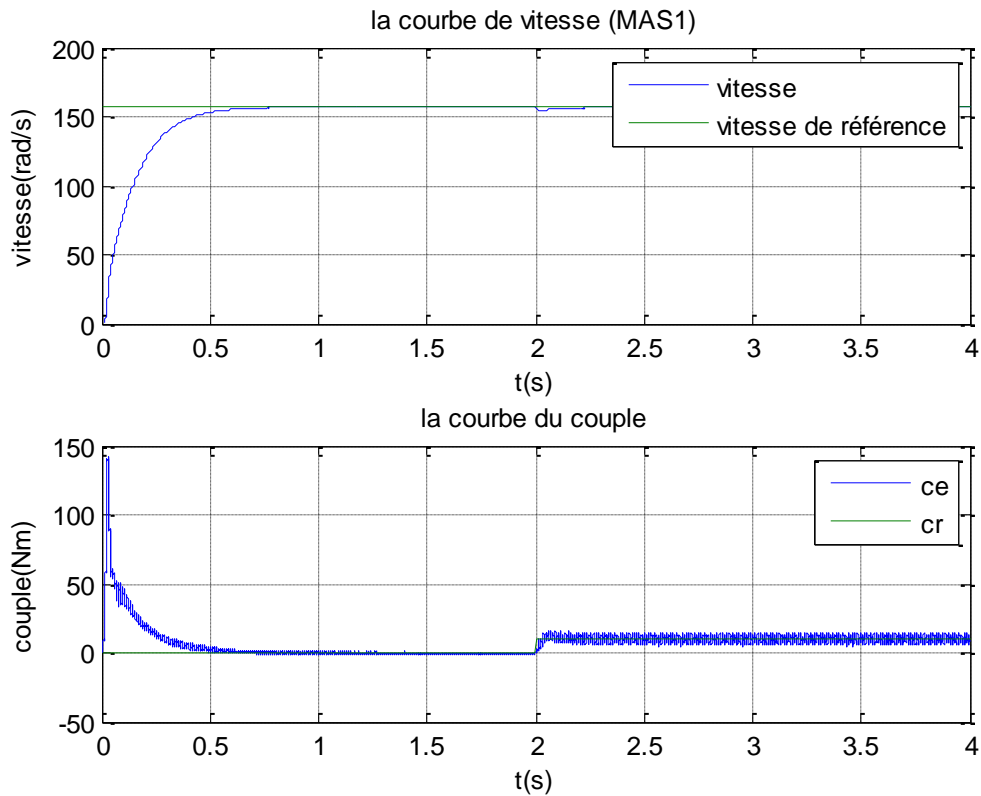
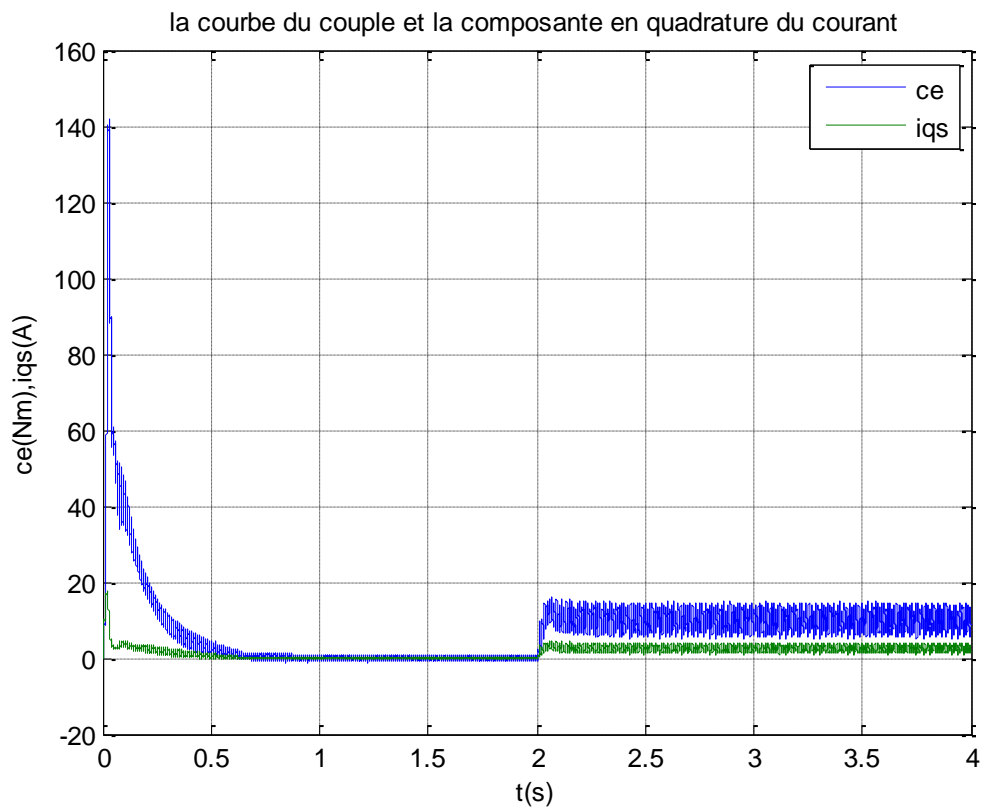
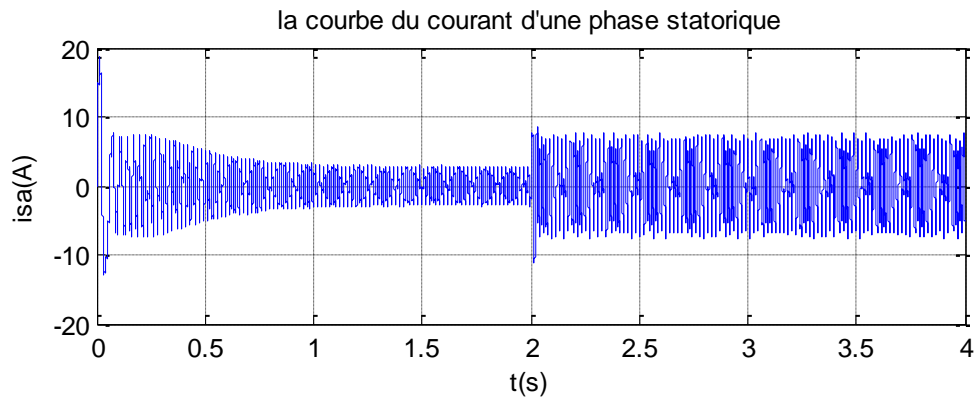
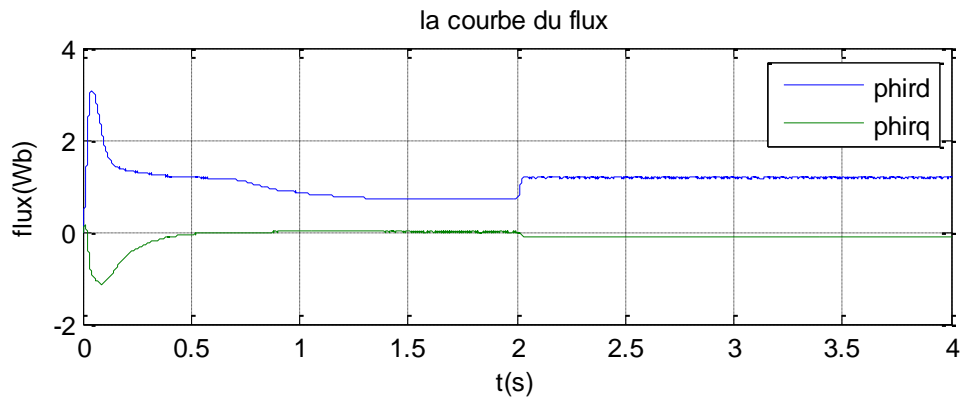


Fig.III.3:commande vectorielle bi-machine asynchrone sans charge. Cas de la commande maître – esclave.

➤ En charge à (t=2s) : $C_r = 10 \text{ N.m}$





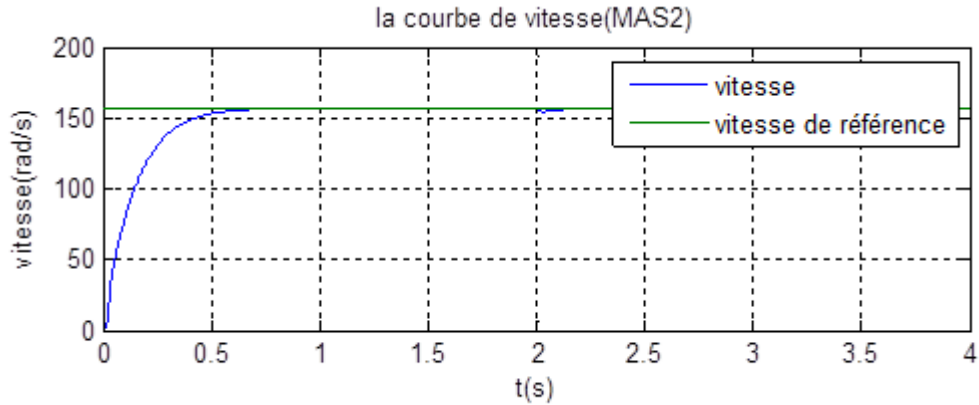


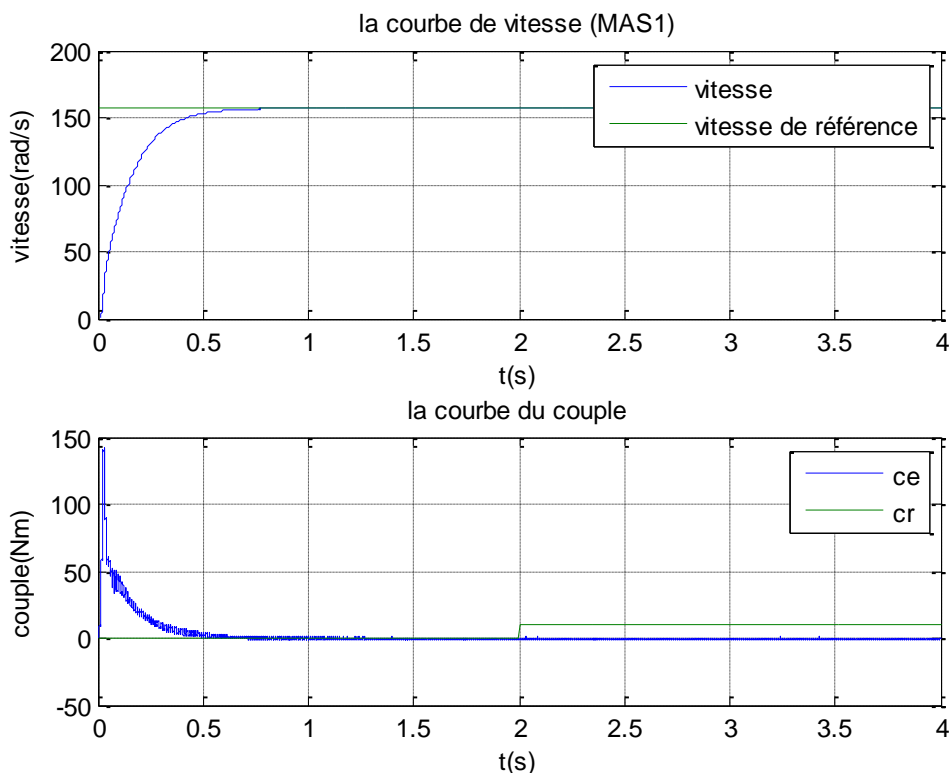
Fig.III.4:commande vectorielle bi-machine asynchrone en applique la charge (t=2s). Cas de la commande maître – esclave.

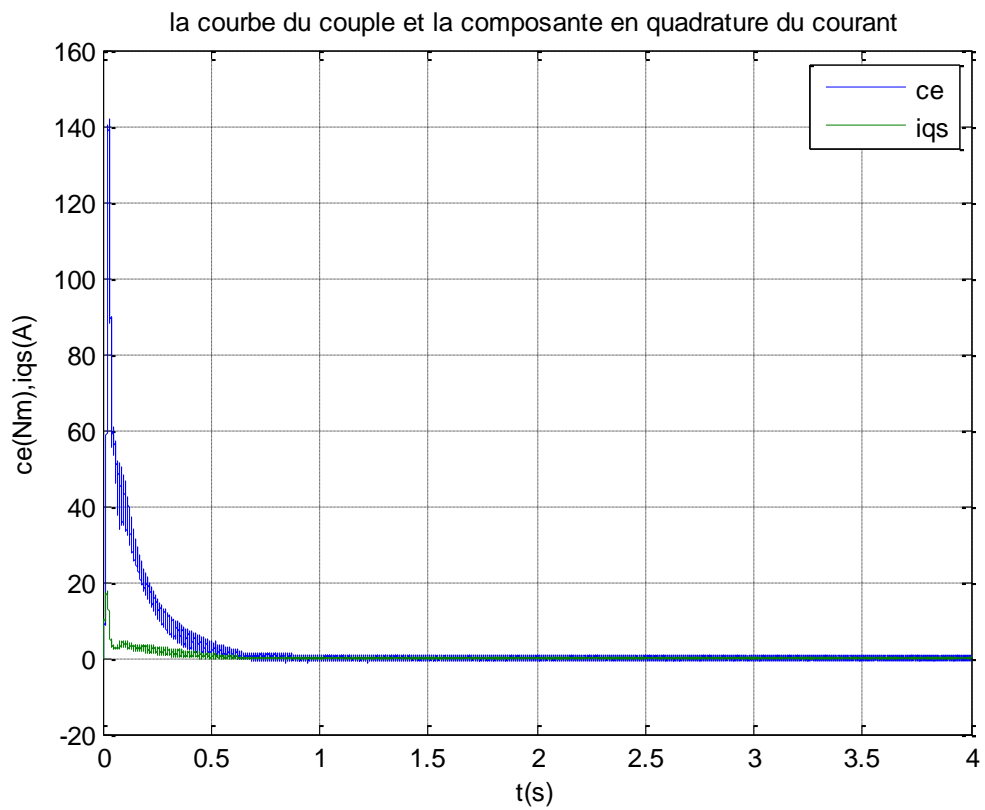
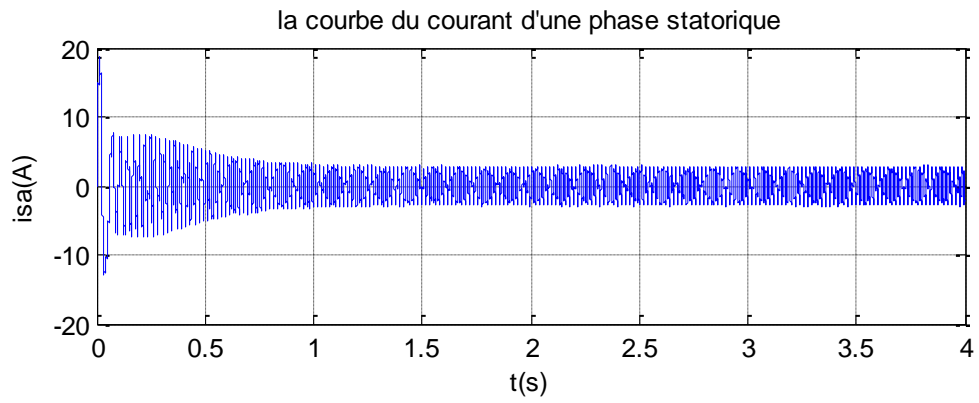
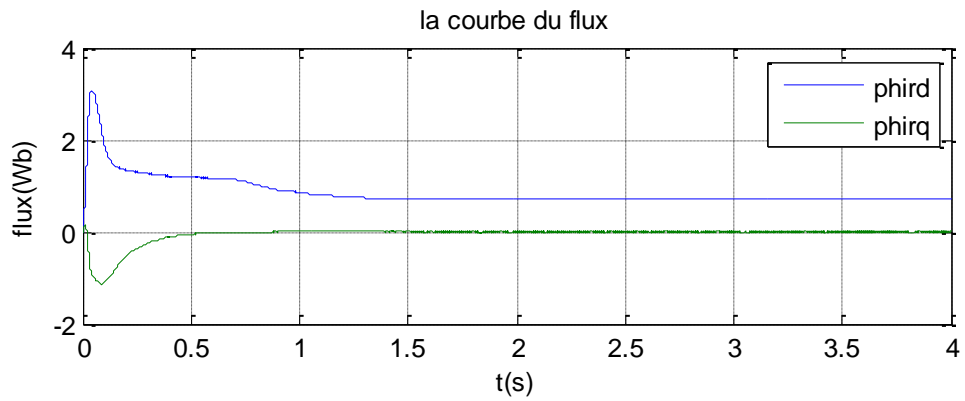
III.4.La commande pondérée (CP)

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. Par ailleurs, normalement le système travail sous l'action d'une commande moyenne (pond=0.5), jusqu'à l'arrivée d'une perturbation.

III.4.1.Résultats obtenus en simulation

➤ Sans charge





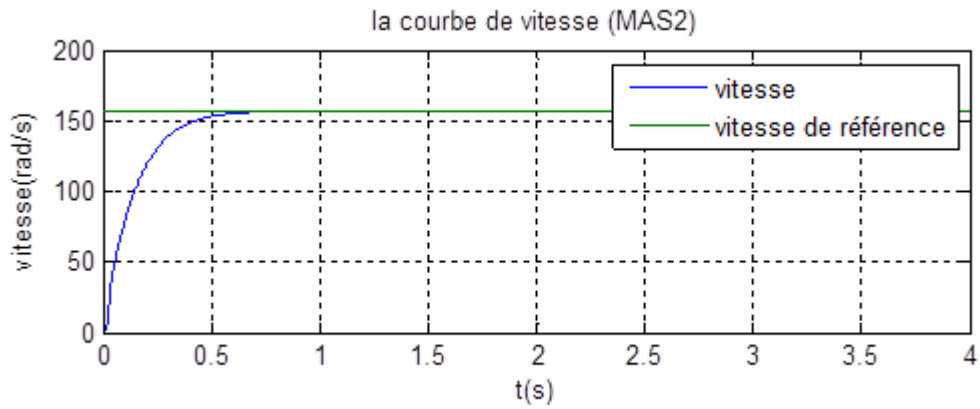
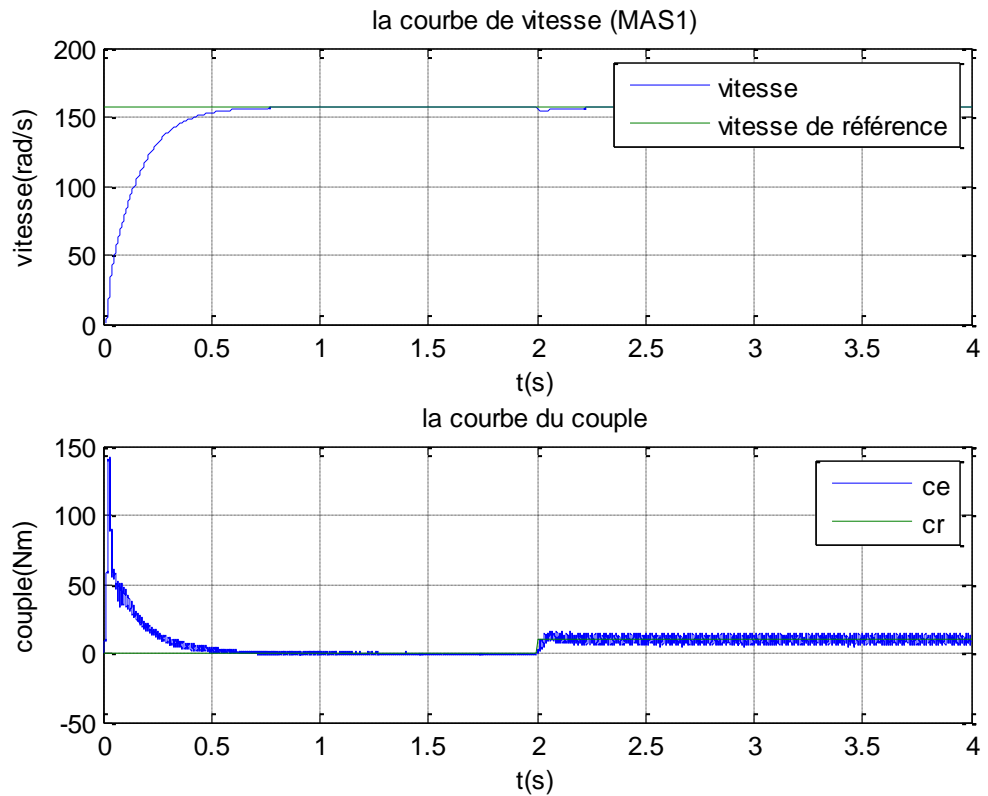
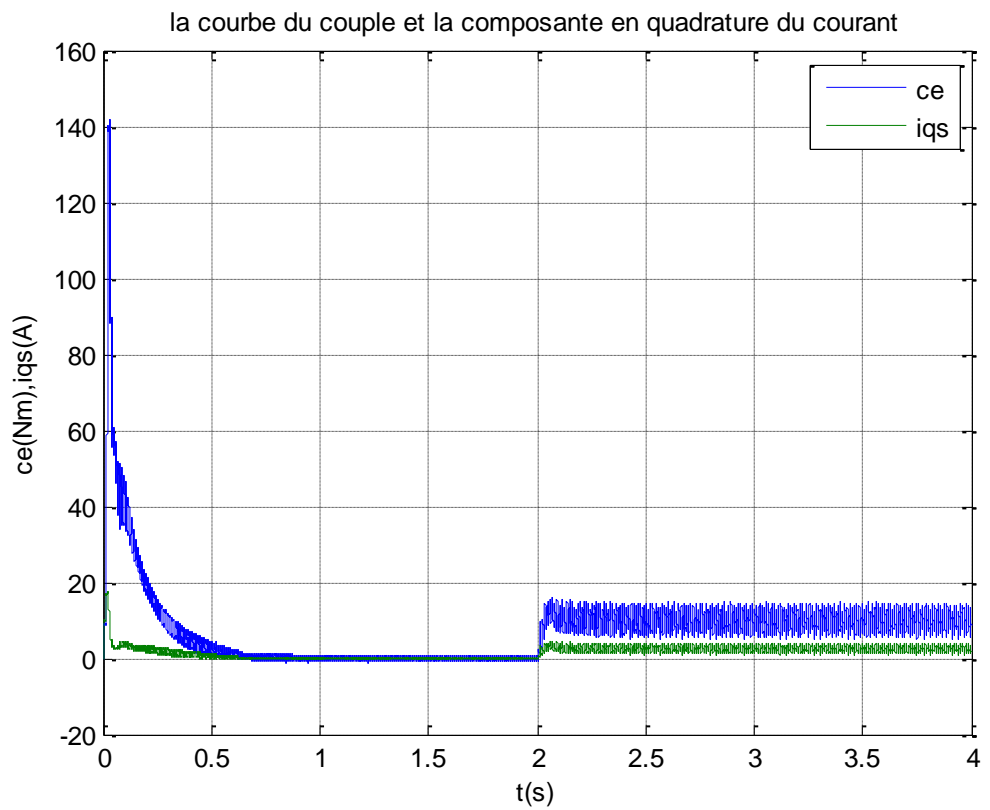
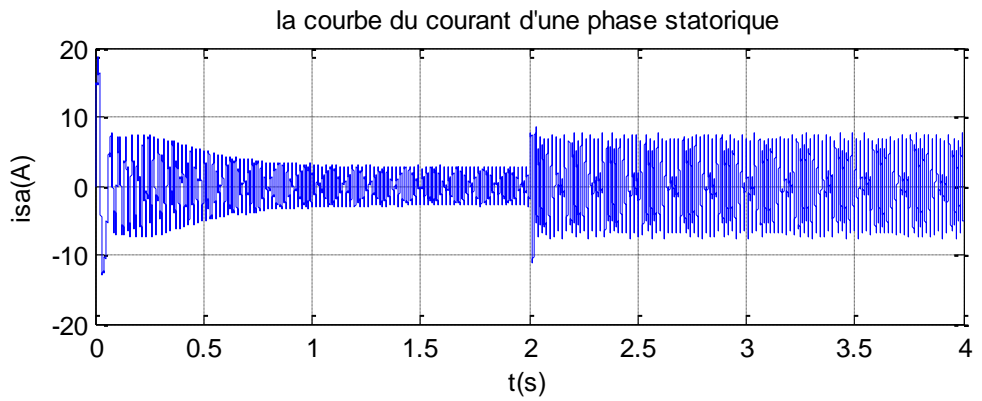
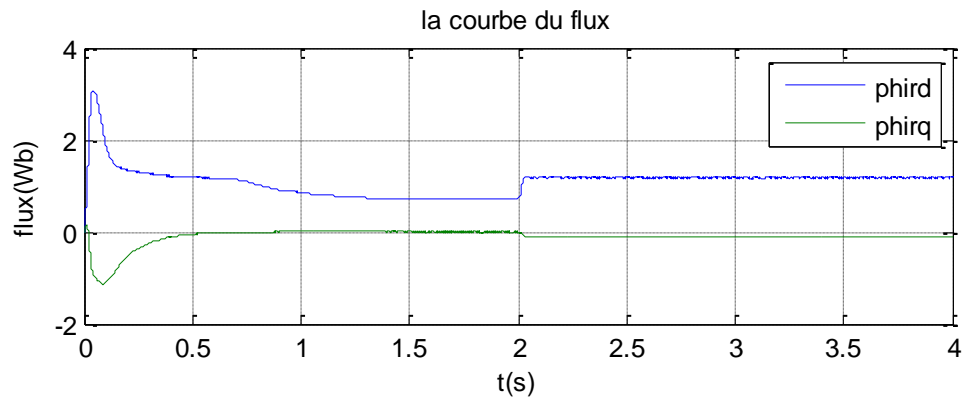


Fig.III.5:commande vectorielle bi-machine asynchrone sans charge. Cas de la commande pondérée.

➤ En charge à ($t=2s$) : $C_r = 10 N.m$





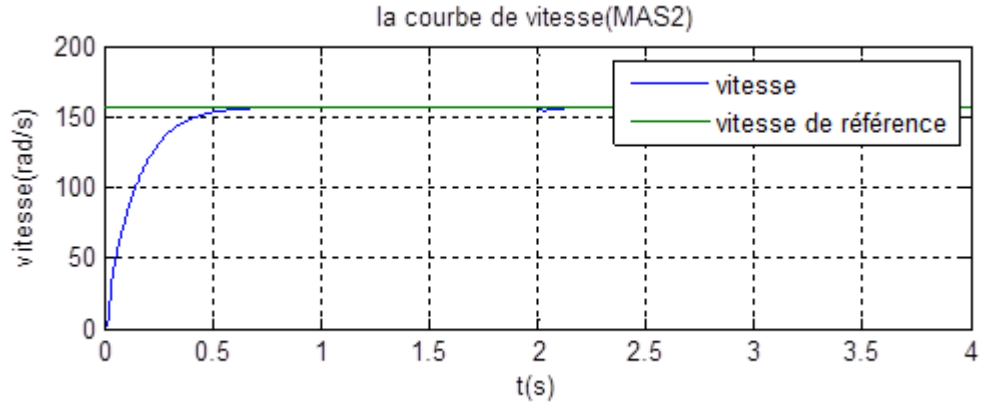


Fig.III.6:commande vectorielle bi-machine asynchrone en applique la charge (t=2s). Cas de la commande pondérée.

- Interprétation des résultats :

Quelle que soit la structure de commande utilisée, lorsque les deux MAS sont mises en parallèle sur le même onduleur, un changement de charge mécanique sur l'une des machines a des conséquences sur l'évolution des vitesses ou le couple ou autre grandeur des deux machines.

III.5 Conclusion

Pour les conditions décrites dans le chapitre précédent, lorsque deux (ou plus) MAS sont connectées en parallèle sur le même onduleur, la commande maître/esclave, en choisissant le moteur maître comme étant celui qui a la plus faible valeur de position rotorique θ , assure la stabilité du système. En effet, même si les régimes transitoires sont plus ou moins importants et longs selon la variation des paramètres qu'ont subis les machines, le régime permanent est toujours atteint et le synchronisme des machines est respecté. Ces variations de paramètres entre les machines, qu'ils soient internes (résistance, inertie...) ou externes (vitesse, couples...) ont cependant une influence sur les valeurs du courant traversant la machine esclave I_{sl} et sur la différence de position entre les deux machines lors du régime permanent $\theta_m - \theta_{sl}$.

Et dans cet chapitre a mis la simulation de quelque méthode de commande a système mono-onduleur bi-machine asynchrone.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude sur l'approche de la commande vectorielle indirecte des machines électriques. Le but de commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique selon un modèle bien spécifique, au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensations. Ces derniers sont calculés à partir du flux consigne ou de du flux estimé.

- Dans Le premier chapitre, premier partie ;on a aborde la modélisation de la machine à induction commandée en tension. Le principe de la transformation de Park est appliqué sur le modèle de la machine à induction, où on a pu avoir un modèle représentant le modèle triphasée. Ce modèle est testé par simulation dont les différents résultats ont prouvé la justesse du modèle utilisé.

Le second partie est consacré pour la modélisation du convertisseur de fréquence, qui est représenté par l'onduleur de tension, commandé par une MLI naturelle.

L'association machine convertisseur est simulée avec alimentation en tension pour

Dans Le premier chapitre, on a aborde la modélisation de la machine à induction commandée en tension. Le principe de la transformation de Park est appliqué sur le modèle de la machine à induction, où on a pu avoir un modèle représentant le modèle triphasée. Ce modèle est testé par simulation dont les différents résultats ont prouvé la justesse du modèle utilisé. Mettre en exergue les impacts de ce convertisseur sur la machine, avec l'utilisation des différentes fréquences dans le cadre de la MLI naturelle.

- Le deuxième chapitre, Les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec un calcul des différents gains des régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. Différentes applications numériques sont mises en œuvre afin de visualiser la robustesse de cette commande. On a vu que la connaissance de la constante de temps rotorique est très importante car elle intervient directement dans la relation de l'autopilotage. Or, la dérive de cette dernière altère la commande et provoque la perte du découplage. La recherche bibliographique, nous a permis de voir que plusieurs études sont portées dans ce contexte.
- Le troisième chapitre la commande d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone ont été résumés, avec explication des différentes méthodes de commande moyenne simple, commande maitre-esclave et commande pondéré et la simulation de chaque méthode.

***Références
bibliographiques***

- [1] **K. HASSE**, «On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with Squirrel Cage Induction Machine». Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1969.
- [2] **F. BLASCHKE**, «The Principle of Field Oriented as Applied to the New Trans vector Closed-Loop Control System for Rotating Machines », Siemens Review, 1972, Vo139, N4, pp. 217-220
- [3] **Smail Bachir** “Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique”, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.
- [4] **L. BAGHLI**, «Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone: Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques», Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy –I.
- [5] **Y.D.LANDAU** « Adaptive control the modèle référence approche .Inc, New york, 1979.
- [6] **Joachim Holtz** “Sensorless Control of Induction Motor Drives”, Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, Aug 2002
- [8] **G.Grellet, G.Clerc**, « Actionneurs électriques, principe, modèles, commande », Edition Eyrolles, Paris 2000
- [9] **C.Canudas de Wit**, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1 », Hermis Science publications, Paris 2000.
- [10] **L.Baghli**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » Thèse de doctorat, Université Nancy-I, Janvier 1999.
- [11] **X.Roboam, J.C.Hapiot, B.de Fornel, C.Andrieux**, « Contrôle d’une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse », Journal de physique III.2, pp.439-453, Mars 1992.
- [12] **B.TARK** « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST » Mémoire d’ingénieur .
- [13] **KADJOUJ MOHEMED, BOUKAZOUAHID** « Modélisation et commande vectorielle d’une machine asynchrone avec prise en compte des pertes fer » Mémoire d’ingénieur, université de Batna [2006].
- [14] **F. ABRAHAMSEN**, «Energy Optimal Control of Induction Motor Drives», PHD, Thesis, Aalborg University. Denmark. ISBN 87-89179-26-9, Feb-2000.
- [15] **K. BARRA**, «Commande Prédictive Généralisée (GPC) des Associations Convertisseurs –Machines à Induction», Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2007.
- [16] **S.E. REZGUI**, «Techniques de Commande Avancées de la Machine Asynchrone: Etude Comparative et Application», Thèse de Doctorat, université de Constantine 1. 2015.

- [17] **W. LEONHARD**, «Controlled AC Drives, a Successful Transfer from Ideas to Industrial Practice », CTTI 95. Brazil, September 11-12, pp. 1-12, 1995.
- [18] **G. GUY et C. GUY**, «Actionneurs Electriques: Principes, Modèles et Commande», Editions Eyrolles, 1997. ISBN: 2-212-09352-7
- [19]. **S. MUSTAPHA**, «Contribution à l'Etude des Filtrés Actifs Hybrides», Thèse de Doctorat, université de Sétif 1. 2012
- [20] **S. H. SHAHALAMI**, «Filtrage Hybride des Perturbations Harmoniques Produites par des Systèmes d'Entraînement Asynchrone à Vitesse Variable», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré. Nancy -I .2001
- [21] **A. JOSEBA**, «Contrôle Vectoriel sans Capteur Mécanique d'une Machine Roue Asynchrone», Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble France - INPG, 1999.
- [22]. **EDF**, «Les Techniques de Commande Vectorielle des Machines Asynchrones Destinées à la Variation de Vitesse à Haute Performance», Direction des études et recherches, E.D.France 1998.
- [23]. **K. HASSE**, «On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with Squirrel Cage Induction Machine». Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1969.
- [24]. **[GOL-94] A. GOLEA**, « Contribution au Développement d'une Méthodologie de Conception des Associations Convertisseurs – Machine », Thèse de Doctorat, Grenoble, France 1994.

Annexe

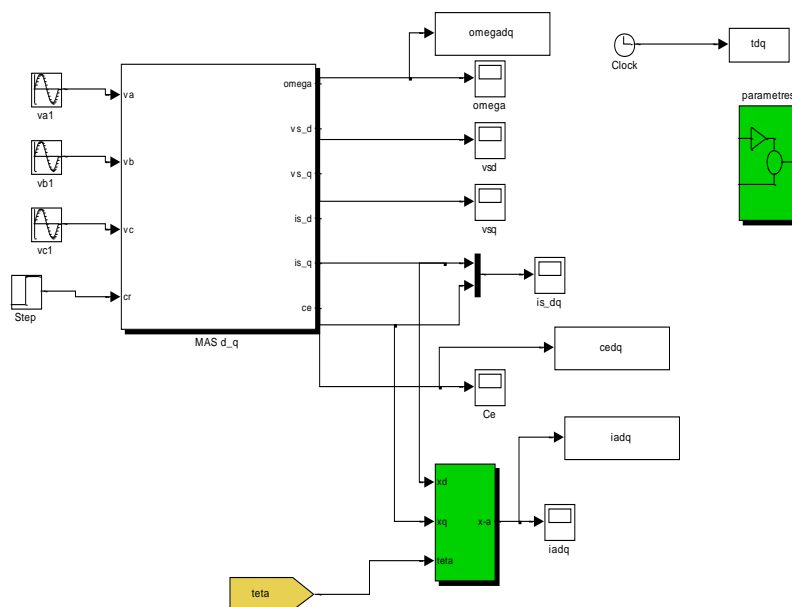
Annexe A

I. Paramètres de la machine :

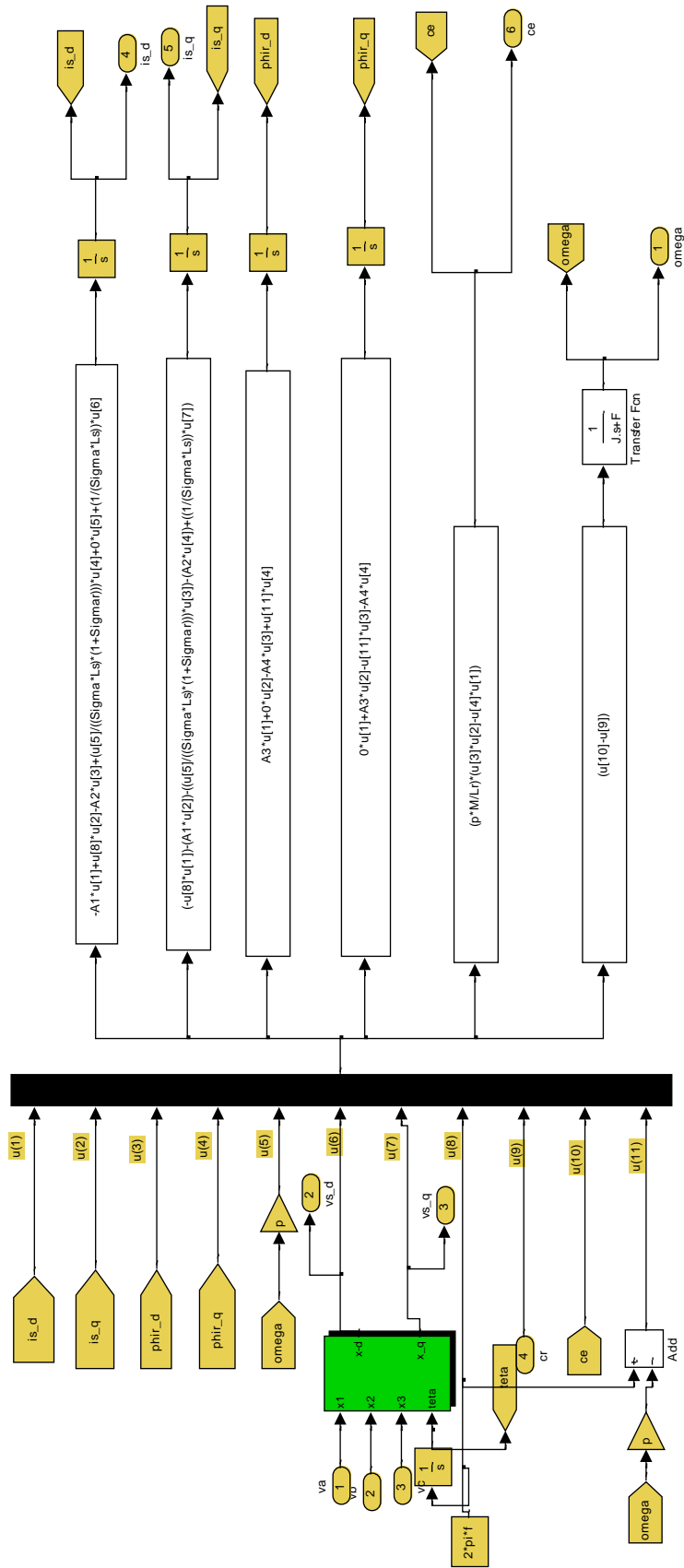
V=220V ;	PD : Kp= 7, Kd=2
P=1500W ;	PI1 : Kp= 8.1752, Kd=1.5066
Nn=1430 tr/min ;	PI2 : Kp= 35, Kd= 17500
f=50Hz;	p= 2
Rs=4.85Ω ;	Cr= 10 N.m
Rr=3.805Ω ;	
Lr=0.274H ;	
Ls=0.274H;	
M=0.258 ;	

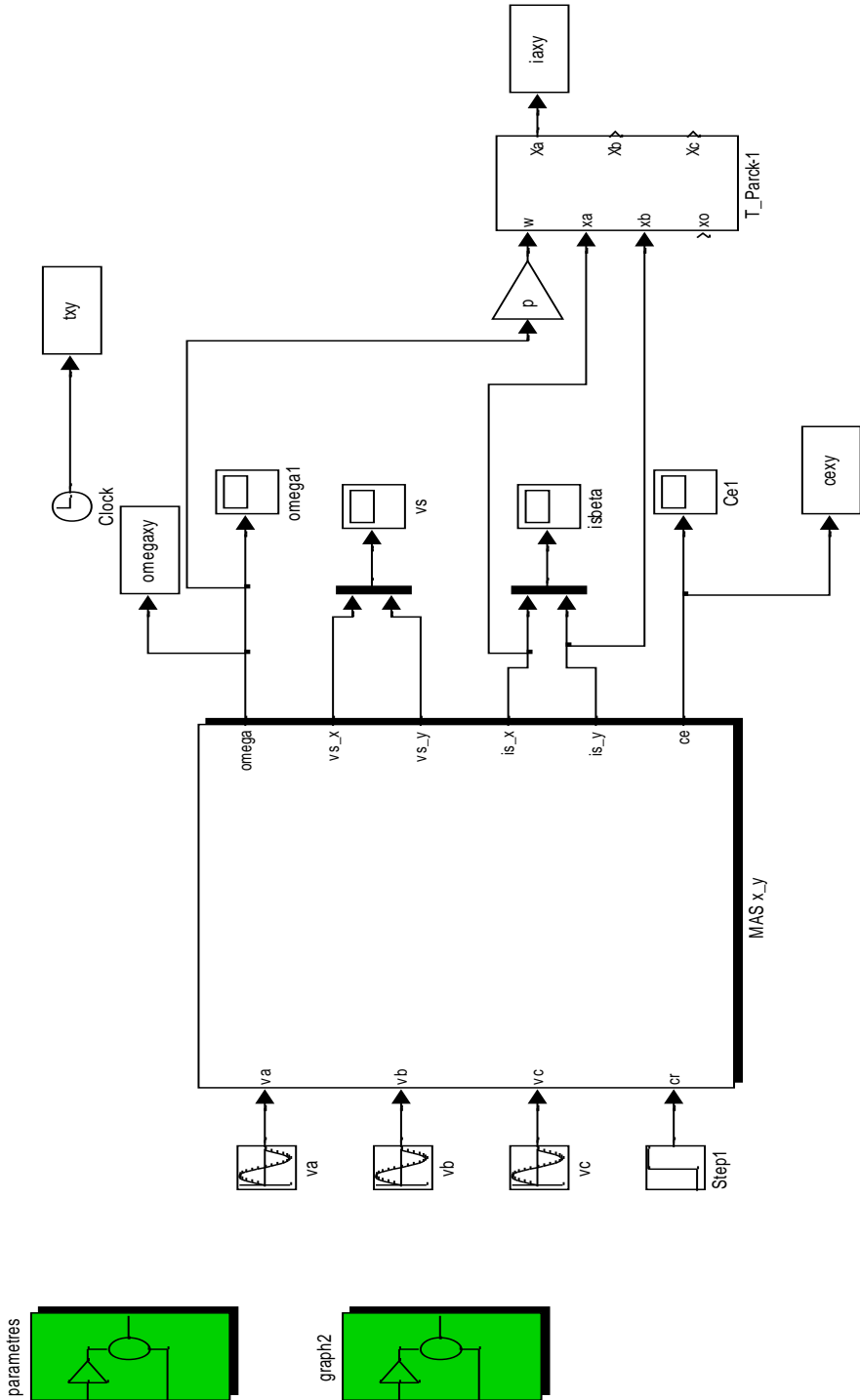
I.2. Schémas de simulation de lamachine

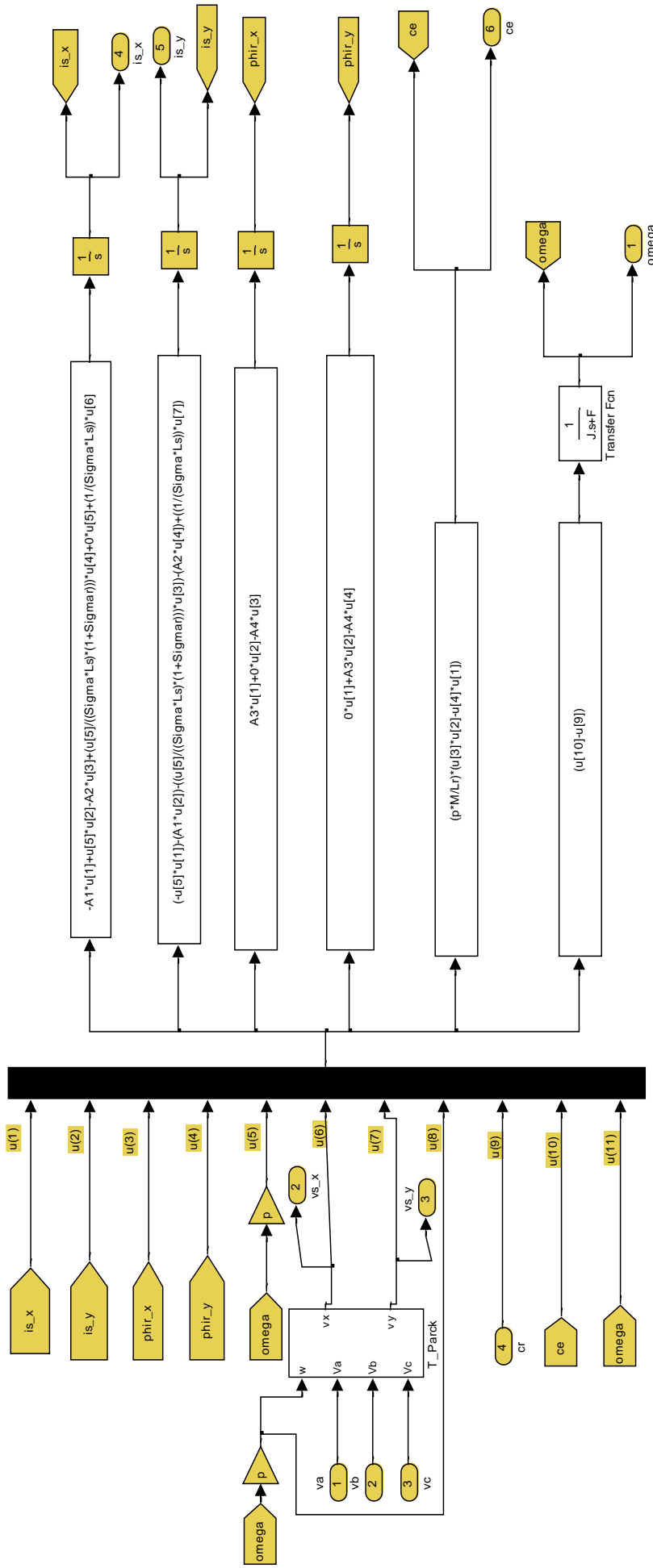
I.2.1. Le référentiel (dq)



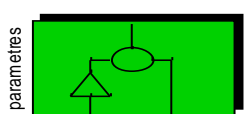
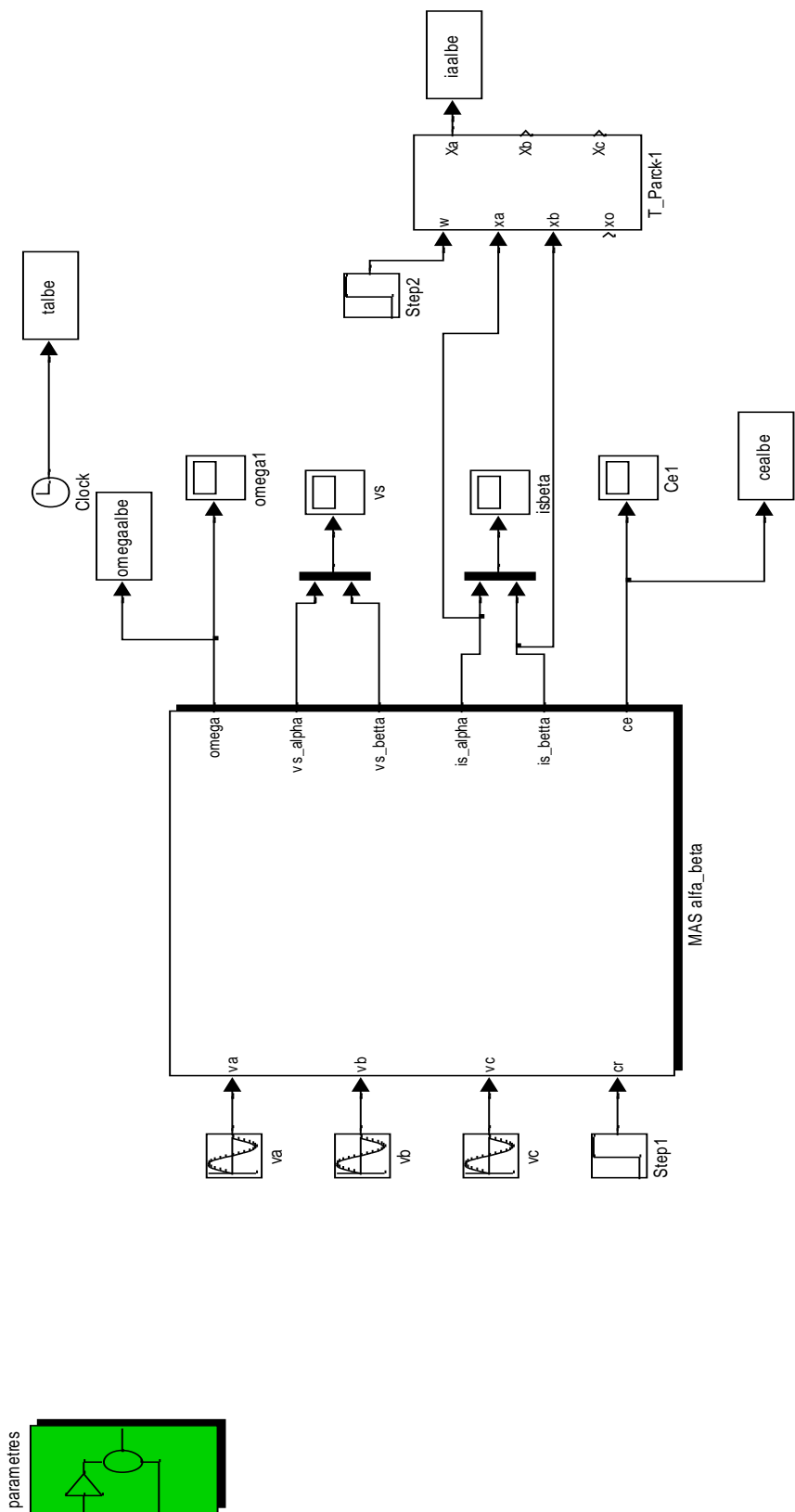
I.2.1. Le référentiel (xy)

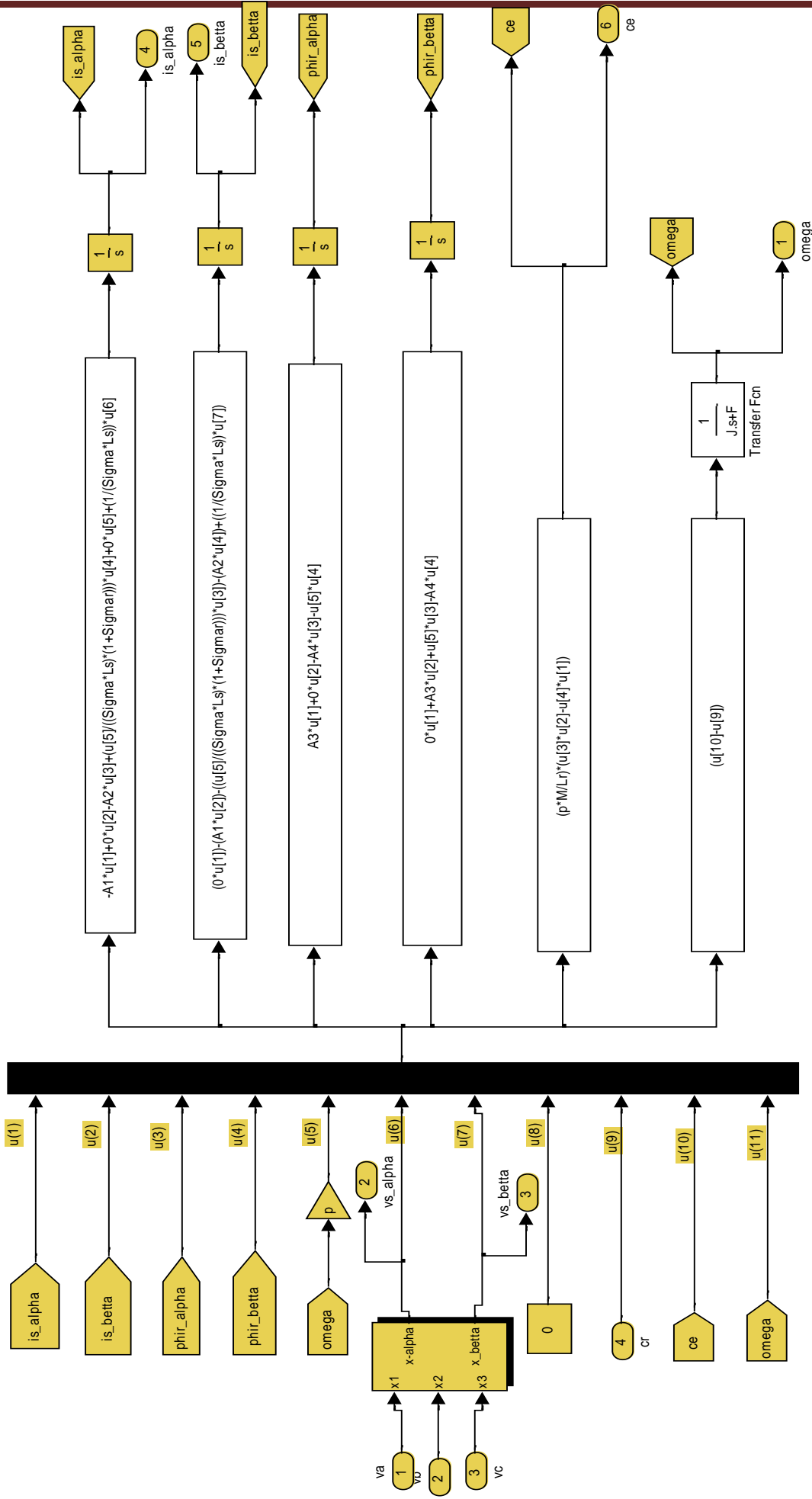






I.2.1.Le référentiel ($\alpha\beta$)





Annexe B

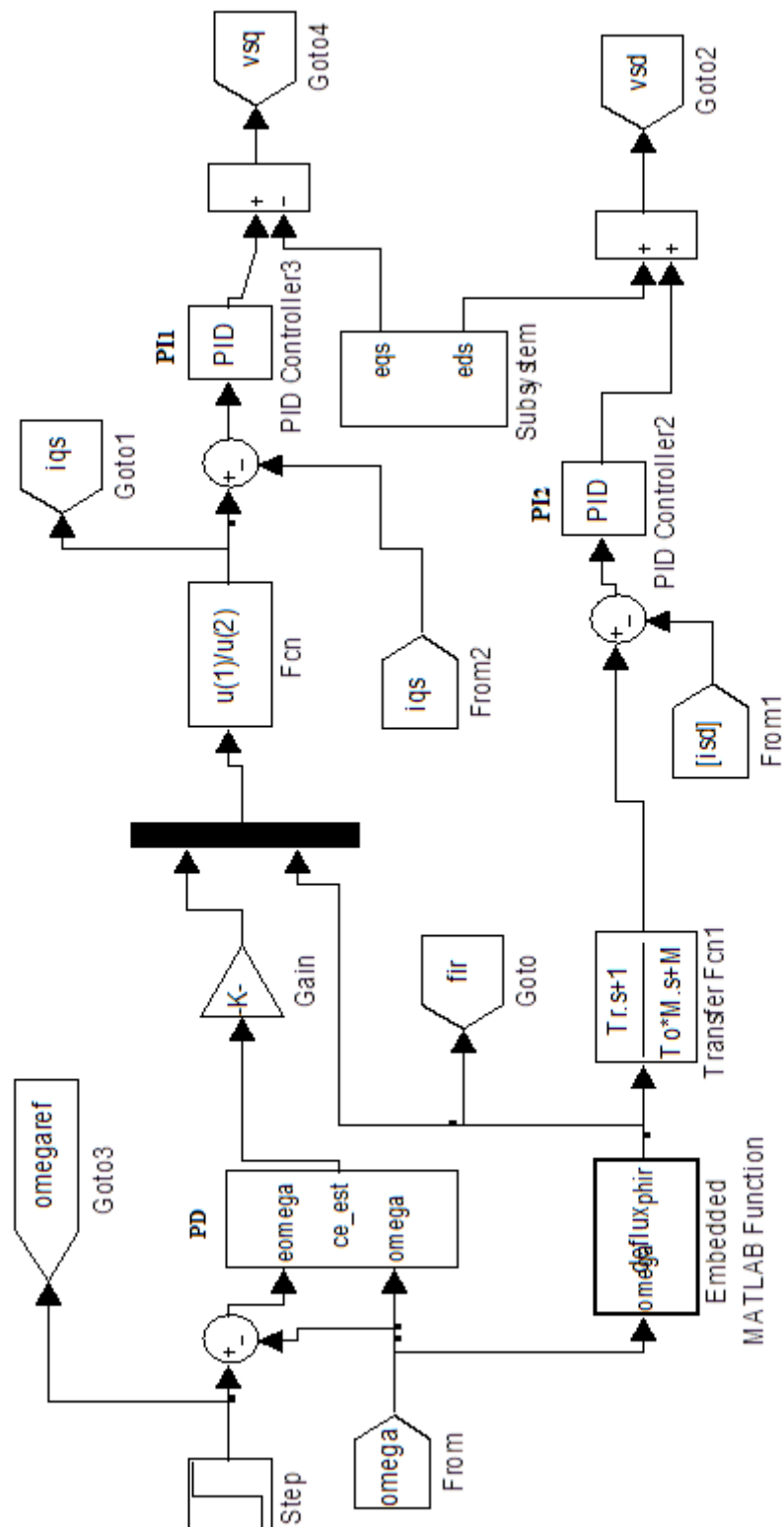


Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte

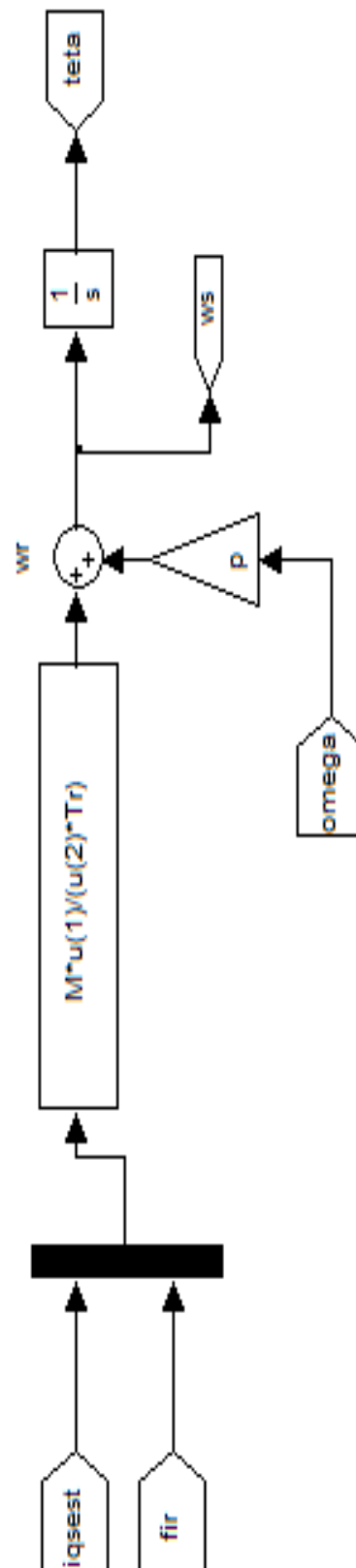


Schéma de simulation utilisé pour le calcul de l'angle θ

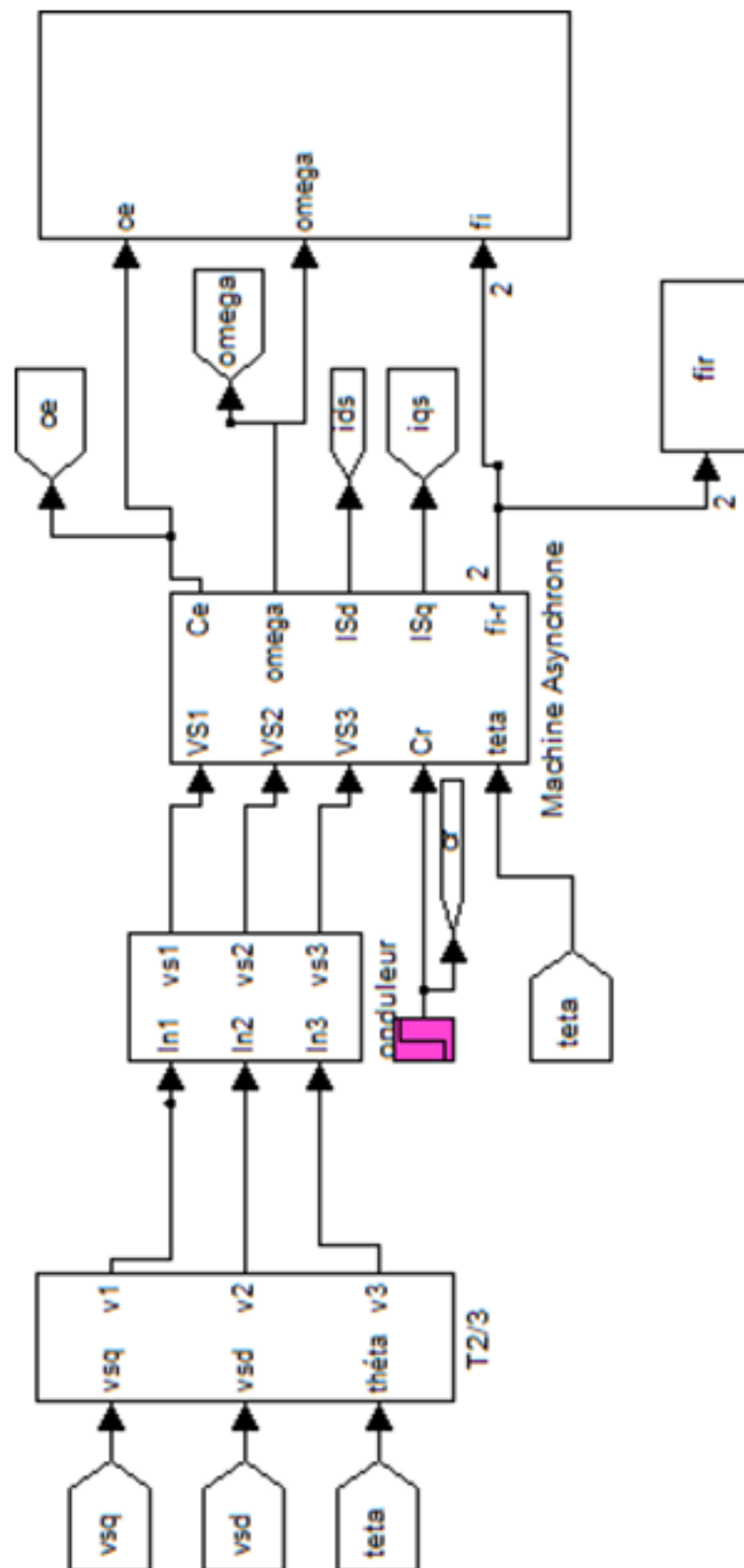


Schéma de simulation de l'association convertisseur machine

Annexe C

I.1. La commande maître – esclave (CME)

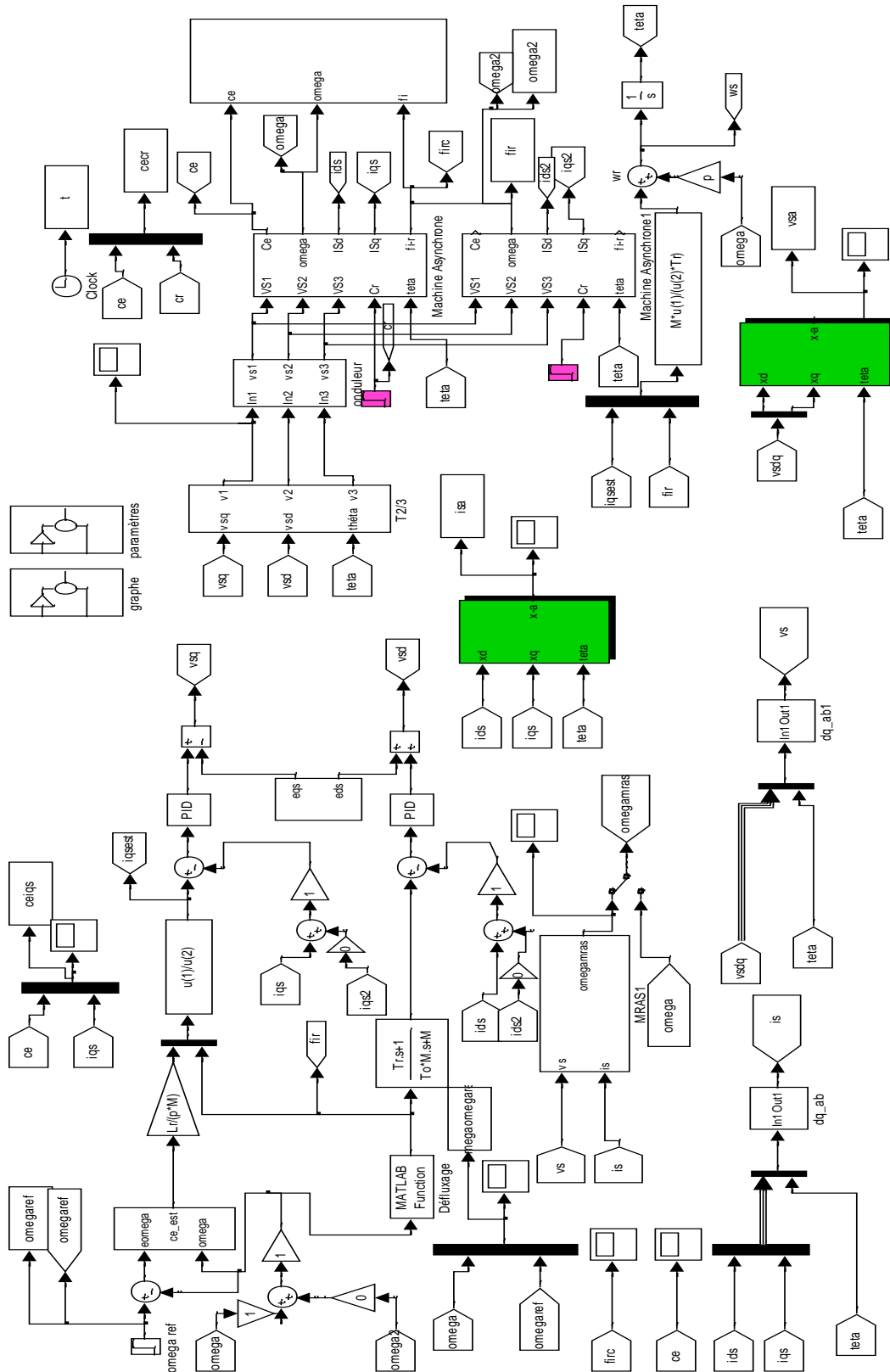


Schéma de simulation de la commande d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone (la commande maître – esclave).

I.3. La commande pondérée (CP)

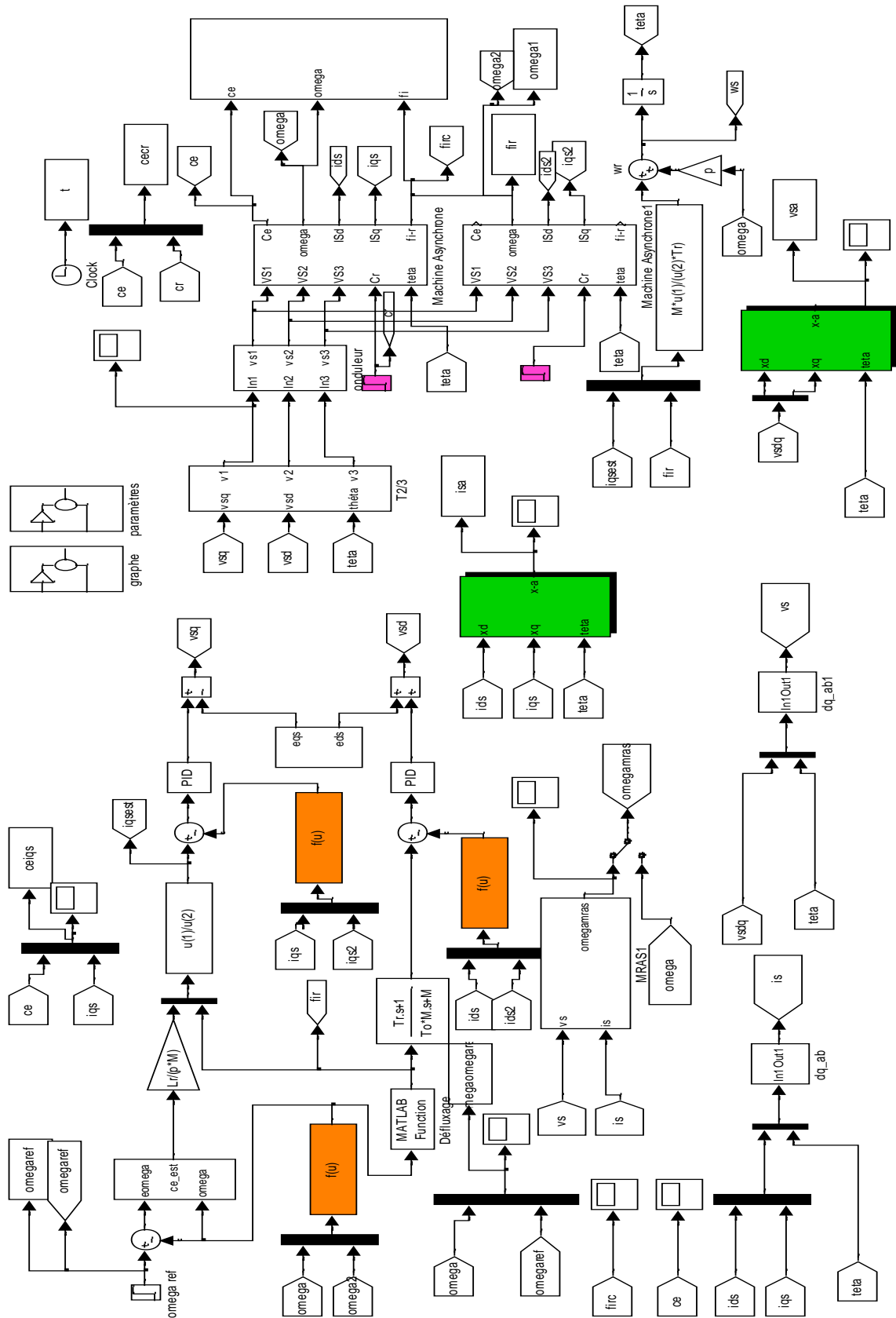


Schéma de simulation de la commande d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone (la commande pondérée).