

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
Direction de Génie Electrique et de l'Informatique  
Spécialité Electrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état  
en Electrotechnique

THEME

# Commande d'une machine asynchrone monophasée par retour d'état et par réseaux de neurones

Proposé et dirigé par :

M. B. HEMICI  
M. M.O. MAHMOUDI

Présenté par :

M. AMAMRA Sid Ali  
M. ZAATRI Karim.

Promotion Juin 2003

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**  
**Direction de Génie Electrique et de l'Informatique**  
**Spécialité Electrotechnique**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**Projet de fin d'études**  
**Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état**  
**en Electrotechnique**

**THEME**

**Commande d'une machine asynchrone monophasée**  
**par retour d'état et par réseaux de neurones**

**Proposé et dirigé par :**

**M. B. HEMICI**  
**M. M.O. MAHMOUDI**

**Présenté par :**

**M. AMAMRA Sid Ali**  
**M. ZAATRI Karim.**

**Promotion Juin 2003**

الإهداء

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

إلى الوالدين الكريمين

إلى كافة أفراد العائلة

إلى كل من عرفني و عرفتم

إليك أنت عزيزي (القارئ)

سبيل  
عليه

هدى هذا العمل إلى  
الأسرة العظيمة

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

وهدي هذا العمل إلى:

إلى الوالدين العزيزين

إلى الإخوة والأخوات

إلى كافة أفراد العائلة

إلى كل الأصدقاء الذين يعرفهم

أسرة العظيمة  
الأسرة العظيمة

# REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

*Pour leurs précieux conseils et suggestions, pour la bonne ambiance de travail, nous remercions notre promoteurs : Monsieur B.HEMICI et Monsieur B.O.MAHMOUDI.*

*Pour l'honneur qu'ils nous font en évaluant notre travail, que les membres de jury trouvent ici notre profonde reconnaissance.*

*Nous remercions également tous nos enseignants du département de Génie Electrique.*

*Nous assurons nos amis de promotion de notre amitié la plus sincère.*

*A toute les personnes qui ont contribués de prés ou de loin à l'élaboration de ce travail, trouvent ici l'expression de notre profonde reconnaissance.*

## NOTATIONS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Généralement l'indice s indique les grandeurs statoriques, r indique les grandeurs rotoriques. Le moteur asynchrone monophasé est noté par MASM.

$d-q$	: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
$x_d, x_q$	: Les composantes de la grandeur $x$ dans le repère $(d, q)$ .
$\phi$	: Le flux.
$v$	: Tension.
$i$	: Courant.
$\omega_s, \omega_m$	: Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
$\omega_{gl}$	: Glissement de vitesse angulaire électrique.
$\Omega_m$	: Vitesse mécanique.
$\theta_s, \theta_m$	: Angles électriques statorique et rotorique.
$C_{em}$	: Couple électromagnétique.
$T_r$	: Couple résistant.
$R_s, R_r$	: Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
$L_s, L_r$	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
$M_{d,q}$	: Inductance mutuelle propre.
$f$	: Coefficient de frottement visqueux.
$J$	: Moment d'inertie.
$p_m$	: Nombre de paires de pôles.
$L_f$	: Inductance du filtre.
$C_f$	: Capacité du filtre.
$S$	: Opérateur de Laplace.
$T_f$	: Constante de temps du filtre.
$x^*$	: La grandeur de référence de $x$ .
$t$	: Temps.
$x_s, y_s, u, v$	: Grandeurs d'état, de sortie, d'entrée, et de perturbation.
$x_r$	: Grandeur d'état du régulateur intégrateur.
$e$	: Ecart de réglage.
$w$	: Valeur de référence.
$k$	: Entier naturel.
$A_s, B_s, B_{sv}, C_s^t$	: Matrice de la représentation d'état continu.
$f = 50 \text{ Hz}$	: Fréquence du réseau.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

# Sommaire

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

## INTRODUCTION GENERALE.

### CHAPITRE I

#### ETUDE ET MODELISATION DE LA MAS MONOPHASEE

I.1 INTRODUCTION	04
I.2 ETUDE DU SYSTEME A COMMANDER	04
I.2.1 Généralité	04
I.2.2 Principe de fonctionnement	04
I.2.3 Démarrage d'un moteur asynchrone monophasé	05
I.2.4 Dimensionnement du condensateur	06
I.3 MODELISATION DE LA MAS MONOPHASEE À CONDENSATEUR PERMANENT DANS UN REFERENTIEL LIE AU STATOR	06
I.3.1 Hypothèses simplificatrices	06
I.3.2 Equations électriques de la machine asynchrone monophasée avec phase auxiliaire	06
I.3.3 Application de la transformation de Park	08
I.3.4 Equation mécanique de la machine asynchrone monophasée	09
SIMULATION ET INTERPRETATION	11
I.4 MODELISATION DE LA MAS MONOPHASEE SANS CONDENSATEUR	16
I.4.1 Modèle de la machine dans un référentiel lie au stator	16
I.4.2 Modèle de la machine dans un référentiel lie au champ tournant	16
I.5 MODELE EN COURANT DE LA MAS MONOPHASEE	18
I.5.1 Modèle de la machine dans un référentiel lie au stator	18
I.5.2 Modèle de la machine dans un référentiel lie au champ tournant	18
SIMULATION ET INTERPRETATION	19
CONCLUSION	28

### CHAPITRE II

#### ETUDE DE L'ALIMENTATION DE LA MAS MONOPHASEE

II.1 INTRODUCTION	30
II.2 MODELISATION DE L'ALIMENTATION	30
II.2.1 Le redresseur	30
II.2.2 Le filtre	31
II.2.3 L'onduleur	31
II.3 MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX	31
II.3.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux	31
II.3.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras à trois niveaux	33
II.3.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux	33
II.3.3 Stratégies de commande des onduleurs	35
II.3.3.1 Commande triangulo - sinusoïdale avec une seule porteuse	35
II.3.3.2 Commande triangulo - sinusoïdale avec deux porteuses	36
II.3.3.3 Commande par hystérésis en courant	37
SIMULATION ET INTERPRETATION	38

### CHAPITRE III

#### COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS MONOPHASEE

III.1 INTRODUCTION	43
III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	43
III.3 LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	45
III.3.1 Commande en courant de la machine monophasée	45
III.3.1.1 Modèle en courant de la machine asynchrone monophasée	45
III.3.1.2 Modèle en courant par orientation de flux rotorique	47

III.3.1.2.1 Commande en boucle ouverte	48
III.3.1.2.2 Commande en boucle fermée	49
SIMULATION ET INTERPRETATION	52
CONCLUSION	59

## CHAPITRE IV

### COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT DE LE LA MAS MONOPHASEE

IV.1 INTRODUCTION	61
IV.2 REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT	61
IV.2.1 Equation d'état du système continu	61
IV.2.2 Equation du régulateur intégrateur	62
IV.2.3 Structure générale du réglage d'état	62
IV.2.4 Equation du réglage	63
IV.2.5 Détermination des coefficients du réglage d'état	64
IV.2.5.1 Coefficients de la contre réactions d'état	64
IV.2.5.2 Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation	64
IV.2.6 Commande en vitesse de la MAS monophasée	65
IV.2.6.1 Synthèse du régulateur d'état	66
SIMULATION ET INTERPRETATION	69
CONCLUSION	74

## CHAPITRE V

### THEORIE DES RESEAUX DE NEURONES

V.1 INTRODUCTION	76
V.2 NEURONE BIOLOGIQUE	77
V.2.1 Structure d'un neurone	77
V.2.2 Fonctionnement	78
V.3 NEURONE FORMEL	79
V.3.1 Présentation	79
V.3.2 Interprétation mathématique	79
V.3.3 Fonctions d'activation	80
V.3.4 Architecture des réseaux de neurones	80
V.3.4.1 Présentation	80
V.3.4.2 Architecture	81
V.3.4.3 Apprentissage	83
V.3.4.3.1 Présentation	83
V.3.4.3.2 Types d'apprentissage	84
V.3.4.3.3 Règles d'apprentissage	84
V.3.4.3.4 Conclusion	85

## CHAPITRE VI

### COMMANDE SUPERVISEE DE LA MAS MONOPHASEE

VI.1 INTRODUCTION	87
VI.2 STRUCTURE DU RESEAU DE NEURONE	88
VI.3 APPRENTISSAGE	88
VI.3.1 Principe	89
VI.3.2 Algorithme de RETROPROPAGATION	89
SIMULATION ET INTERPRETATION	91
CONCLUSION	96

CONCLUSION GENERALE.



## INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques jouent un rôle très important dans les applications industrielles et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant au point de vue de la dynamique de vitesse que la précision du couple délivré.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandé. En effet, le flux et le couple sont découplés et commandable indépendamment. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant, leurs applications dans le domaine industriel, est limité à cause de présence du collecteur et des ballais (domaine de grandes puissances ou de vitesse, milieux corrosifs ou explosifs).

Face à ces limitations, le moteur asynchrone (MAS) possède de nombreux avantages. Il est peu coûteux ; on le fabrique en grande série ; il est robuste et son entretien est limité ; son fonctionnement ne génère pas d'étincelles comme c'est le cas pour un moteur à courant continu (MCC).

La difficulté pour commander le MAS réside dans le fait que le modèle mathématique du système est non linéaire, multi-variable et fortement couplé du fait de l'existence d'un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. En Allemagne, au début des années 70, **BLASCHKE** et **HASSE** ont introduit une nouvelle technique de contrôle c'est la commande vectorielle. Par cette technique, le courant statorique produisant le couple électromagnétique est maintenu en quadrature avec le flux rotorique afin d'obtenir un couple maximum comme dans une machine à courant continu.

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant, les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante du temps rotorique, qui ne peut être occultée avec précision.

L'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques capables de délivrer des tensions (courants) d'amplitudes et de fréquences réglables. Parallèlement, le progrès croissant de la micro-informatique permet l'utilisation dans la structure de commande de ces convertisseurs, de puissants outils de l'automatique moderne.

La littérature a reconnu beaucoup moins de travaux sur la machine monophasée en comparaison avec la machine triphasée.

Pour la commande des moteurs asynchrones monophasée, en remarque un manque considérable de travaux sur ce sujet. C'est pourquoi nous sommes intéressés par la commande de ces moteurs.

Notre travail consiste à étudier, par simulation la commande par retour d'état en vitesse d'une machine monophasée, ensuite la commande par réseaux de neurones pour ce type de commande, avec orientation du flux rotorique. Aussi nous montrons les performances de la commande vectorielle appliquée à cette machine.

# *Chapitre I*

*Etude et modélisation de la MAS  
monophasée*

## I.1 INTRODUCTION

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (présence des balais, maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit).

Dans ce chapitre, nous abordons l'aspect électrique de la machine asynchrone monophasée. c. à d : la nature du système à commander et son propre comportement qui conduit à la commande : Quelle est la particularité de la machine monophasée ? Comment fonctionne-t-elle ? Quelle est la forme de sa dynamique vis-à-vis d'une alimentation idéale (réseau), puis comment réagit-elle devant les alimentations réelles (alimentation par convertisseurs) ? ....etc.

Pour répondre à ces questions, nous allons commencer par faire une étude générale. Pour des raisons pratiques, le choix d'un type à modéliser est porté sur celui à condensateur (permanent ou de démarrage). A la fin de la modélisation une simulation peut être faite et interprétation, en se basant sur la réalité physique justifiée théoriquement, peut être abordée sans craintes majeures d'erreurs.

## I.2 ETUDE DU SYSTEME A COMMANDER

### I.2.1 Généralité

Les moteurs asynchrones monophasés sont des moteurs de petites puissances, inférieurs à 1Kw, ils sont utilisés dans les applications domestiques et industrielles, ou ils équipent une grande partie des appareils électroménagers.

Les principaux avantages du moteur asynchrone monophasé résident dans sa simplicité de fabrication, peu coûteux, robuste et son entretien est limité.

### I.2.2 Principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone monophasé comporte sur son stator un bobinage monophasé, il est alimenté directement du réseau, l'enroulement rotorique est généralement sous forme de cage d'écureuil.

La force magnétomotrice statorique crée un flux alternatif pulsant, de pulsation  $\omega_s$ , qui peut être décomposée en deux flux d'amplitude égale et tournant avec la même vitesse, en sens inverse.

Chaque flux induit dans le rotor un courant et tend à l'entraîner dans le même sens. Un moteur asynchrone monophasé est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même axe, les enroulements statoriques sont connectés en série de façon à ce que les champs magnétiques engendrés tournent dans l'espace en sens inverse.

Le moment du couple électromagnétique du moteur asynchrone monophasé est la somme algébrique des moments des couples des deux moteurs triphasés équivalents.

A l'arrêt du moteur, les deux couples opposés sont égaux, le moteur ne pouvant donc démarrer, le rotor ne tourne dans un sens ou dans l'autre que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un des deux couples. C'est le problème majeur de démarrage du moteur asynchrone monophasé.

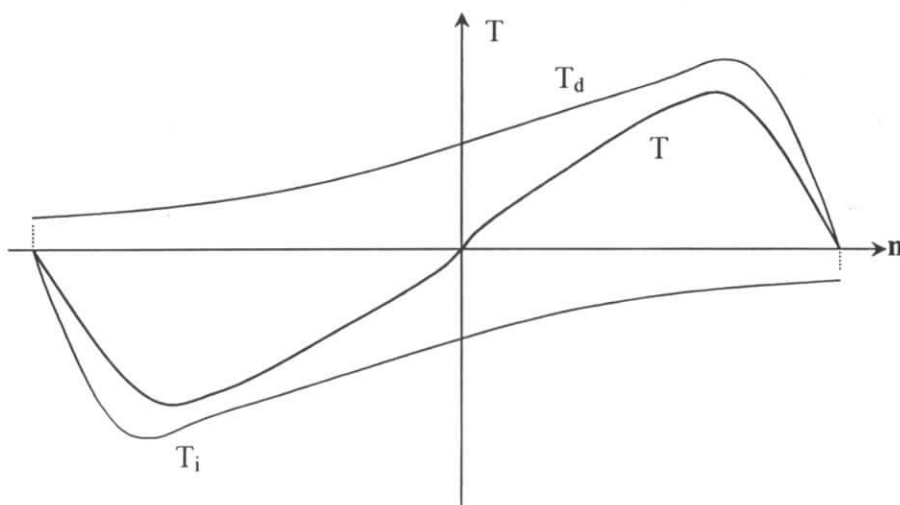


Figure. (I-1) : Caractéristique Couple – vitesse d'une machine asynchrone monophasée

### I.2.3 Démarrage d'un moteur asynchrone monophasé

Pour démarrer le moteur asynchrone monophasé dans un sens bien déterminé, on muni le stator d'un enroulement auxiliaire décalé d'un angle de  $90^\circ$  électrique par rapport a l'enroulement principal. Ce décalage est réalisé à l'aide d'un condensateur qui déphase le courant de  $\pi/2$  par rapport au courant de l'enroulement principale.

Dans ce cas, le couple de démarrage sera non nul. La figure ci-dessous représente le schéma électrique d'une MAS monophasée à condensateur permanent.

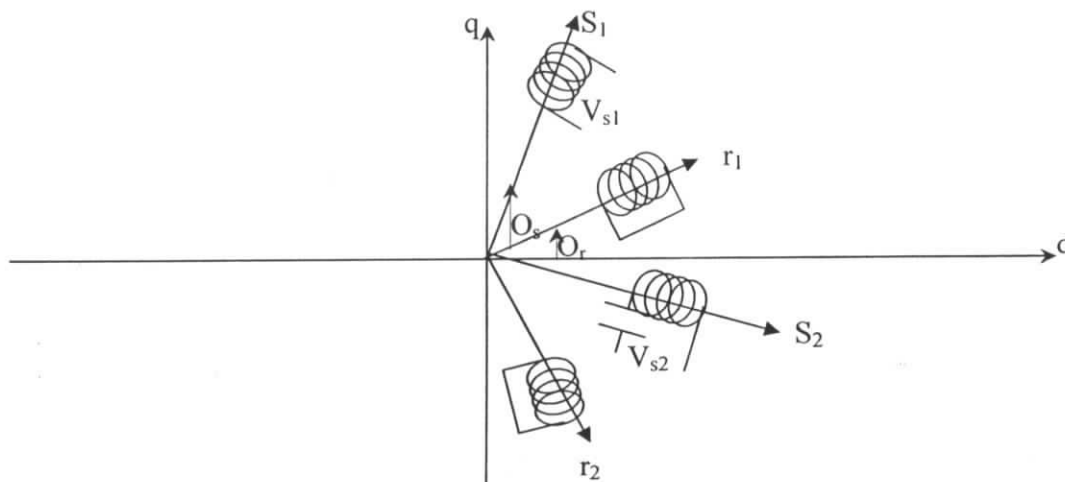


Figure. (I-2) : Représentation schématique de la MAS monophasée à condensateur permanent

### 1.2.4 Dimensionnement du condensateur

Soit l'alimentation du moteur : 
$$V_{s1} = V_{\max} \cos(\omega t) \quad (I.1)$$

Supposons que les deux phases représentent un modèle équivalent identique constitué d'une inductance L en série avec une résistance R.

On a : 
$$\left( \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right) = \frac{R + jL\omega}{R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)} \quad (I.2)$$

Le condensateur de capacité C doit rendre  $i_{s2}$  en quadrature avant par rapport à  $i_{s1}$ ,

Donc : 
$$\arg\left(\frac{I_{s1}}{I_{s2}}\right) = \frac{\pi}{2} \quad (I.3)$$

On obtient : 
$$C = \frac{L}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (I.4)$$

## 1.3 MODELISATION DE LA MAS MONOPHASEE A CONDENSATEUR PERMANENT DANS UN REFERENTIEL LIE AU STATOR

Le moteur asynchrone monophasé étudié est constitué d'un stator possédant deux enroulements en quadrature, le rotor est à cage d'écureuil que nous assimilons à deux enroulements en quadrature, court-circuités.

### 1.3.1 Hypothèses simplificatrices

- 1 – On néglige la saturation et le phénomène d'hystérésis (circuit magnétique linéaire).
- 2 – La répartition spatiale de l'induction est sinusoïdale.
- 3 – Les phases principale et auxiliaire ont le même nombre de pôle.
- 4 – Les pertes fer, l'effet de peau sont négligeables.

### 1.3.2 Equations électriques de la machine asynchrone monophasée avec phase auxiliaire

D'après la figure (I-2), les équations électriques de fonctionnement la machine monophasée à condensateur permanent sont :

$$\begin{cases} V_{s1} = R_{s1}i_{s1} + \frac{d\phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_{s2}i_{s2} + \frac{d\phi_{s2}}{dt} = V_{s1} - V_c \\ 0 = R_r i_{r1} + \frac{d\phi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r2} + \frac{d\phi_{r2}}{dt} \\ i_{s2} = i_c = C \frac{dV_c}{dt} = \frac{dq}{dt} \end{cases} \quad (\text{I. 5})$$

Où les indice **s** et **r** indiquant les grandeurs statorique et rotorique respectivement, et  $\frac{d\theta}{dt} = \omega_r = p\Omega_r$ , vitesse des vecteurs tournants. (I. 6)

Sous forme matricielle: 
$$V = RA + \frac{dB}{dt} \quad (\text{I. 7})$$

Avec : 
$$V = (v_{s1} \ v_{s2} \ 0 \ 0 \ 0)^t$$

$$A = (i_{s1} \ i_{s2} \ i_{r1} \ i_{r2} \ v_c)^t$$

$$B = (\phi_{s1} \ \phi_{s2} \ \phi_{r1} \ \phi_{r2} \ q)^t$$

ET 
$$R = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:  $\phi = [L][I]$  (I. 8)

$$L = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_{s1r1} & M_{s1r2} & 0 \\ 0 & L_{s2} & M_{s2r1} & M_{s2r2} & 0 \\ M_{r1s1} & M_{r1s2} & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_{r2s1} & M_{r2s2} & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

Soit  $M_d$  et  $M_q$  les mutuelles inductances maximale suivant les axes **d** et **q** donc :

$$\begin{aligned} M_{s1r1} &= M_d \cos(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s1r2} &= M_d \sin(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s2r1} &= -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s2r2} &= M_q \cos(\theta_r - \theta_s) \end{aligned} \quad \text{et} \quad \theta = \theta_r - \theta_s \quad (\text{I. 9})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_d \cos \theta & M_d \sin \theta & 0 \\ 0 & L_{s2} & -M_q \sin \theta & M_q \cos \theta & 0 \\ M_d \cos \theta & -M_q \sin \theta & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_d \sin \theta & M_q \cos \theta & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad (\text{I. 10})$$

### I.3.3 Application de la transforme de Park

Nous choisissons un référentiel lié au stator, les vecteurs  $(i_{r1}, i_{r2})$  et  $(\phi_{r1}, \phi_{r2})$  s'écrivent alors dans le nouveau repère :

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \end{pmatrix}$$

Avec  $[A] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$  : étant la matrice de Park.

Le système (I. 5) devient :

$$\begin{cases} V_{s1} = R_{s1} i_{s1} + \frac{d\phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_{s2} i_{s2} + \frac{d\phi_{s2}}{dt} = V_{s1} - V_c \\ 0 = R_r i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ 0 = R_r i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \\ i_{s2} = i_c = C \frac{dV_c}{dt} = \frac{dq}{dt} \end{cases} \quad (\text{I. 12})$$

Et les expressions des flux statorique et rotorique deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{s1} = L_{s1} i_{s1} + M_d i_d \\ \phi_{s2} = L_{s2} i_{s2} + M_q i_q \end{cases} \quad (\text{I. 13})$$

$$\begin{cases} \phi_d = L_{r1} i_d + M_d i_{s1} \\ \phi_q = L_{r2} i_q + M_q i_{s2} \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

Avec  $L_{r1} = L_{r2} = L_r$

Les équations de la machine deviennent :

$$\begin{cases} V_{s1} = R_{s1}i_{s1} + \frac{M_d}{L_r} \frac{d\phi_d}{dt} + \left( L_{s1} - \frac{M_d^2}{L_r} \right) \frac{di_{s1}}{dt} \\ V_{s1} - V_c = R_{s2}i_{s2} + \frac{M_q}{L_r} \frac{d\phi_q}{dt} + \left( L_{s2} - \frac{M_q^2}{L_r} \right) \frac{di_{s2}}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_d - \frac{R_r}{L_r} M_d i_{s1} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_q - \frac{R_r}{L_r} M_q i_{s2} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \\ i_{s2} = i_c = C \frac{dV_c}{dt} = \frac{dq}{dt} \end{cases} \quad (\text{I. 15})$$

### I.3.4 Equation mécanique de la machine asynchrone monophasée

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par l'expression suivante :

$$T_e = p_m \operatorname{im}(\bar{i}_r \cdot \bar{\phi}_r) \quad (\text{I. 16})$$

Avec

$$\begin{aligned} \bar{i}_r &= i_d + j i_q \\ \bar{\phi}_r &= \phi_d + j \phi_q \end{aligned}$$

De l'expression (I. 10), et avec l'utilisation des équations (I.13) et (I. 14) on déduit l'expression finale du couple électromagnétique :

$$T_e = p_m \left( \frac{M_d}{L_r} \phi_q i_{s2} - \frac{M_q}{L_r} \phi_d i_{s1} \right) \quad (\text{I.17})$$

L'équation mécanique du moteur s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_r - f_v \Omega_r \quad (\text{I. 18})$$

$J$  : Moment d'inertie des masses de la machine.

$T_r$  : Couple résistant.

$f_v$  : Coefficient de frottement.

En ajoutant les dynamiques du rotor (I.18) aux dynamiques électromagnétiques (I. 15) et en arrangeant les équations dans la forme d'un espace d'état.



Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_d i_{s1} - \frac{R_r}{L_r} \phi_d + p_m \Omega_r \phi_q \\ \frac{d\phi_q}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_q i_{s2} - \frac{R_r}{L_r} \phi_q - p_m \Omega_r \phi_d \\ \frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{s1} L_r} \phi_d - \frac{p_m M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r} \Omega_r \phi_q - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{s1}}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} i_{s1} + \frac{V_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{s2} L_r} \phi_q - \frac{p_m M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} \Omega_r \phi_d - \frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{s2}}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} i_{s2} + \frac{V_{s1} - V_c}{\sigma_q L_{s2}} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_{s2} \end{array} \right. \quad (I.19)$$

Telle que :

$$\sigma_d = \frac{L_{s1} L_r - M_d^2}{L_{s1} L_r}$$

$$\sigma_q = \frac{L_{s2} L_r - M_q^2}{L_{s2} L_r}$$

Le vecteur des variables d'état dans ce cas est :

$$(\Omega_s \quad \phi_d \quad \phi_q \quad i_{s1} \quad i_{s2})'$$

Si nous cherchons un modèle du moteur dont le vecteur d'état a pour composantes : la vitesse rotorique, les courants rotorique et statorique et la tension aux borne du condensateur sont :

$$(\Omega_s \quad i_{s1} \quad i_{s2} \quad i_d \quad i_q)'$$

Nous devons remplacer  $\phi_d$  et  $\phi_q$  par leurs expressions en fonction des courants :  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$ ,  $i_d$ ,  $i_q$  ; en utilisant (I - 12) le modèle du moteur monophasé avec condensateur est donc donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{R_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} i_{s1} + \frac{p_m M_d M_q}{\sigma_d L_{s1} L_r} \Omega_r i_{s2} - \frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{s1} L_r} i_d + \frac{p_m}{\sigma_d L_{s1} L_r} \Omega_r i_q + \frac{V_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = -\frac{R_{s2}}{\sigma_d L_{s2}} i_{s2} + \frac{p_m M_d M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} \Omega_r i_{s1} - \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{s2} L_r} i_q + \frac{p_m}{\sigma_q L_{s2} L_r} \Omega_r i_d + \frac{V_{s1} - V_c}{\sigma_{qd} L_{s2}} \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{M_d R_{s1}}{\sigma_d L_{s1} L_r} i_{s1} + \frac{p_m M_q}{\sigma_d L_r} \Omega_r i_{s2} - \frac{p_m}{\sigma_d} \Omega_r i_q - \frac{R_r}{\sigma_d L_r} i_q + \frac{M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r} V_{s1} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{M_q R_{s2}}{\sigma_q L_{s2} L_r} i_{s2} + \frac{p_m M_q}{\sigma_q L_r} \Omega_r i_{s1} - \frac{p_m}{\sigma_q} \Omega_r i_d - \frac{R_r}{\sigma_q L_r} i_d + \frac{M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} (V_{s1} - V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_{s2} \end{array} \right. \quad (I.20)$$

## SIMULATION ET INTERPRETATION

### MAS monophasée à condensateur permanent

Dans le cas où la MAS monophasée est alimentée une tension sinusoïdale de fréquence 50Hz tel que :

$$V_s = V_{s_{\max}} \cos(\omega_s t) \quad ; \quad \text{Avec: } V_{s_{\max}} = \sqrt{2} \cdot 220$$

La figure (I-3) représente un démarrage à vide de la MAS monophasée à condensateur permanent (Machine A), on voit que :

- Le couple oscille autour d'une valeur différente de zéro, ce qui exprime l'effet de l'inertie et les frottements dans la machine ; on voit aussi qu'il est fortement pulsatoire, ce qui exprime le bruit engendré par la partie mécanique de la machine.
- La vitesse présente des ondulations qui sont dues aux oscillations du couple.
- Les courants de la phase principale et auxiliaire sont bien en quadrature.

A la figure (I-4) on a représenté un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale à la MAS monophasée (Machine A), on remarque que le couple électromagnétique fluctue autour de la valeur du couple résistant, on remarque aussi que le flux rotorique a subi une chute pendant l'application de la charge à cause du couplage naturel existant entre le flux et le couple. Concernant la machine dissymétrique elle est caractérisée par le temps de réponse qui est très lent.

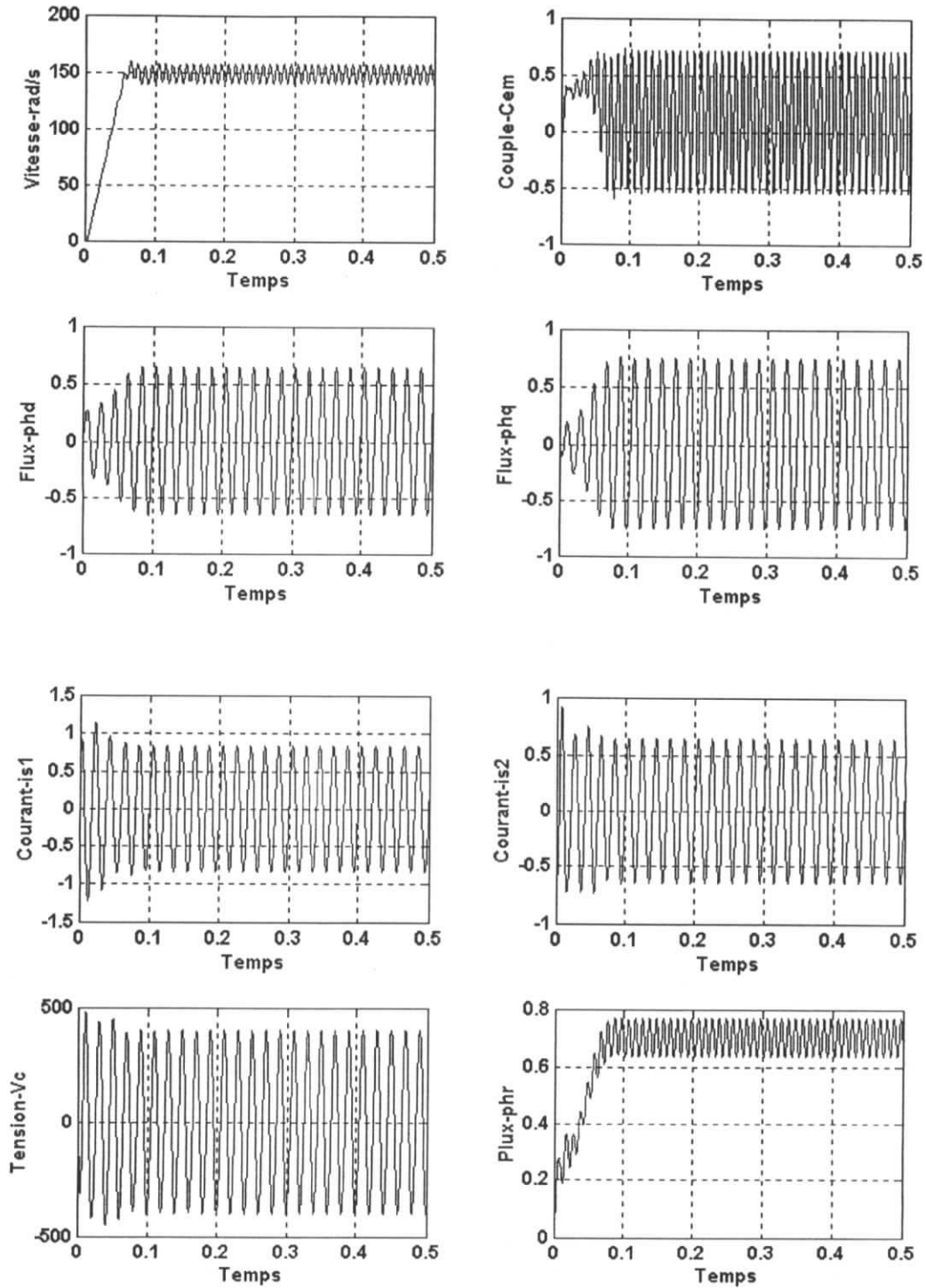


Figure. (I-3) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique avec condensateur permanent (Marche à vide)

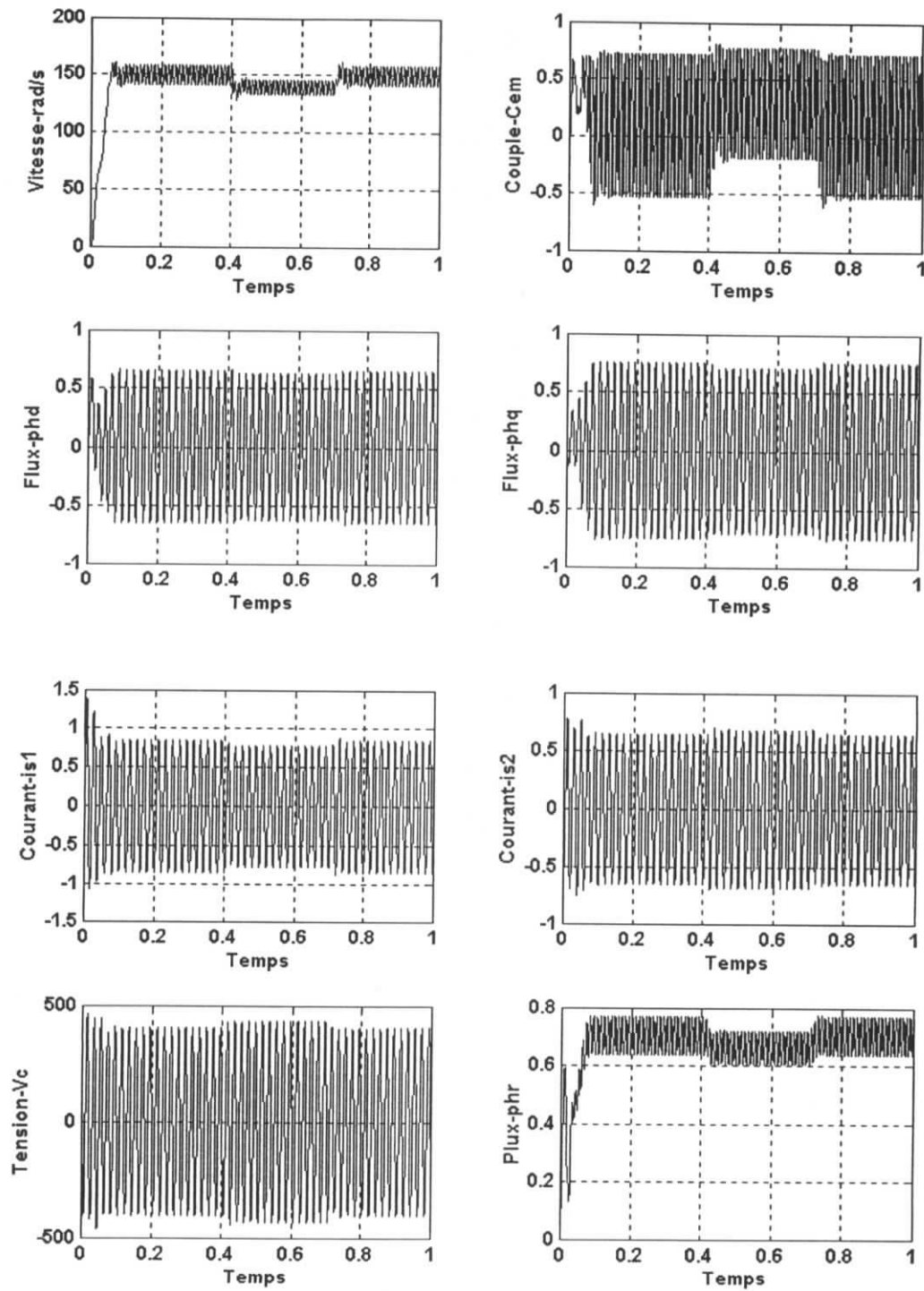


Figure. (I-4) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique avec condensateur permanent (Marche en charge)

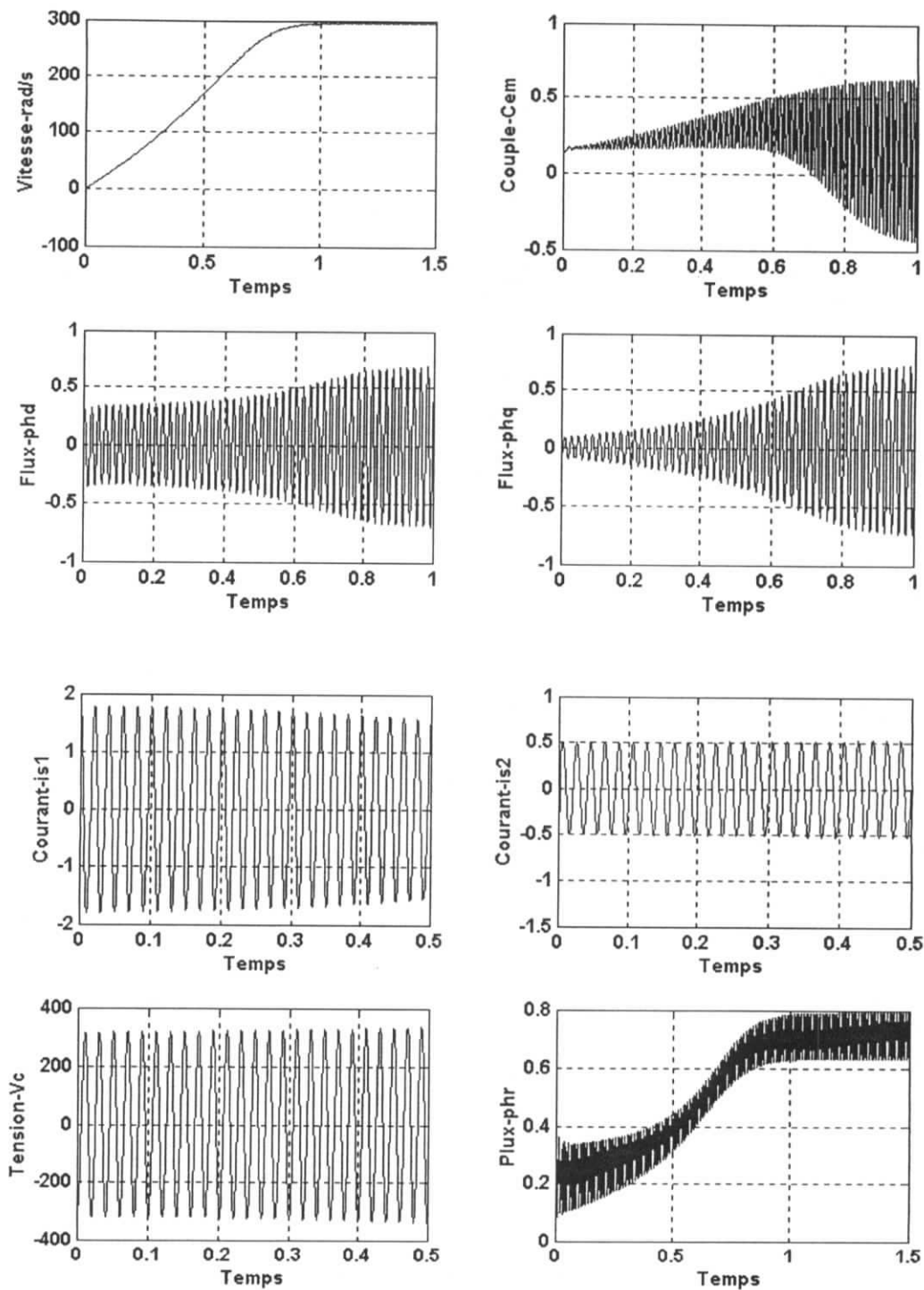


Figure. (I-5) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent (Marche à vide)

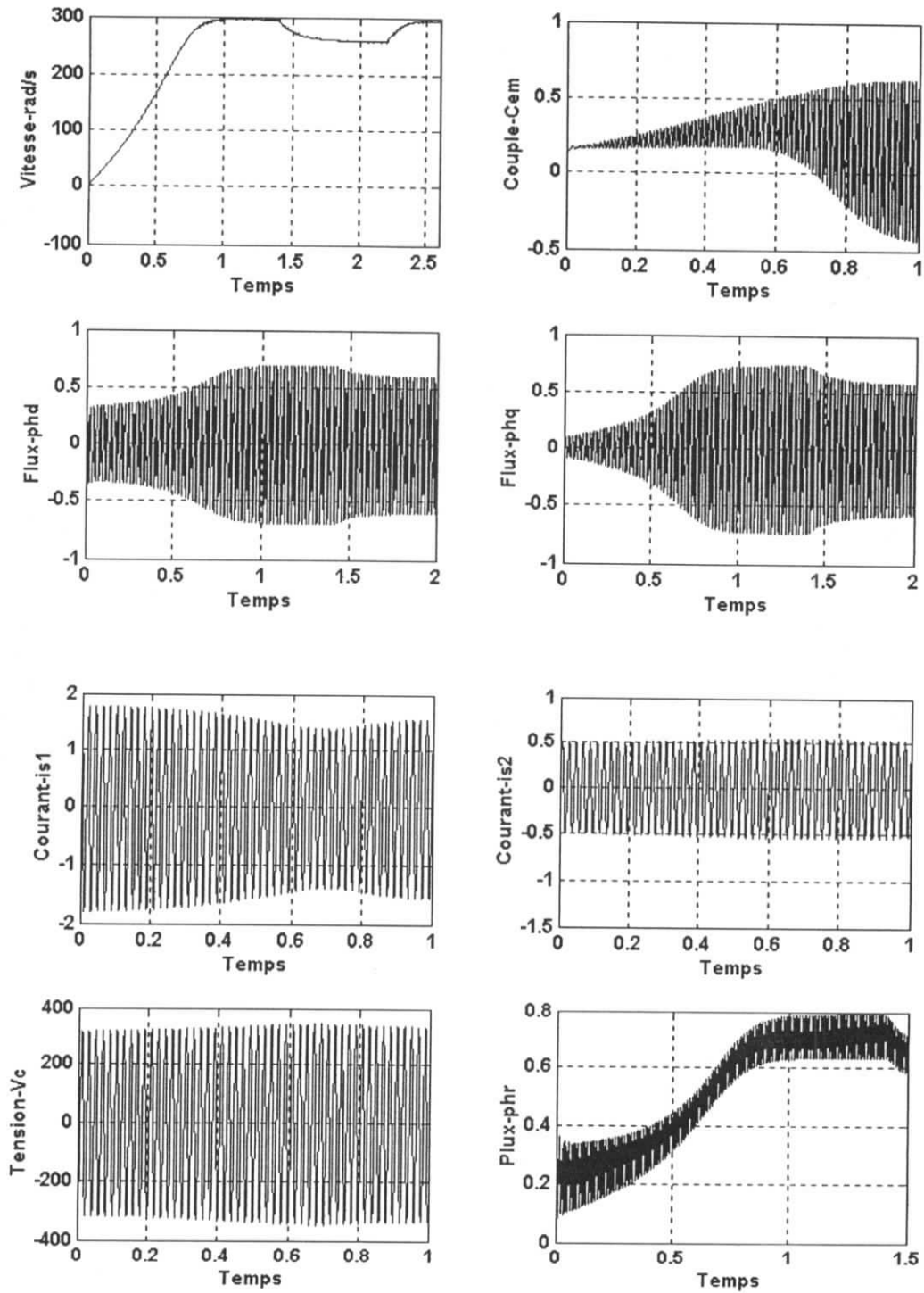


Figure. (I-6) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent (Marche en charge)

## I.4 MODELISATION DE LA MASM SANS CONDENSATEUR (biphasée)

Les équations électriques et mécaniques du moteur asynchrone monophasé sans condensateur sont établies à partir des équations mises en forme à la section de la modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent.

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation des repères d'axes d-q qui dépendent des objectifs de l'application.

- Axes tournant à vitesse du rotor ( $\theta_r=0$ ) : étude des grandeurs statorique.
- Axes liés au stator ( $\theta_s=0$ ) : étude des grandeurs rotorique.
- Axes solidaires du champ tournant : étude de la commande.

### I.4.1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator

Le modèle de la machine monophasée sans condensateur, dans un référentiel lié au stator est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{JL_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_d i_{s1} - \frac{R_r}{L_r} \phi_d + p_m \Omega_r \phi_q \\ \frac{d\phi_q}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_q i_{s2} - \frac{R_r}{L_r} \phi_q - p_m \Omega_r \phi_d \\ \frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} \phi_d - \frac{p_m M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r} \Omega_r \phi_q - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{s1}}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} i_{s1} + \frac{V_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} \phi_q - \frac{p_m M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} \Omega_r \phi_d - \frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{s2}}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} i_{s2} + \frac{V_{s2}}{\sigma_q L_{s2}} \end{cases} \quad (I. 21)$$

### I.4.2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant

La modélisation du moteur asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme  $w_s$ , est très importante parce qu'elle est souvent utilisée dans les problèmes de commande.

Pour cela, en se référant toujours au schéma de la figure (I. 7), nous devons faire la transformation des vecteurs  $(i_{s1}, i_{s2})$ ,  $(\phi_d, \phi_q)$  du référentiel lié au stator fixe  $(s_1, s_2)$  aux vecteurs  $(i_{ds}, i_{qs})$ ,  $(\phi_{ds}, \phi_{qs})$  dans un référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} &= [A_s] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} &= [A_s] \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I. 22)$$

Avec  $A_S$  : la matrice de Park.

Dans le cas d'une machine symétrique ( $R_{s1}=R_{s2}=R_s$ ,  $M_d=M_q=M$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=L_s$ ), nous aurons :

$$\sigma = \sigma_d = \sigma_q = \frac{L_s L_r - M^2}{L_s L_r} \quad (I. 23)$$

En appliquant les transformations (I. 22) aux équations (I. 21), elles donnent :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m M}{J L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_d i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + p_m \Omega_r \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_q i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - p_m \Omega_r \phi_{dr} \\ \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{M_d R_r}{\sigma L_{s1} L_r} \phi_{dr} - \frac{p_m M_d}{\sigma L_{s1} L_r} \Omega_r \phi_{qr} - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{s1}}{\sigma L_{s1} L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_{s1}} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma L_{s2} L_r} \phi_{qr} - \frac{p_m M_q}{\sigma L_{s2} L_r} \Omega_r \phi_{dr} - \frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{s2}}{\sigma L_{s2} L_r^2} i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_{s2}} \end{cases} \quad (I. 24)$$

Le système est représenté par le schéma bloc suivant :

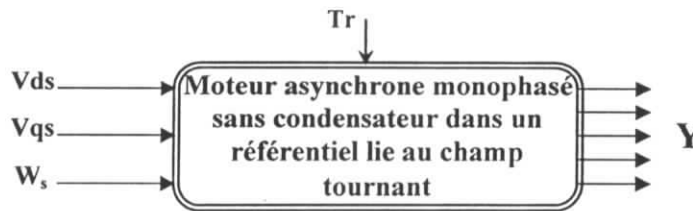


Figure. (I-7) : Schéma bloc de la machine asynchrone monophasée sans condensateur

$$\text{Ou : } Y = (\Omega_r \ i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr})^t \quad Y = (\Omega_r \ \phi_{ds} \ \phi_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr})^t$$

Les équations des flux rotorique et statorique en fonction des courants rotorique et statorique écrits dans le référentiel lié au champ tournant sont données par :

$$\begin{aligned} \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs} \\ \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{aligned} \quad (I. 25)$$



D'où l'expression des courants rotorique et des flux statorique :

$$\begin{aligned}
 i_{dr} &= \frac{\phi_{dr} - Mi_{ds}}{L_r} \\
 i_{qr} &= \frac{\phi_{qr} - Mi_{qs}}{L_r} \\
 \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + \frac{M(\phi_{dr} - Mi_{ds})}{L_r} \\
 \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + \frac{M(\phi_{qr} - Mi_{qs})}{L_r}
 \end{aligned} \tag{I. 26}$$

## I.5 MODELE EN COURANT DE LA MAS MONOPHASEE

### I.5.1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator

Le modèle de la machine monophasée alimentée en courant, dans un référentiel lié au stator est donné par le système suivant :

$$\begin{cases}
 \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\
 \frac{d\phi_d}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_d i_{s1} - \frac{R_r}{L_r} \phi_d + p_m \Omega_r \phi_q \\
 \frac{d\phi_q}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_q i_{s2} - \frac{R_r}{L_r} \phi_q - p_m \Omega_r \phi_d
 \end{cases} \tag{I. 27}$$

### I.5.2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant

Le modèle de la machine monophasée alimentée en courant, dans un référentiel lié au champ tournant est donné par le système suivant :

$$\begin{cases}
 \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m M}{JL_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\
 \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_d i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + p_m \Omega_r \phi_{qr} \\
 \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_q i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - p_m \Omega_r \phi_{dr}
 \end{cases} \tag{I. 28}$$

## SIMULATION ET INTERPRETATION

### MAS monophasée sans condensateur (biphasée)

Dans le cas d'une alimentation par un système de tension sinusoïdale de fréquence 50Hz tel que :

$$\begin{aligned} V_{s1} &= V_{s_{\max}} \cos(\omega t) \\ V_{s2} &= V_{s_{\max}} \sin(\omega t) \end{aligned} ; \quad \text{Avec} \quad V_{s_{\max}} = \sqrt{2} \cdot 220$$

La figure (I-9) représente le démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale à la MAS biphasée symétrique, d'après ces résultats on voit que :

- Le couple électromagnétique ne présente pas des ondulations.
- La vitesse atteint rapidement le régime permanent et ne présente pas des ondulations.
- Les deux courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  sont bien en quadratures.
- Dans le cas où le repère est le champ tournant on voit bien que les grandeurs suivantes  $d$  et  $q$  sont constantes en régime permanent.

Dans le cas d'une alimentation en courant les résultats de simulation sont représentés aux figures (I-14), (I-15), (I-16), et (I-17), la stratégie de contrôle optimale est de maintenir les deux courants statoriques (alimentation) en quadrature avec une fréquence variable et un rapport entre leurs amplitudes égale au rapport des coefficients des mutuelles inductances  $M_d$  et  $M_q$ .

On remarque que le couple et la vitesse présentent des ondulations au régime transitoire à cause de l'alimentation en courant.

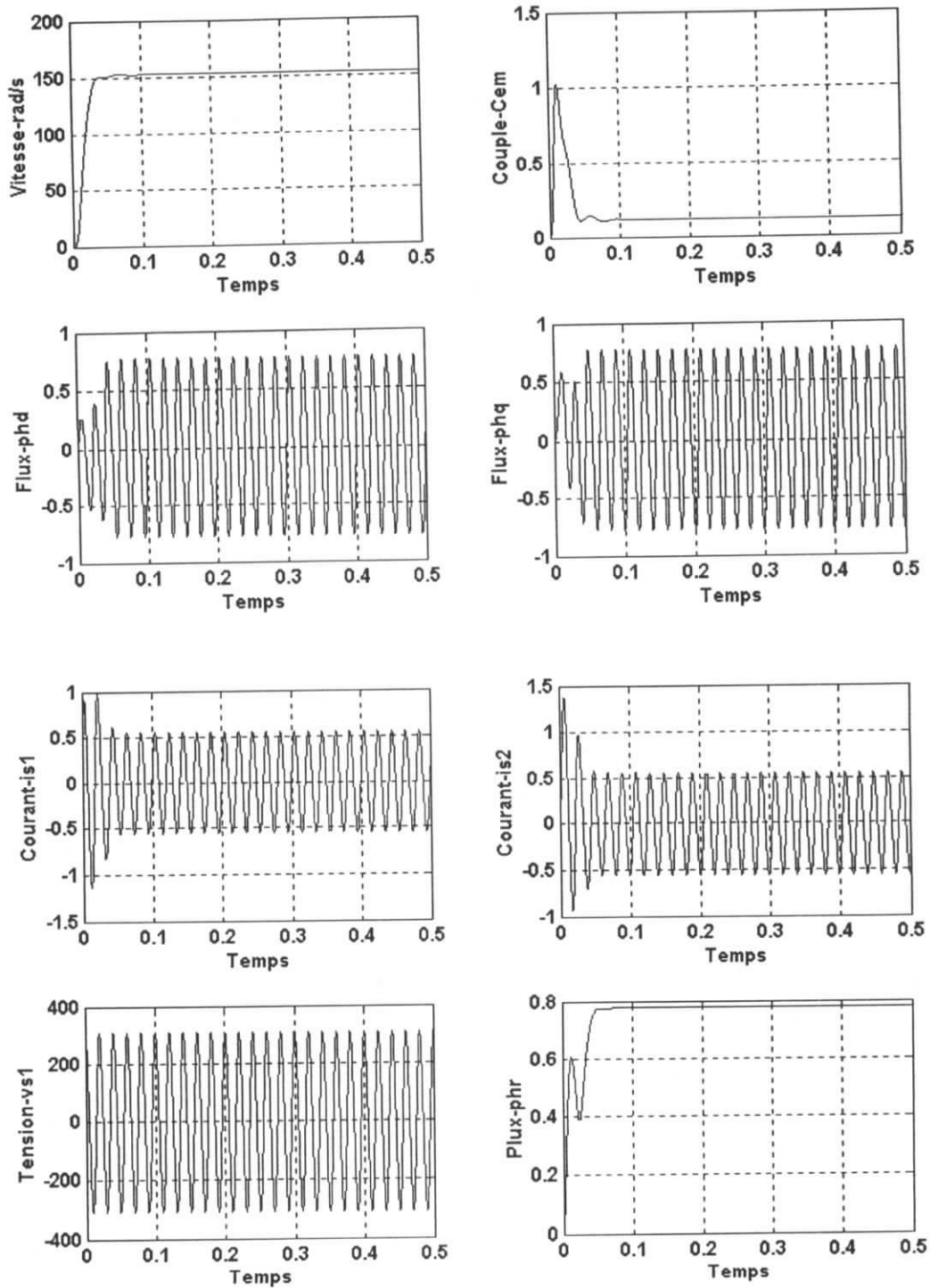


Figure. (I-8) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lié au stator. Marche à vide)

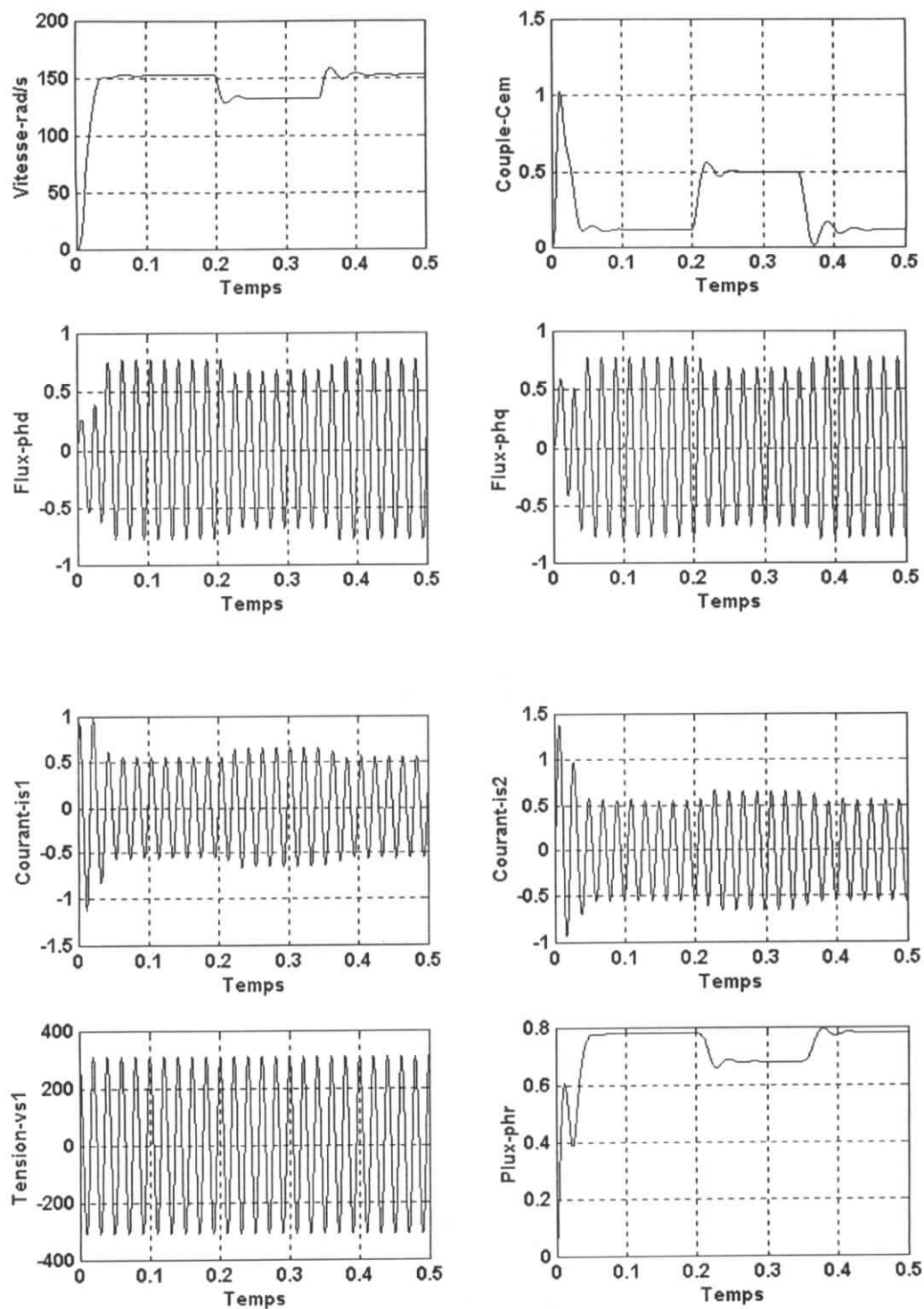


Figure. (I-9) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lié au stator. Marche en charge)

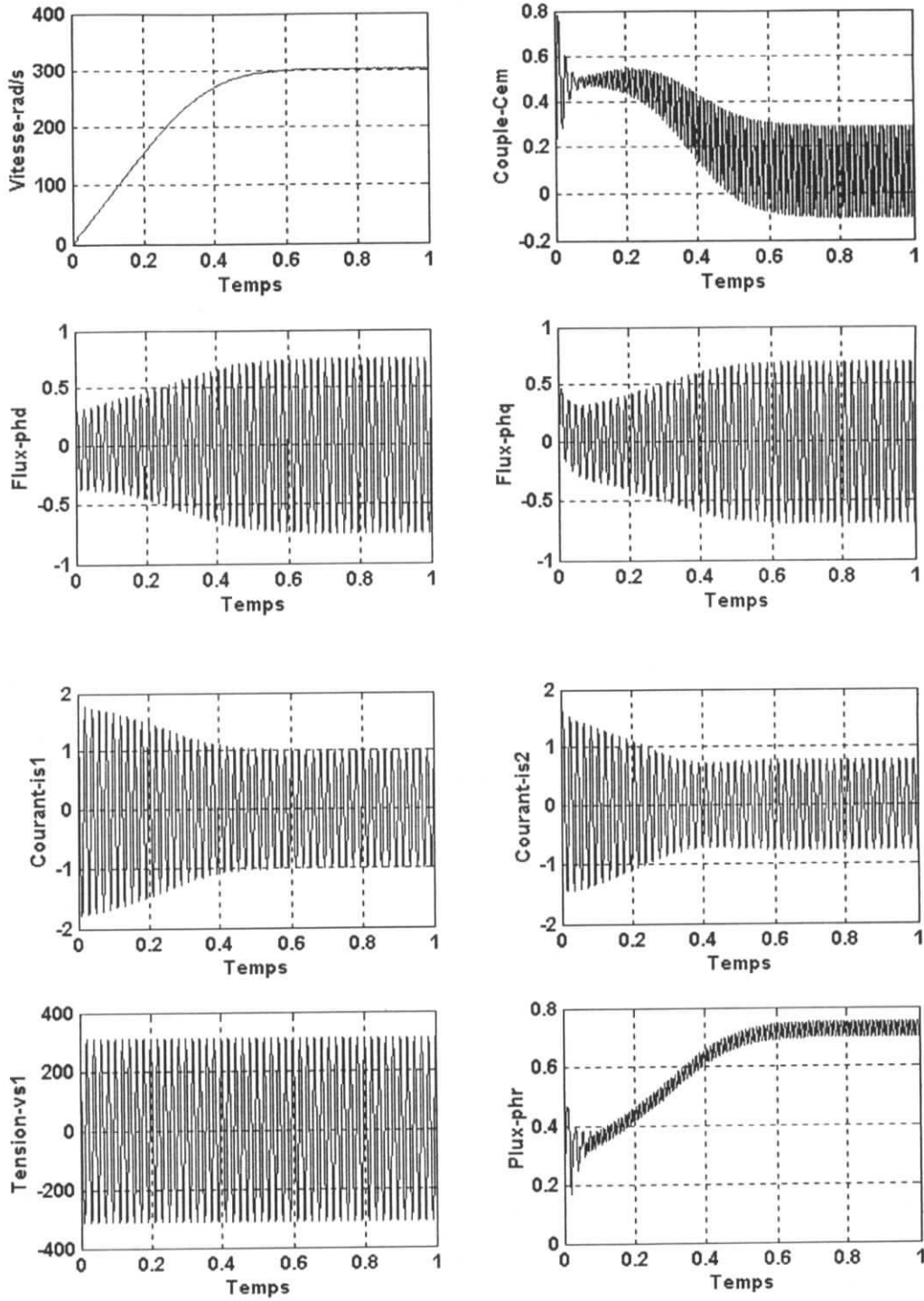


Figure. (I-10) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lié au stator. Marche à vide)

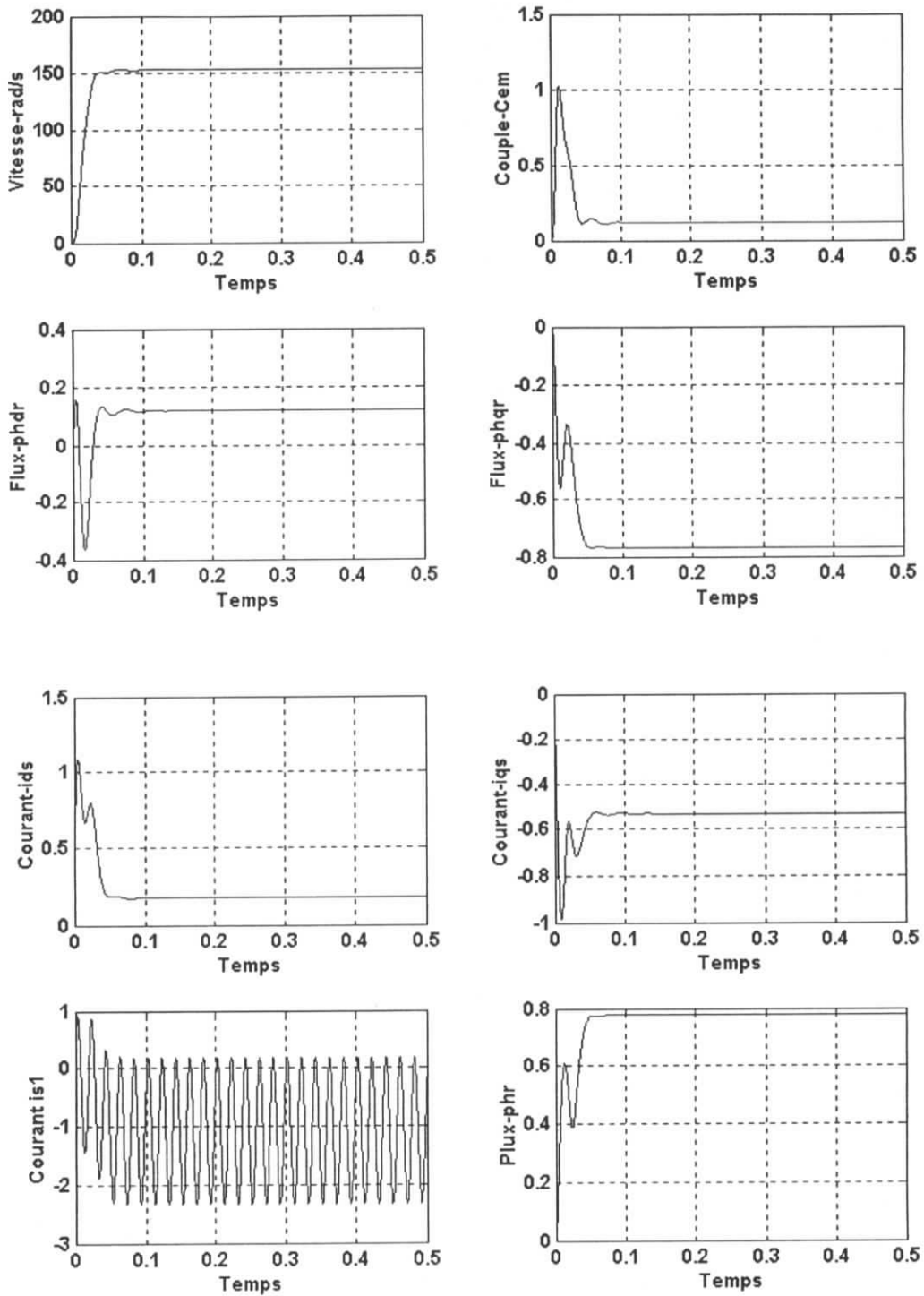


Figure. (I-11) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lie au champ tournant. Marche à vide)

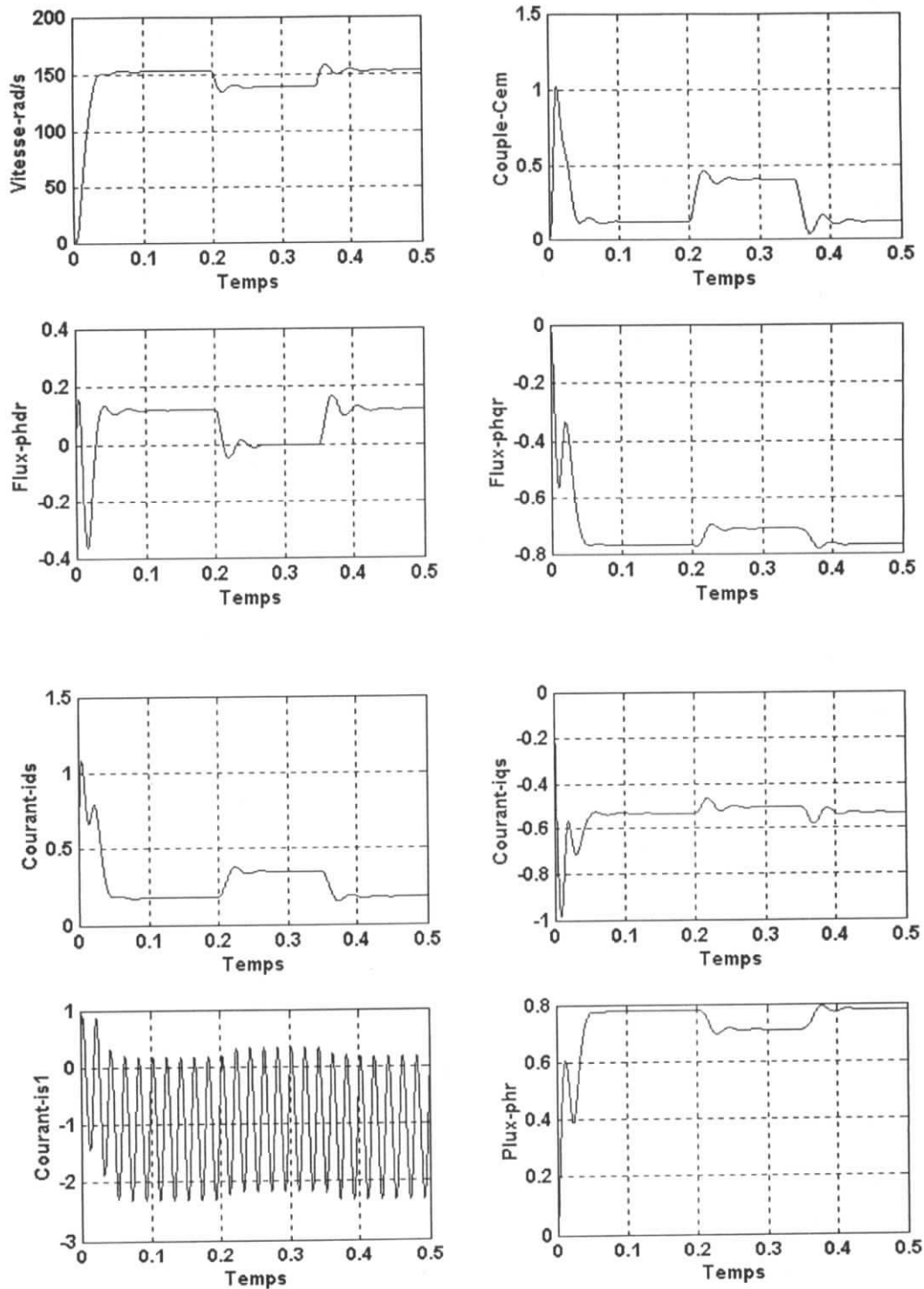


Figure. (I-12) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lié au champ tournant. Marche en charge)

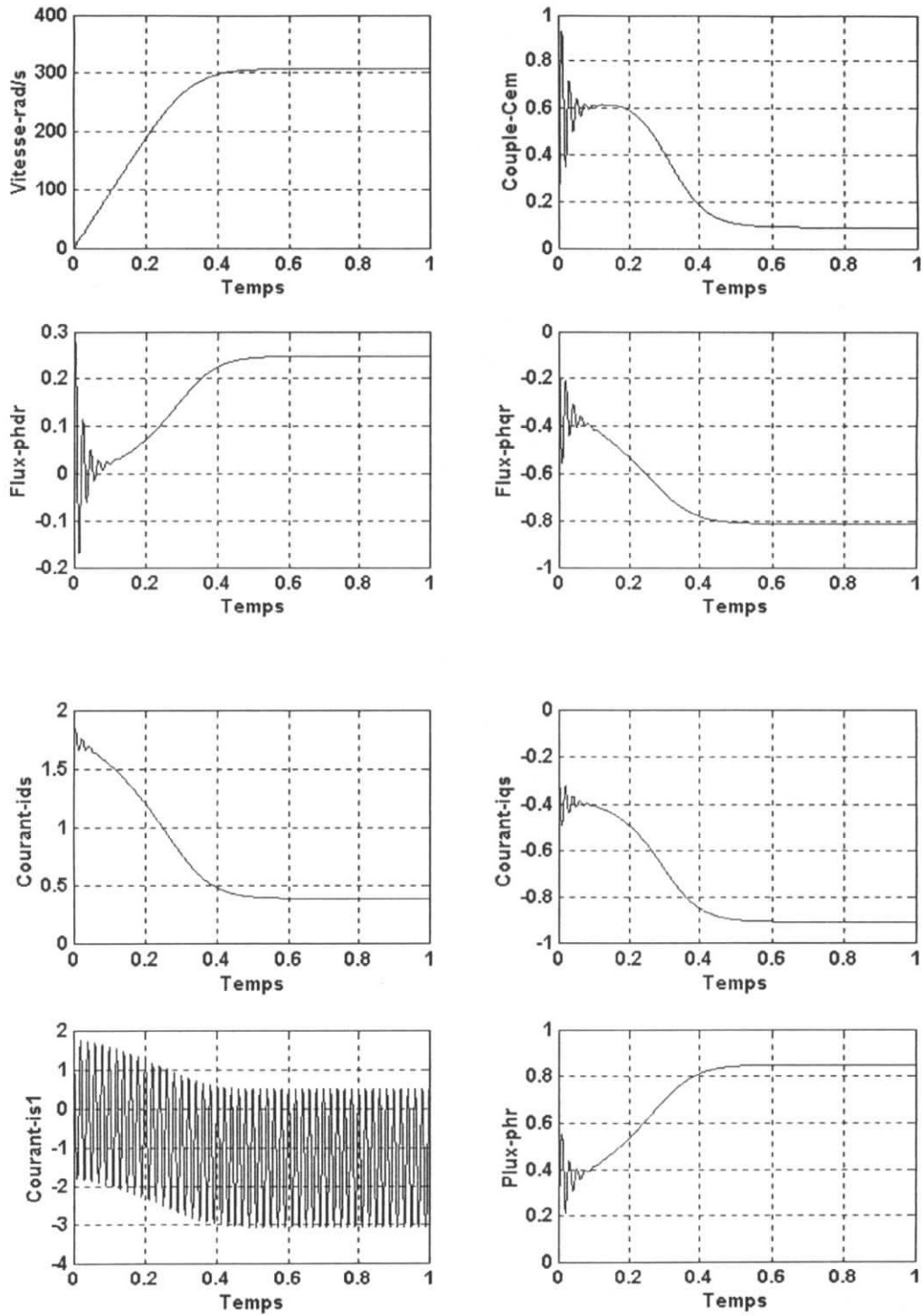


Figure. (I-13) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur alimentée en tension (Référentiel lié au champ tournant. Marche à vide)



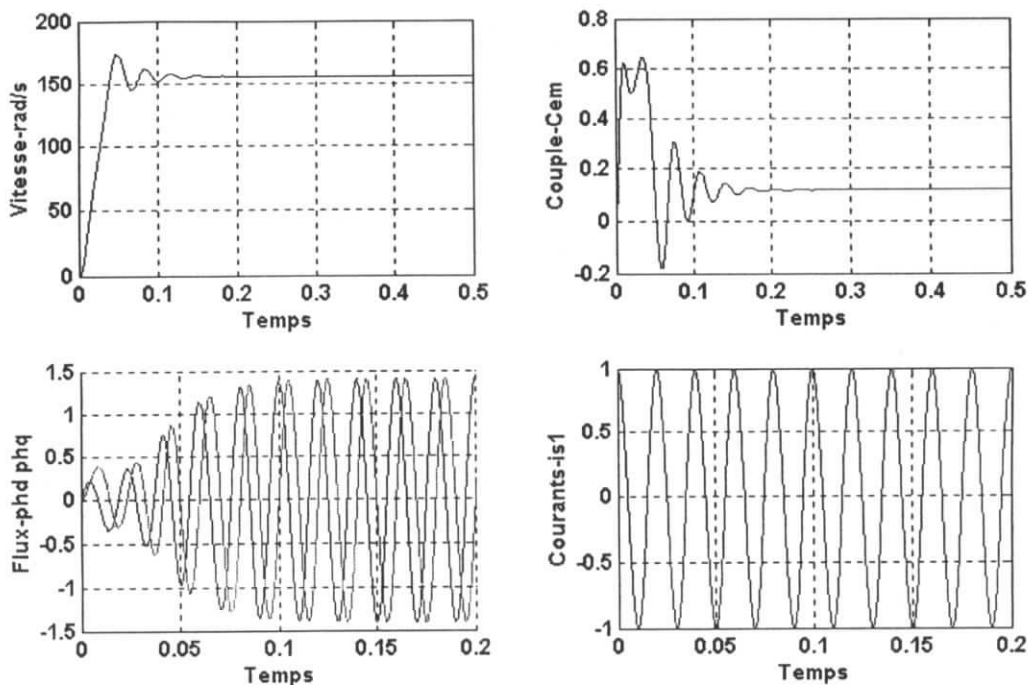


Figure. (I-14) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en Courant (Référentiel lié au stator. A vide)

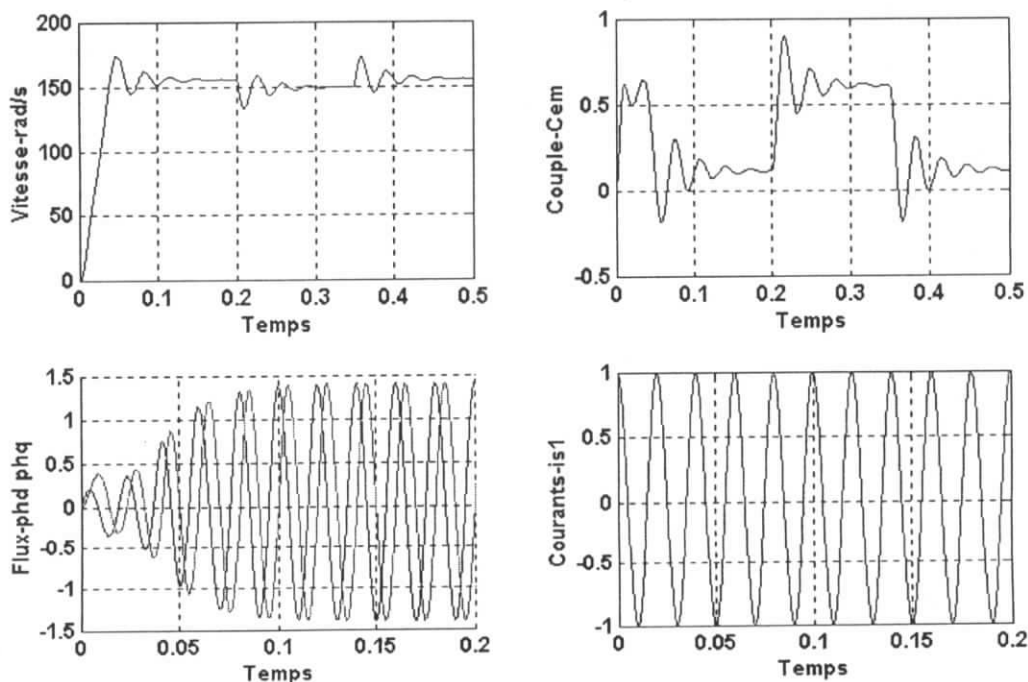


Figure. (I-15) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en Courant (Référentiel lié au stator. En charge)

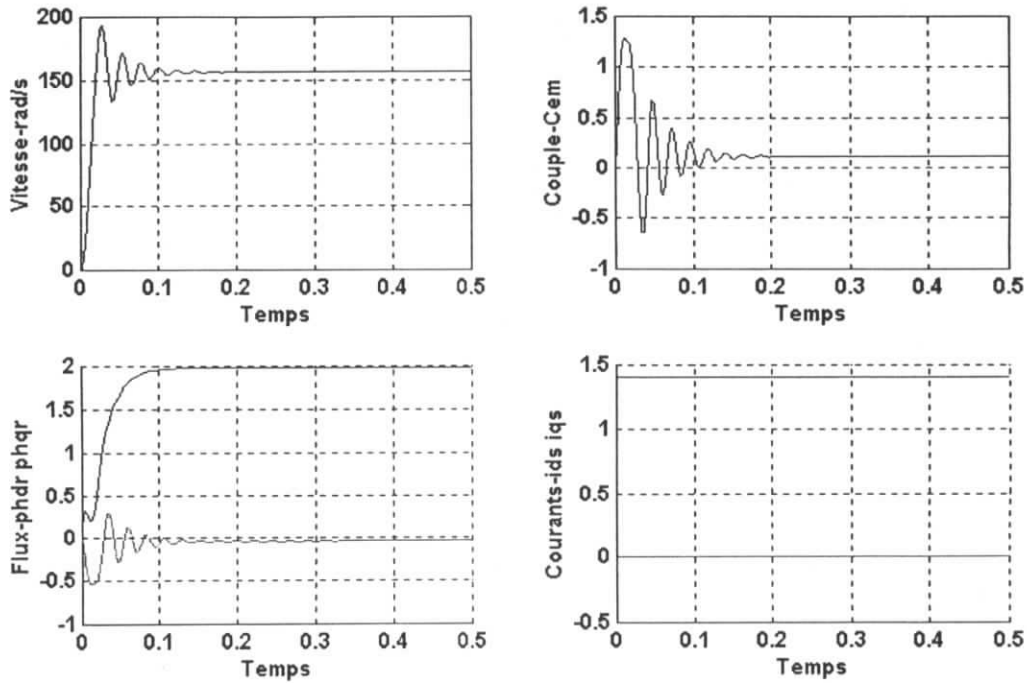


Figure. (I-16) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en Courant (champ tournant. Marche à vide)

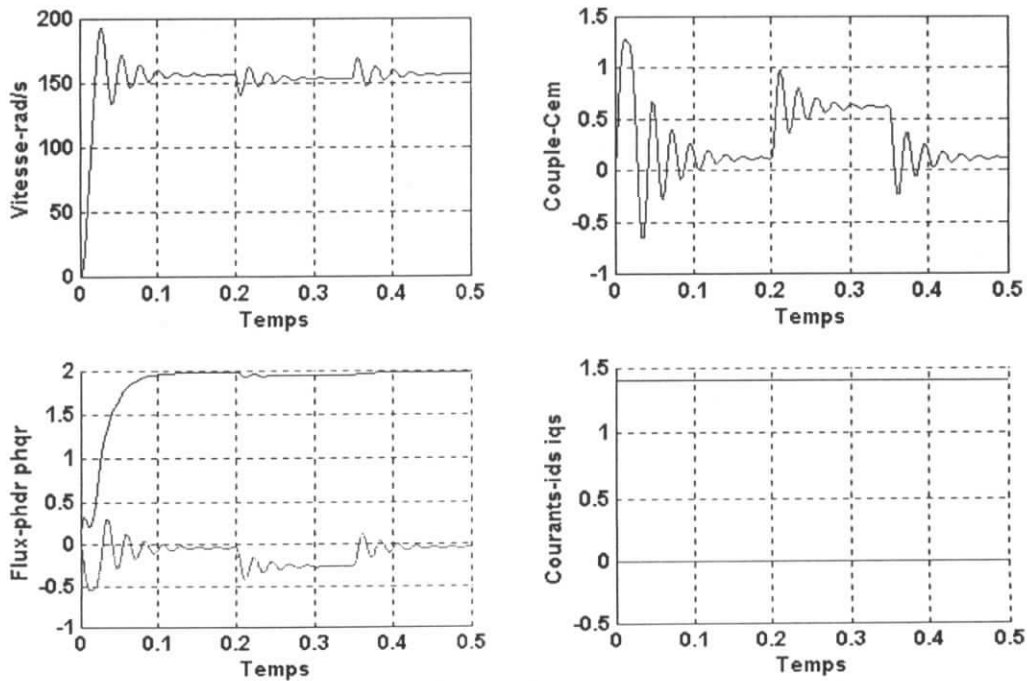


Figure. (I-17) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur alimentée en Courant (champ tournant. Marche en charge)

## CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons modélisé la MAS monophasée, avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices ce qui nous a permis de simuler le comportement de la MAS monophasée. D'après les résultats de simulation nous pouvons dire que :

- Le fonctionnement à des vitesses variables de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent, présente des inconvénients tel que la composante pulsatoire du couple et de la vitesse, donc il a été intéressant d'enlever le condensateur et d'alimenter séparément les deux phases statoriques de la machine par une source biphasée.
- Dans un référentiel lié au champ tournant, toutes les grandeurs suivant les axes 'd' et 'q' sont des constantes au régime permanent.
- La stratégie de contrôle permet de produire une valeur maximale du couple de la machine est d'annuler ou de minimiser les pulsations du couple électromagnétique.
- La dynamique de la machine symétrique est préférable par rapport à la dynamique de la machine dissymétrique.

## *Chapitre II*

*Etude de l'alimentation de la MAS*  
*Monophasée*

## II.1 INTRODUCTION

Le domaine des applications industrielles des machines électriques exige une vitesse variable, l'électronique de puissance offre une solution optimale par ses moyens statiques : diodes, transistors, thyristors...etc. C'est la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse.

L'entraînement des machines électrique à courant alternatifs exigent une alimentation avec une tension variable (variation de fréquence ou/et amplitude), cette solution peut être obtenue par un redresseur suivi d'un onduleur à fréquence variable qui répond bien aux besoins industrielles.

Dans ce chapitre on va étudier l'association machine onduleur pour des différentes alimentations (tension, courant) et pour les différents types de modulations, afin d'améliorer les performances de la machine (couple - vitesse) ; on traite principalement les stratégies suivantes :

- Commande triangulo - sinusoïdale à échantillonnage naturel ;
- Commande par hystérésis en courant.

## II.2 MODELISATION DE L'ALIMENTATION

L'alimentation de la MAS monophasée comporte trois éléments, comme le montre la figure suivante:

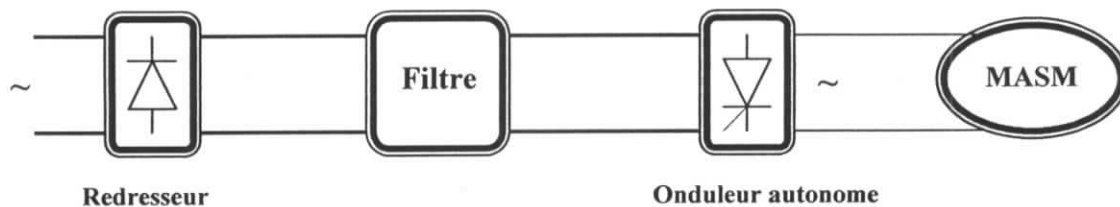


Figure. (II-1) : Schéma de l'alimentation de la MAS monophasée

### II.2.1 Le redresseur

Le redresseur peut être modélisé par le schéma suivant:

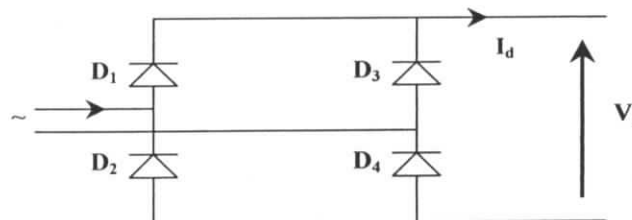


Figure. (II-2) : Redresseur à diodes

La commutation des diodes permet d'avoir un signal non alternatif à la sortie du redresseur. Le filtrage de ce signal le rend plus proche au signal continu idéal.

### II.2.2 Le filtre

Le filtre a pour rôle, la diminution des ondulations des courants, il est constitué d'une self en parallèle avec une capacité.

Le filtre est dimensionné de telle façon à éliminer les harmoniques d'ordre >2. Donc on peut déterminer les valeurs de l'inductance L et de la capacité C comme suit : [Séguier. G]

$$\begin{cases} V_e = V_s + L \frac{di}{dt} \\ V_s = V_c \end{cases} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - LC\omega^2} \quad (\text{II.1})$$

Or pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieures, il faut que la fréquence de coupure soit inférieure au double de la fréquence de réseau c'est-à-dire :  $f_c < 2.f_s$  ;

$$\text{On trouve donc :} \quad LC > 0.00025(\text{s/rad})^2. \quad (\text{II.2})$$

On impose la valeur de l'inductance du filtre L et on détermine la valeur du condensateur correspondante.

### II.2.3 l'Onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension (courant) continue en énergie à tension (courant) alternative. On distingue deux types de convertisseur :

- Commutateur de courant.
- Onduleur de tension.

Les études faites sur les onduleurs à trois niveaux à structure NPC ont montré que cet onduleur peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Ces études ont montré également des améliorations apportées par les convertisseurs à trois niveaux et en particulier l'onduleur à trois niveaux sur la qualité du signal de sortie ainsi que le taux d'harmonique injecté au réseau.

## II.3 MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

### II.3.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur monophasé à trois niveaux utilisé, se décompose en deux bras, chaque bras est composé de quatre interrupteurs en série et de deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice  $U_{c1} + U_{c2}$ . Ces deux générateurs  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$  étant connectés entre eux en un point fictif noté M. Le point M est connecté avec les deux diodes.

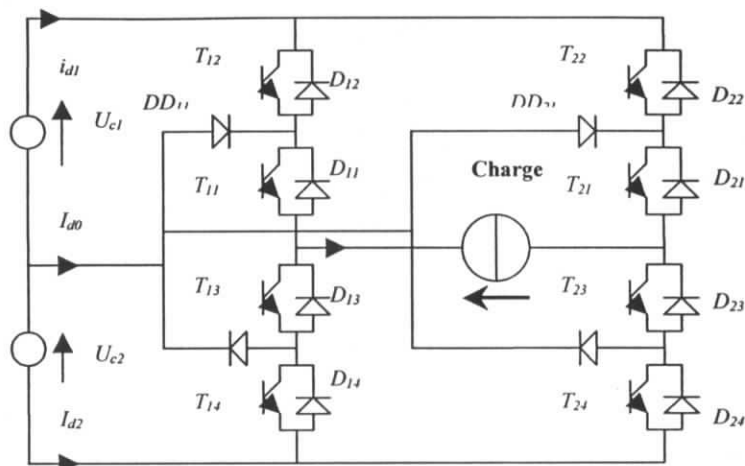


Figure. (II-3) : Onduleur monophasé en pont à trois niveaux

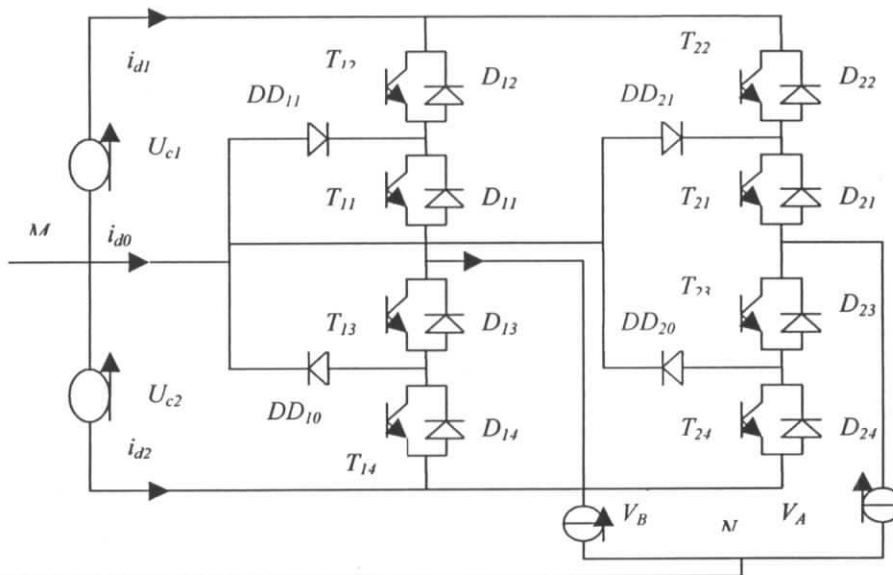


Figure. (II-4): Onduleur diphasé à trois niveaux

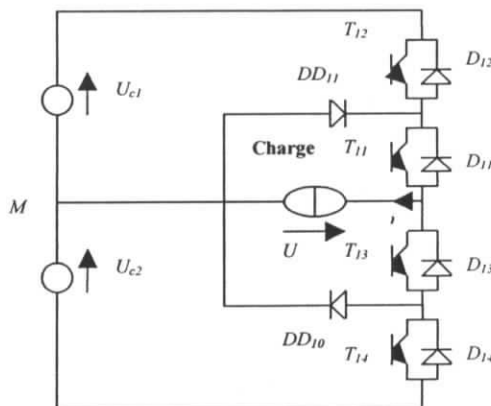


Figure. (II-5): Onduleur monophasé en demi pont à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire transistor -diode par un seul interrupteur bidirectionnel  $TD_{ks}$  (figure II-6) et, vu la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (Figure II-7).

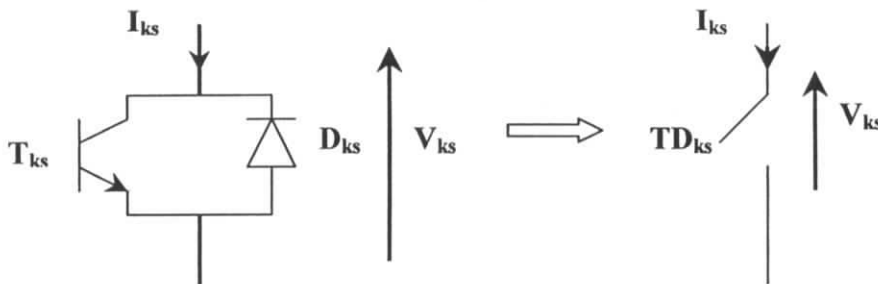


Figure. (II-6): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor diode.

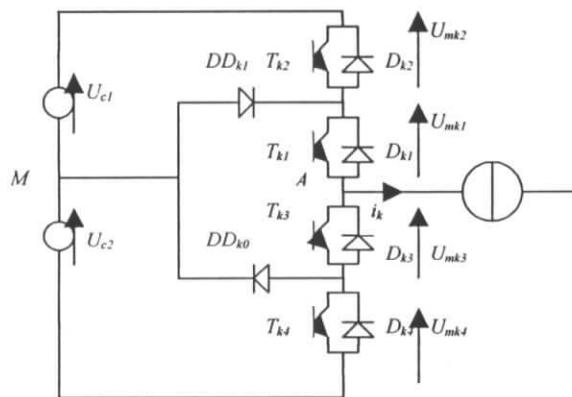


Figure. (II-7) : Un bras de l'onduleur monophasé à trois niveaux

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe  $B_{ks}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable  $T_{ks}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

## II.3.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

### II.3.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Comme on a déjà vu que l'onduleur à trois niveaux est symétrique, grâce à cette symétrie, on peut étudier seulement un bras. Pour un bras, on distingue cinq configurations possibles.



Le tableau ci-après donne les grandeurs électriques caractérisant ces configurations.

$E_0$	$I_k = 0$
$E_1$	$V_{km} = U_{c1} = U_{c2}$
$E_2$	$V_{km} = 0$
$E_3$	$V_{km} = -U_{c2} = -U_{c1}$
$E_4$	$V_{km} = 0$

Figure. (II-8) : Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

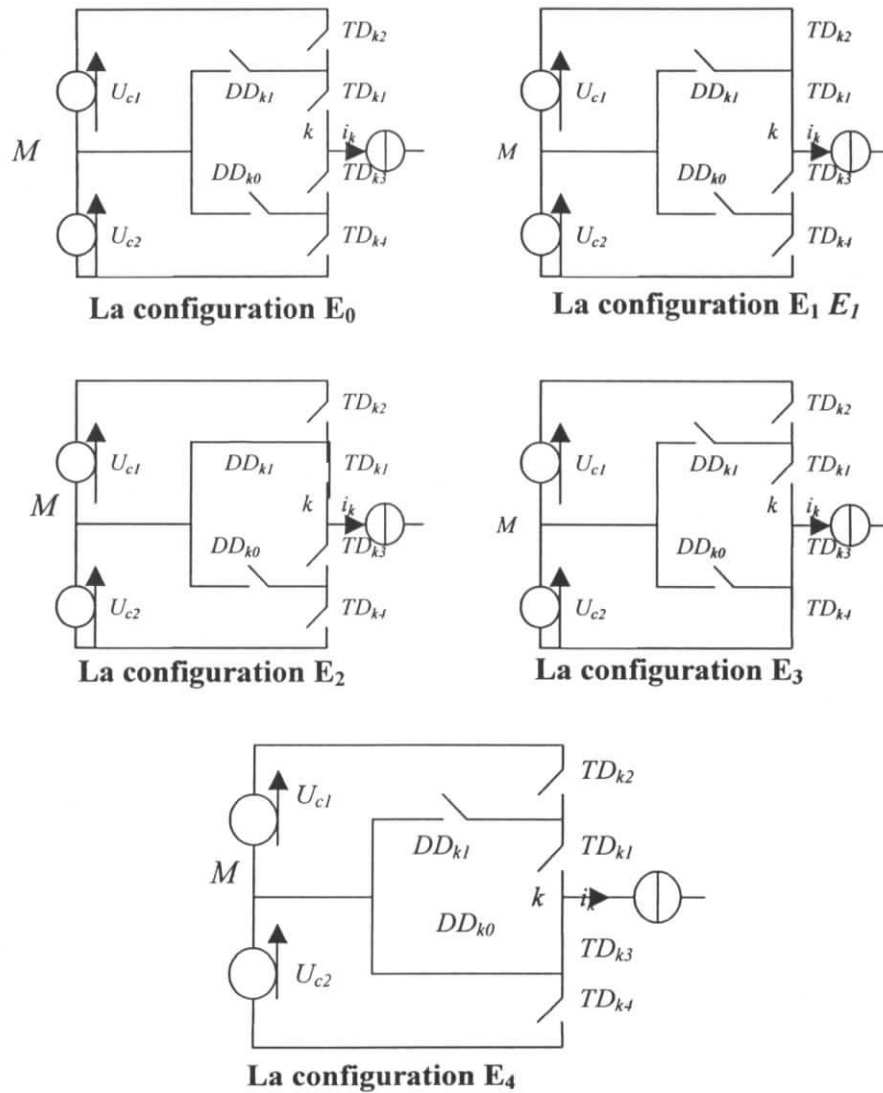


Figure. (II-9) : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

### II.3.3 Stratégies de commande des onduleurs

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer la tension voulue, pour cela différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux sont possibles. On étudiera particulièrement :

- Commande triangulo - sinusoïdale avec une seule porteuse.
- Commande par hystérésis.

#### II.3.3.1 Commande triangulo - sinusoïdale avec une seule porteuse

##### Principe :

Le principe de cette stratégie consiste à comparer un signal sinusoïdal de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Ainsi il suffit de varier la fréquence de la porteuse pour varier la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie figure (II-10).

On note:

- $m = f_p/f_{ref}$  : (indice de modulation) le rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de la référence.
- $r = V/(U/2)$  : le rapport de l'amplitude de la porteuse sur l'amplitude de la référence.

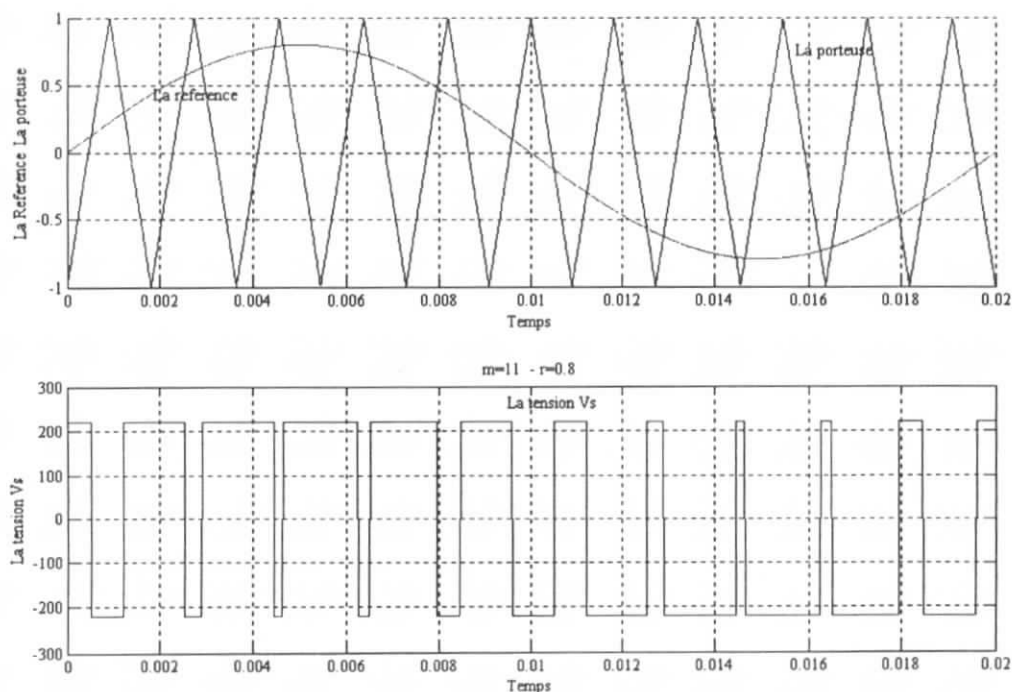


Figure. (II-10) : Commande triangulo - sinusoïdale avec une seule porteuse

Le choix de  $(r, m)$  n'est pas aléatoire.

- Le rapport de fréquence doit être d'une valeur permettant la commutation ( $r < 1$ ).
- L'indice de modulation doit être d'une manière à assurer plusieurs commutations dans une période en respectant le théorème de Shannon.

Un fonctionnement optimal est obtenu par le calage de la porteuse en modulation synchrone quand les sommets référence – porteuse coïncident, ce qui assure la symétrie ceci est obtenu pour  $m$  impair. [Séguier. G]

Pour l'étude de rejet d'harmoniques, on doit étudier la fonction comparaison ( $p - r$ ) pour calculer les bons angles. Les études de simplification ont donné à la place de l'échantillonnage naturel autres types comme l'échantillonnage régulé ou calculé. On trouve donc :

- La modulation à échantillonnage naturel, quand il s'agit de comparer avec une sinusoïde parfaite. La résolution est dans ce cas compliquée car les équations sont non linéaires.
- La modulation à échantillonnage régulier, quand on utilise les échantillonneurs bloqueurs en cascade avec la référence dont leur fréquence d'échantillonnage est proportionnelle à celle de la porteuse. Ce qui facilite le calcul des angles de commutation.
- La modulation calculée, quand il s'agit d'utiliser un calculateur pour la résolution numérique. Les angles d'amorçage sont calculés à partir d'une forme d'onde MLI fixée en résolvant le système obtenu par l'élimination des harmoniques.

La commutation est obtenue quand la fonction de la porteuse est égale à celle de la référence à l'instant de commutation  $t_c$ .

La porteuse est définie par :

$$\begin{cases} \frac{4t}{T_p} + (4.n - 1) & \text{si } t \in \left[ n.T_p, \frac{2.n+1}{2}.T_p \right[ \\ \frac{-4t}{T_p} - (4.n + 3) & \text{si } t \in \left[ \frac{2.n+1}{2}.T_p, (n+1).T_p \right[ \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La référence est définie par :

$$V_r = \sin(2.\pi.f.t).$$

$$V_r = \begin{cases} \sin(2\pi.f.t) & \text{si } t \in \left[ n.T_p, \frac{2.n+1}{2}.T_p \right[ & \text{Echantillonnage naturel} \\ \sin\left(2\pi.f.\left(\frac{2n+1}{2}\right)\right) & \text{si } t \in \left[ \frac{2.n+1}{2}.T_p, (n+1).T_p \right[ & \text{Echantillonnage régulé} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

### II.3.3.2 Commande triangulo - sinusoïdale avec deux porteuses

Cette technique est utilisée pour alimenter la machine biphasée par un onduleur à trois niveaux, en combinant deux ondes MLI (deux références) déphasées d'un angle de  $(\pi/2)$  comme le montre la figure (II-11).

On peut aussi utiliser une porteuse unipolaire où les impulsions changent de polarité chaque demi période.

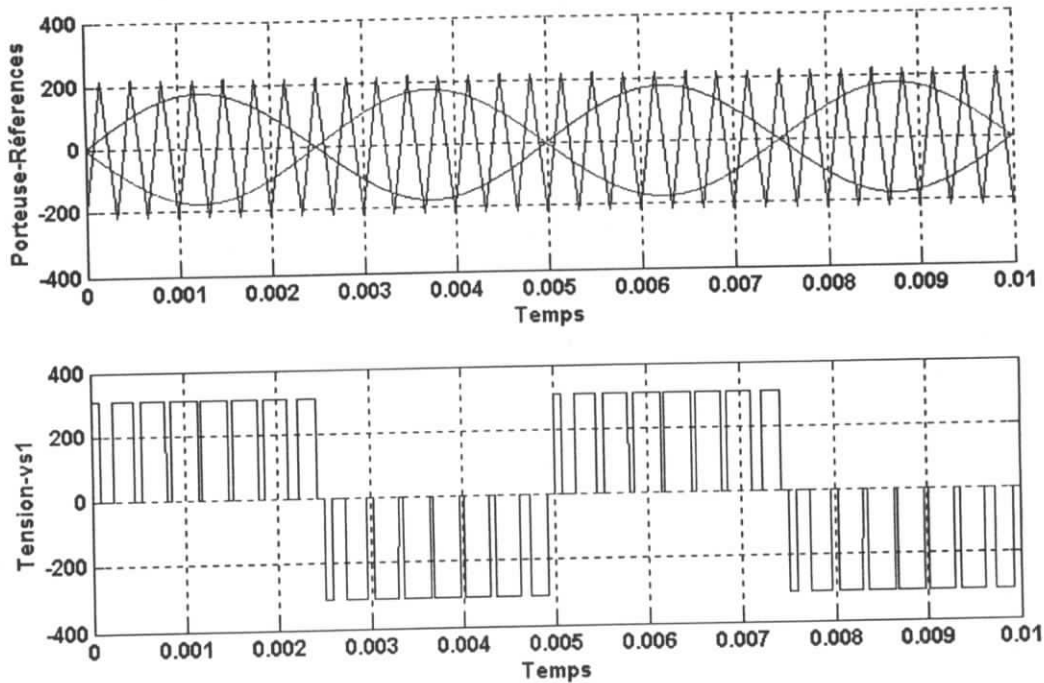


Figure. (II-11) : Commande triangulo - sinusoïdale avec deux porteuses

### II.3.3.3 Commande par hystérésis en courant

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant de la machine. Cette technique de commande permet d'imposer un courant de référence  $I_{ref}$  dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté.

- L'amplitude.
- La fréquence.

#### Principe :

Le principe de cette stratégie est de comparer le courant de référence  $I_{ref}$  au courant réel, et d'élaborer à partir de l'écart entre ces deux courants les signaux de commande des interrupteurs.

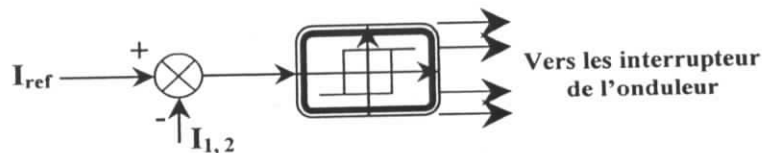


Figure. (II-12) : Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant.

Le courant de référence en boucle ouverte est donné par :

$$I_{ref} = I_{eff} \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (II.5)$$

Cette stratégie de commande permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance. Les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de la bande d'hystérésis. Le choix de la valeur minimale d'hystérésis sera lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur : durée de commutation au blocage et à l'amorçage.

## SIMULATION ET INTERPRETATION

### Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux

La figure (II-11) montre la porteuse et les deux tensions de références pour  $m = 15$  et  $r = 0.8$ . Par la suite, nous avons simulé le comportement de la machine biphasée alimentée par l'onduleur biphasée à trois niveaux figure (II-13) ; le courant  $i_{s1}$  dans une phase de stator suit l'allure d'une sinusoïde avec des pics qui sont dues à la modulation ; le couple électromagnétique présente des pulsations, il oscille autour de sa valeur moyenne.

### Alimentation en courant avec un onduleur à trois niveaux

La figure (II-14) représente les chronogrammes de la machine biphasée de démarrage alimentée par l'onduleur biphasée à trois niveaux commandé en courant par la stratégie d'hystérésis.

Les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de la bande d'hystérésis 'delta'.

On constate que le contrôle des courants par la stratégie d'hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable. Cette variation sera d'autant plus élevée que la valeur de la bande d'hystérésis sera faible.

Le choix de la valeur minimale de la bande d'hystérésis sera lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur (durée de commutation au blocage et à l'amorçage). On remarque aussi que les courants de la machine suivent parfaitement leurs références

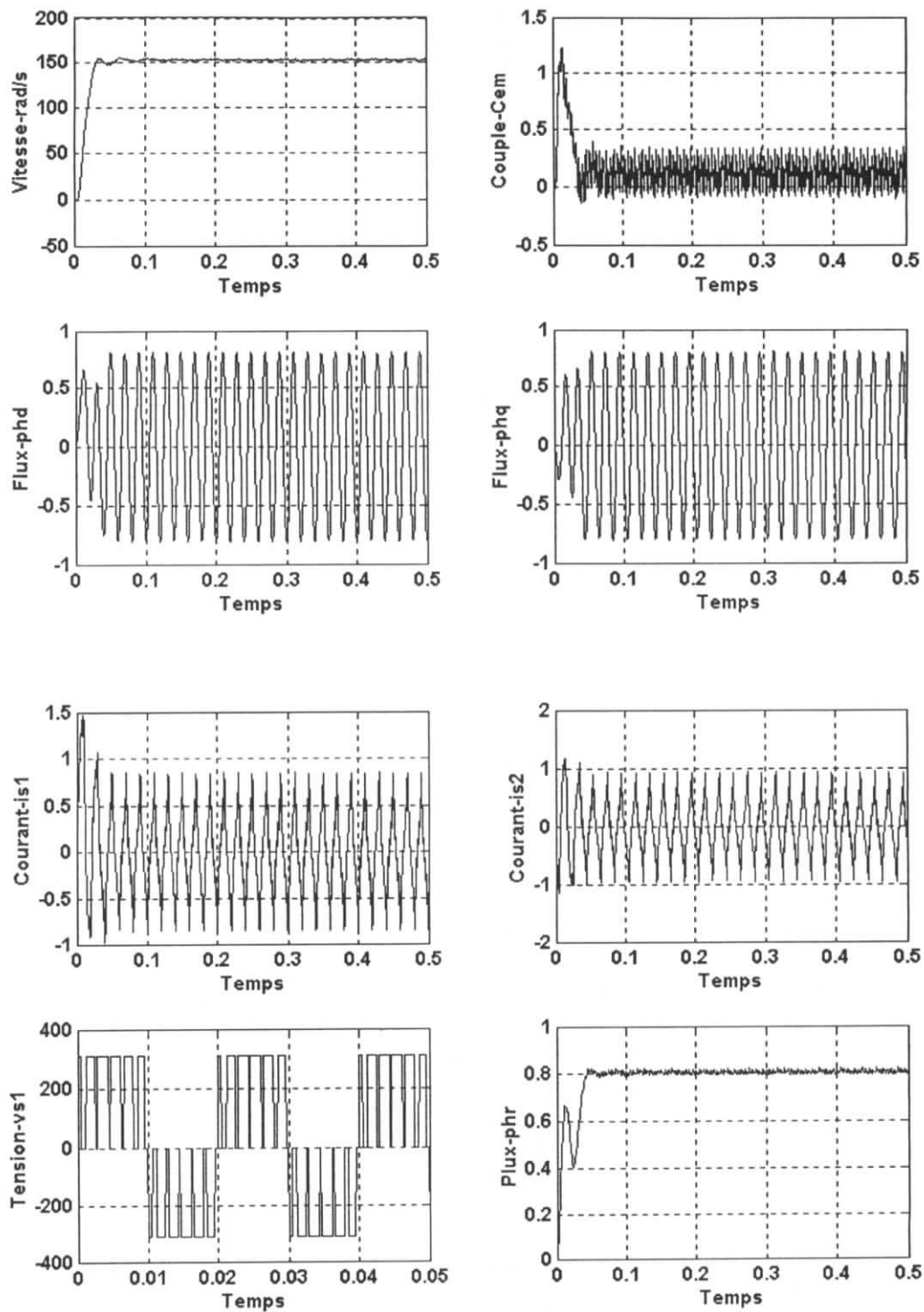


Figure. (II-13) : Association MAS biphasée- onduleur commandé en tension par MLI (Trois niveaux)

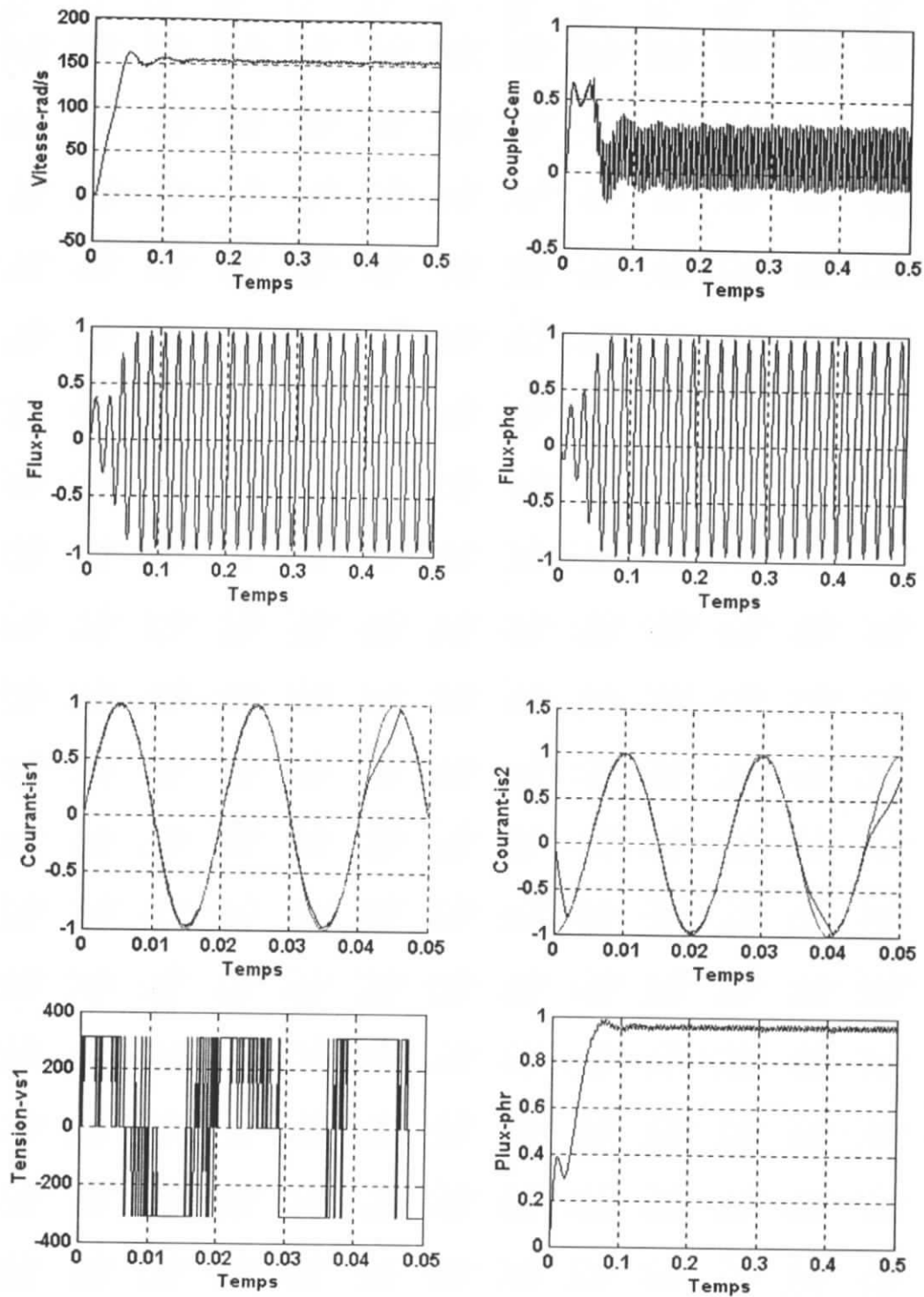


Figure. (II-14) : Association MAS biphasée- onduleur commandé en courant par hystérésis

## CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié les deux types d'alimentations de la machine asynchrone biphasée sachant l'alimentation en tension (MLI), et l'alimentation en courant par la stratégie d'hystérésis par un onduleur de trois niveaux.

On a présenté aussi la simulation de l'ensemble MAS biphasée - onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation (tension, courant).

Nous avons constaté que :

- Le couple électromagnétique oscille toujours autour de sa valeur moyenne avec une fréquence de deux fois celle de la tension délivrée par l'onduleur.
- La commande en tension MLI permet d'éliminer les harmoniques de hautes fréquences.
- La commande en courant par hystérésis est utilisée dans le cas où on veut commander la charge en courant.



## *Chapitre III*

*Commande vectorielle de la MAS*

*Monophasée*

### III.1 Introduction

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse et position variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performantes, dans les applications industrielles [Boucherit 95].

La commande vectorielle de la MAS constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant les efforts continuent pour assurer le découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante du temps rotorique, qui ne peut être occultée. Ces problèmes ont conduit à l'introduction des techniques de l'automatique moderne dans la modélisation et la commande des machines asynchrones [Bens 95].

Les méthodes classiques et modernes de l'automatique linéaire ont trouvés rapidement une application à la commande du MCC. Avec l'introduction de la commande vectorielle, les chercheurs sont orientés vers la possibilité d'utiliser ces mêmes méthodes pour la commande des machines à courant alternatif, et plus particulièrement la machine asynchrone.

### III.2 Principe de la commande vectorielle

Les principes de base de la commande vectorielle ont été réalisés dans les années 70 par des machines à courant continu (à excitation séparée) (Figure III-1).

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  $90^\circ$  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.

Dans une machine asynchrone, par contre, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes.

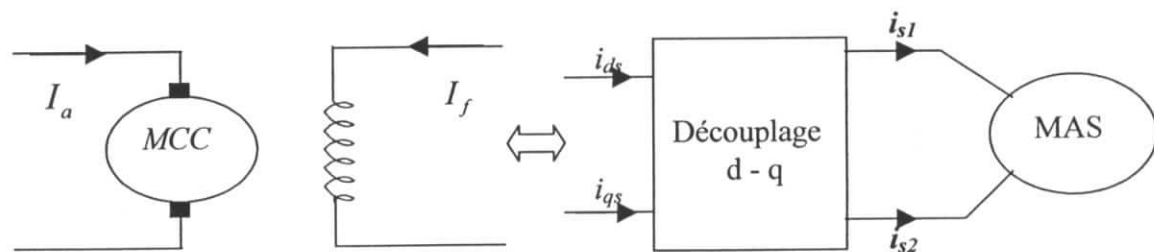


Figure. (III-1) : Principe de la commande vectorielle.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une produit le flux et l'autre le couple.



Et on aura :

$$\tau_r \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = Mi_{ds}$$

Où :  $\tau_r$  est la constante du temps rotorique.

Selon la procédure de régulation du flux, on peut distinguer deux types de commande :

- Commande vectorielle directe; dont le flux est mesuré ou estimé directement et régulé par une contre-réaction ainsi que la pulsation statorique  $\omega_s$  à partir de l'évolution de la position du flux.
- Commande vectorielle indirecte; dont il ne s'agit pas de mesurer ni d'estimer le flux, mais on le fixe en boucle ouverte.

La commande vectorielle indirecte permet le contrôle de la vitesse par contre réaction et le couple du module du flux par réaction.

### III.3 LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

#### III.3.1 COMMANDE EN COURANT DE LA MACHINE MONOPHASEE

Presque la majorité des travaux qui sont effectués sur la machine asynchrone utilise la commande en courant, parce que, quand on applique cette commande, la structure de contrôle devient simple, ainsi elle est appliquée pour les machines symétriques et dissymétriques. [Dahmen. 01]

Dans cette partie on va étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée, en contrôlant l'onduleur en courant.

##### III.3.1.1 Modèle en courant de la machine asynchrone monophasée

Le modèle de la machine monophasée alimentée en courant dans un référentiel lié au champ tournant est représenté par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega_r) \phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{ds} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - (\omega_s - p\Omega_r) \phi_{dr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{pM}{JL_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \end{cases} \quad (III.5)$$

En choisissant les deux courants ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ), et la vitesse ( $\omega_{sl}$ ) comme variables de commande, les flux et la vitesse mécanique ( $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$  et  $\Omega_r$ ) comme variables de sortie. Le couple  $T_r$  comme perturbation, le système est schématisé par le schéma bloc suivant :

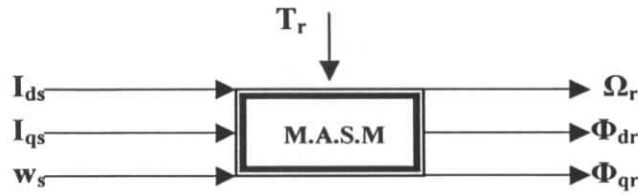


Figure (III-3): Schéma – bloc de la machine asynchrone alimentée en courant

Dans le cas d'une machine asynchrone symétrique, on prend  $M_d=M_q=M$ . Le schémas du modèle de la machine asynchrone monophasée est le suivant :

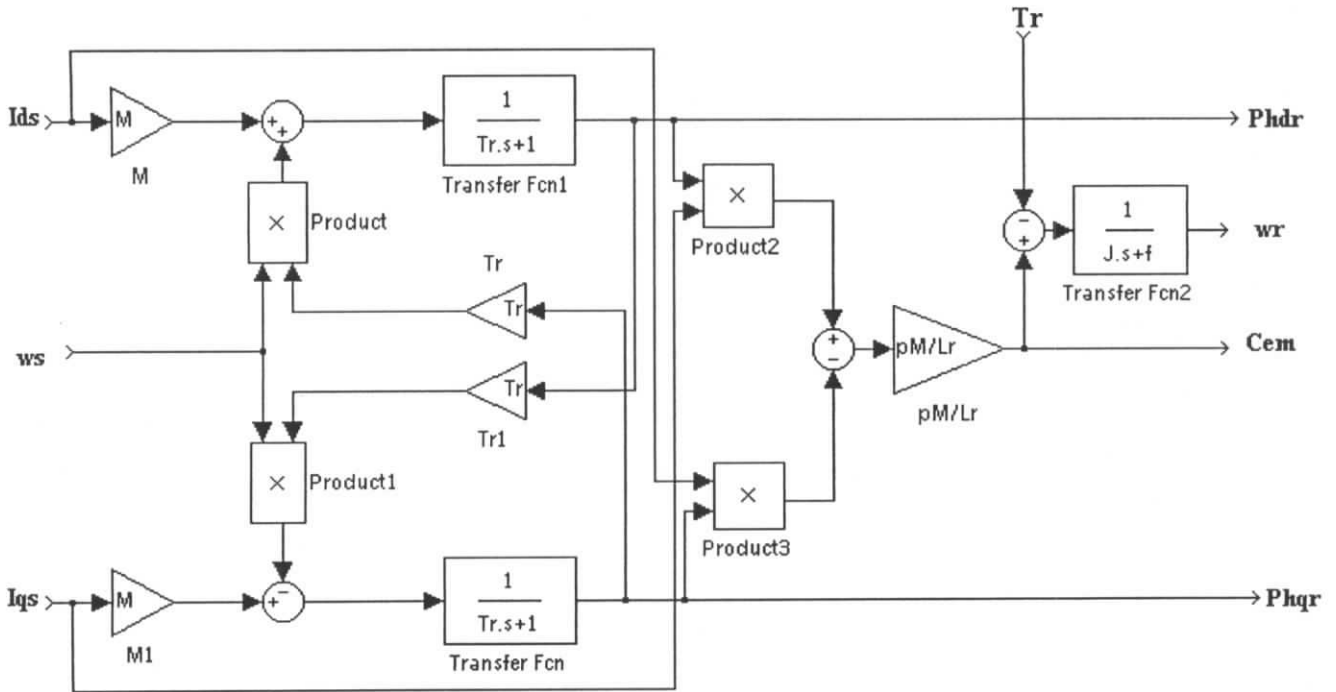


Figure (III-4): Modèle de la MASM alimentée en courant

A l'aide des équations suivantes, nous pouvons faire la transmission entre les différentes variables d'états :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \phi_{ds} = L_r I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_r I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (III.6)$$

Toutes les variables d'état réelles de la machine peuvent être calculées à partir de la transformation de **Park**.

### III.3.1.2 Modèle en courant par orientation de flux rotorique

$$\text{Avec : } \begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Le modèle de la machine se simplifie comme suit :

$$\begin{cases} \frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = M I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{R_r M}{L_r \phi_{dr}} I_{qs} = \omega_s - p\Omega_r = \frac{R_r C_{em}}{p\phi_{dr}^2} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{C_{em}}{J} - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Donc nous pouvons tirer les équations de couple et de flux :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{pM}{L_r} \phi_{dr} I_{qs} \\ \phi_{dr} = \phi_r &= \frac{M}{1 + T_r s} I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

D'après le système ci-dessus, on remarque que seule la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique  $\Phi_r$ , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique  $i_{qs}$ , dans le cas où le flux rotorique serait maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

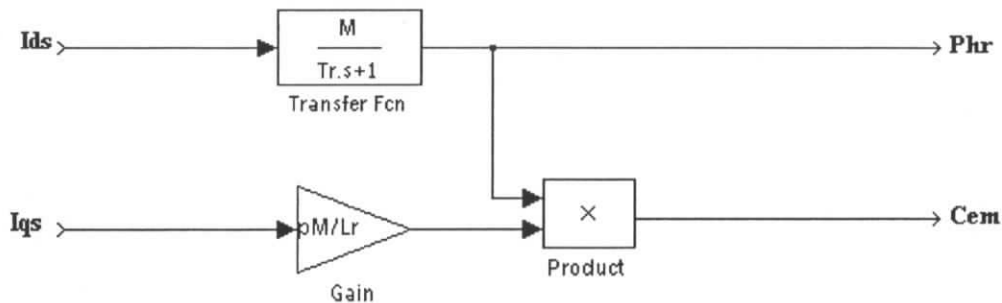


Figure (III-5): Découplage avec orientation de flux

Le nouveau modèle de la machine peut être schématisé comme suit :

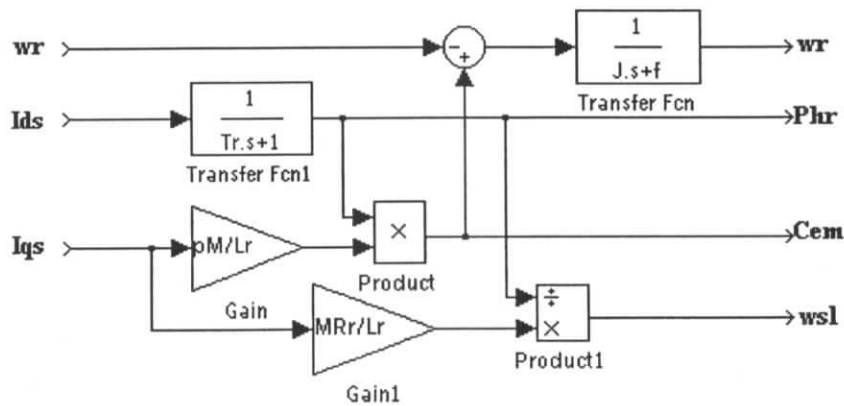


Figure (III-6): Modèle en courant par orientation du flux rotorique

### III.3.1.2.1 Commande en boucle ouverte

Considérant le flux rotorique  $\phi_r^*$  et le couple  $Cem$  comme référence de commande, si nous inversons le modèle (III.8) nous obtenons :

$$I_{ds}^* = \frac{1}{M} \left( \frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \tag{III.9}$$

$$I_{qs}^* = \frac{L_r}{pM} \frac{Cem^*}{\phi_r^*}$$

$$w_{sl}^* = \frac{R_r M}{L_r} \frac{I_{qs}^*}{\phi_r^*} \tag{III.9}$$

$$w_s^* = w_{sl}^* + p\Omega_r$$

Le schéma bloc de la structure de commande est le suivant :



Figure (III-7): Schéma bloc du F.O.C

Le schéma détaillé de la commande est le suivant :

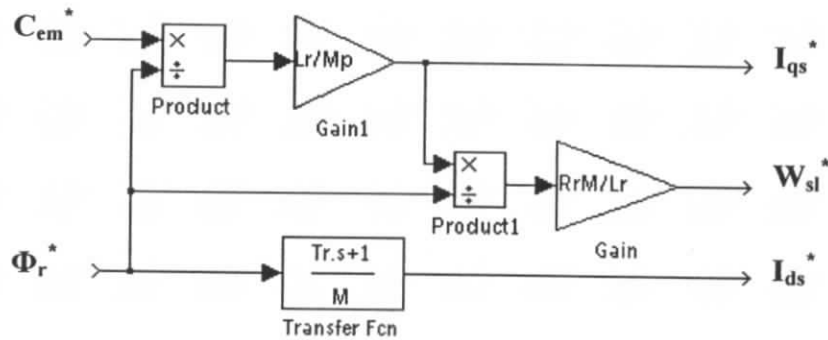


Figure (III-8) : Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux (Field Oriented Control)

### III.3.1.2.2 Commande en boucle fermée

La structure d'une régulation de vitesse est donnée à la figure suivante :

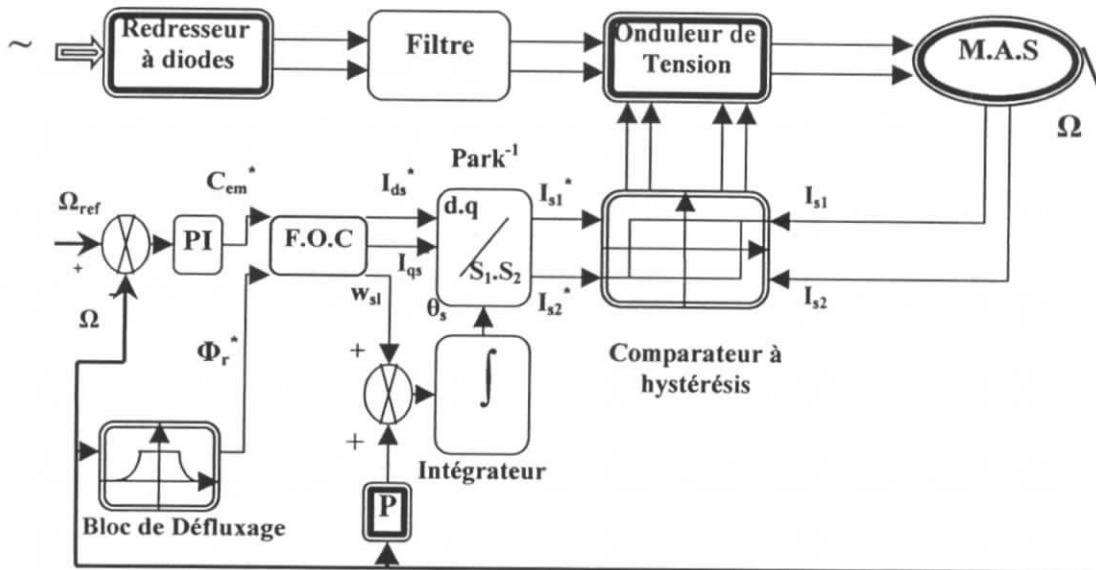


Figure (III-9) : Schéma globale d'une boucle fermée



Le schéma bloc de la commande découplée permet de réaliser un découplage automatique entre le couple et le flux. Ce résultat remarquable à entraîne une utilisation systématique de ce schéma de commande dans des processus industriels. A cet effet, pour obtenir une variation de vitesse il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de la vitesse, il est donc possible de faire sa régulation par contre réaction. Par contre, le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale ( $\phi_n$ ) pour des vitesses rotorique inférieurs ou égales à la vitesse nominale de la machine ( $\Omega$ ).

D'après le schéma précédente nous pouvons distinguer les différents blocs constituant le contrôle :

### Bloc de contrôle du flux orienté (FOC : Field Oriented Control)

Le FOC est un bloc de calcul qui possède deux entrées ( $\Phi_r^*$ ,  $C_{em}^*$ ) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur ( $I_{ds}^*$ ,  $I_{qs}^*$  et  $w_{sl}$ ). Il est défini en considérant que le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leur valeur de référence.

### Bloc de défluxage

Le flux de commande  $\Phi_r^*$  est obtenu a partir d'un bloc de défluxage qui maintient  $\Phi_r^*$  constant pour des vitesses inférieurs a la vitesse nominale, pour permettre un fonctionnement à flux constant, dans le cas ou la vitesse dépasse la vitesse nominale. Ce bloc assure un fonctionnement à puissance constante, donc il permet de diminuer le flux inversement proportionnel à la vitesse, ce bloc il défini par les valeurs des flux de consigne suivantes :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \Phi_m \frac{\Omega_n}{\Omega_r} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

### Le Régulateur

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse de référence. L'équation mécanique donne :

$$\frac{\Omega_r(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f + Js} \quad (\text{III.11})$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, il arrive :

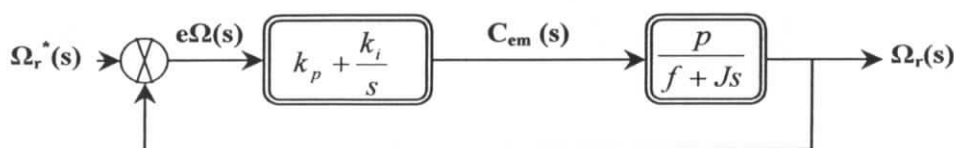


Figure (III-10) : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_r^*(s)} = \frac{(k_p s + k_i) \frac{P}{J}}{G(s)} \quad (\text{III.12})$$

L'équation caractéristique  $G(s)$  est :

$$G(s) = s^2 + \frac{f + k_p P}{J} s + \frac{k_i P}{J} = 0 \quad (\text{III.13})$$

En imposant deux pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$  en boucle fermée et, par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, on arrive sans difficulté à :

$$k_i = \frac{2J\rho^2}{p} \quad \text{et} \quad k_p = \frac{2\rho J - f}{p} \quad (\text{III.14})$$

Le tableau suivant présente plusieurs valeurs des paramètres du régulateur selon  $\rho$  :

Pôles imposés	Ki	Kp
18.8±18.8j	0.0424	0.0019
35±35j	0.1470	0.0038
36±36j	0.1555	0.0039
40±40j	0.1920	0.0044
45±45j	0.2430	0.0050
50±50j	0.3000	0.0056
60±60j	0.4320	0.0068
100±100j	1.2000	0.0116

Donc ce travail, nous avons pris les paramètres du régulateur qui sont :

$$k_i = 0.1470 \quad \text{et} \quad k_p = 0.0038$$

### Le filtre

L'analyse théorique du système globale (Régulateur – modèle de la machine monophasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte on élimine ce dépassement, la fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{(\Omega_r^*)_{\text{filtre}}}{\Omega_r^*} = \frac{1}{1 + T_f s} \quad (\text{III.15})$$

$T_f$ : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc :

$$T_f = \frac{k_p}{k_i} \quad (\text{III.16})$$

## SIMULATION ET COMMENTAIRES

### En boucle ouverte

Les résultats de la simulation de l'orientation de flux rotorique de la machine asynchrone monophasée alimentée en courant sont illustrées dans la figure (III-11), cette figure montre que malgré la variation du couple électromagnétique, le flux n'est pas influé par cette variation, ainsi on remarque que la composante en quadrature de flux rotorique est nulle en régime permanent.

On remarque ainsi que la composante directe ( $\Phi_{dr}$ ) du flux est parfaitement identique à son module  $\Phi_r$ .

### En boucle fermée

Nous avons représenté la réponse de la machine monophasée à la figure (III-12), on constate qu'il y a un dépassement de vitesse de en régime transitoire, pour éliminer cet dépassement on filtre la vitesse de consigne comme le montre la figure (III-13).

La figure (III-14) représente un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale, on remarque que la vitesse subit une légère diminution juste à l'instant d'application de la charge, cette diminution est vite corrigée par le régulateur classique (PI).

La figure (III-15) montre un démarrage de la machine monophasée en charge nominale, on à constater que le temps de réponse est relativement lent.

A la figure (III-16) on a représenté la réponse de la machine monophasée pour une inversion de vitesse de référence de  $\pm 100$  rad/s, nous constatons que la vitesse suit la référence avec un temps de réponse relativement court. Le temps de réponse de la machine dépend des paramètres du régulateur (PI).

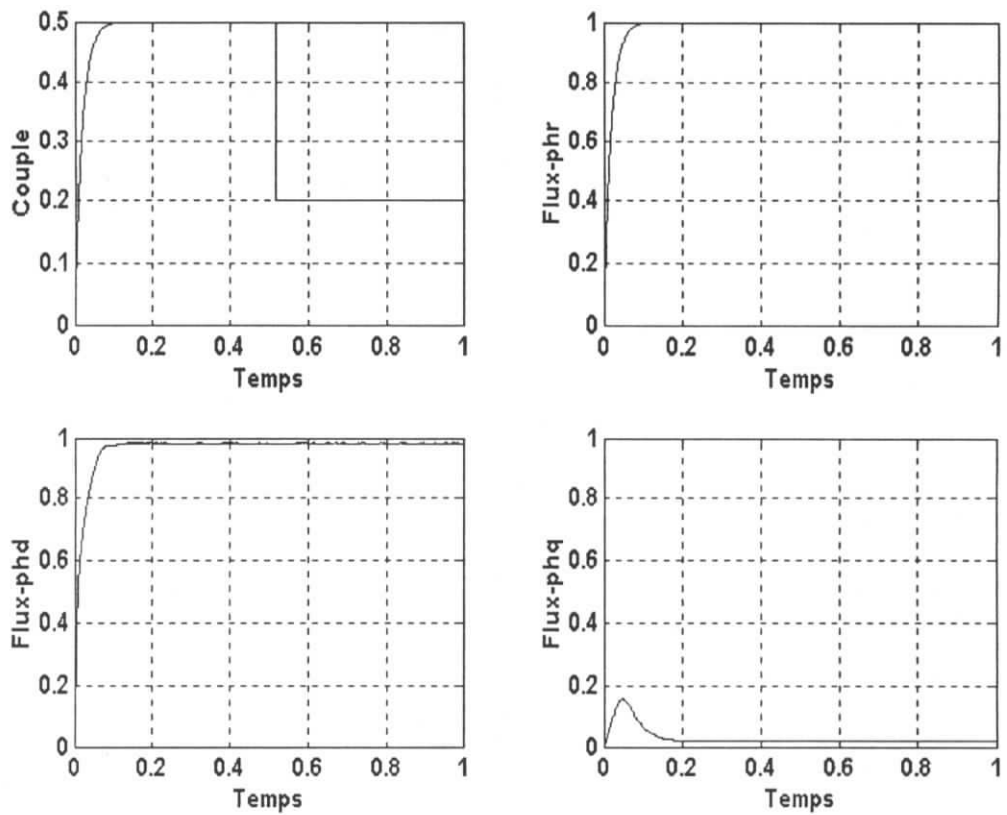


Figure (III-11) : Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte (machine alimentée en courant).

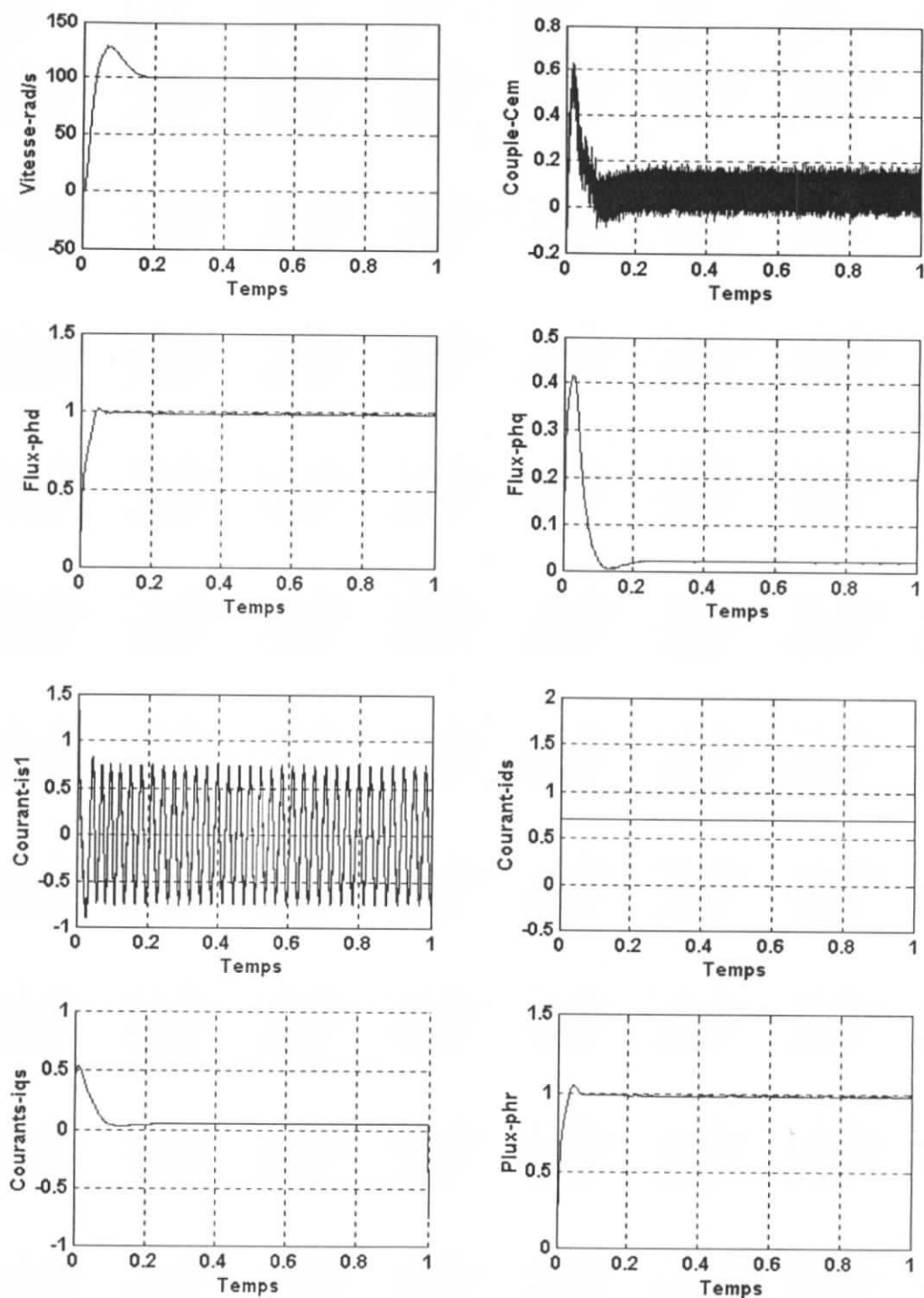


Figure (III-12) : Commande vectorielle de la MASM à vide (sans filtre)

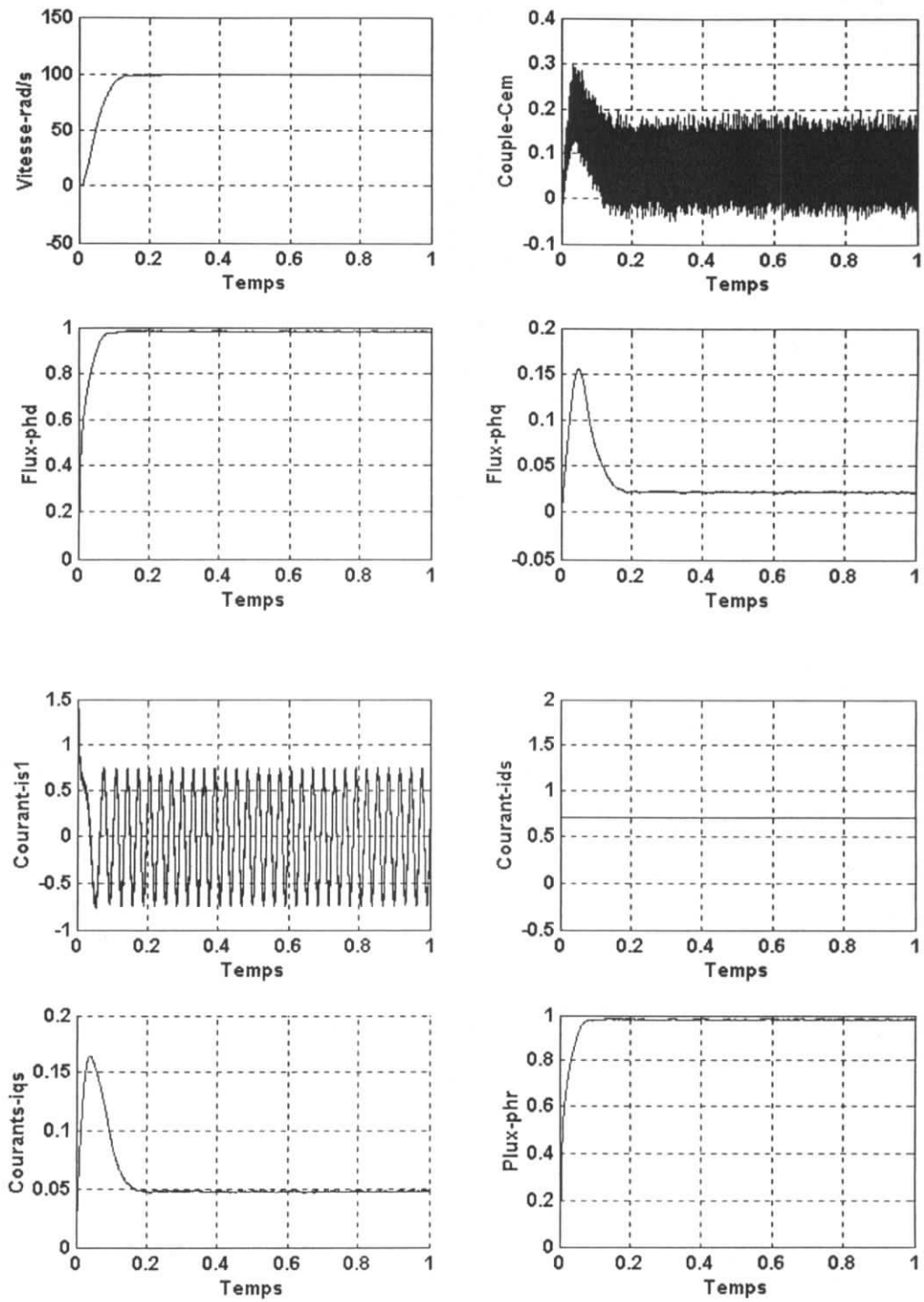


Figure (III-13) : Commande vectorielle de la MASM à vide (avec filtre)

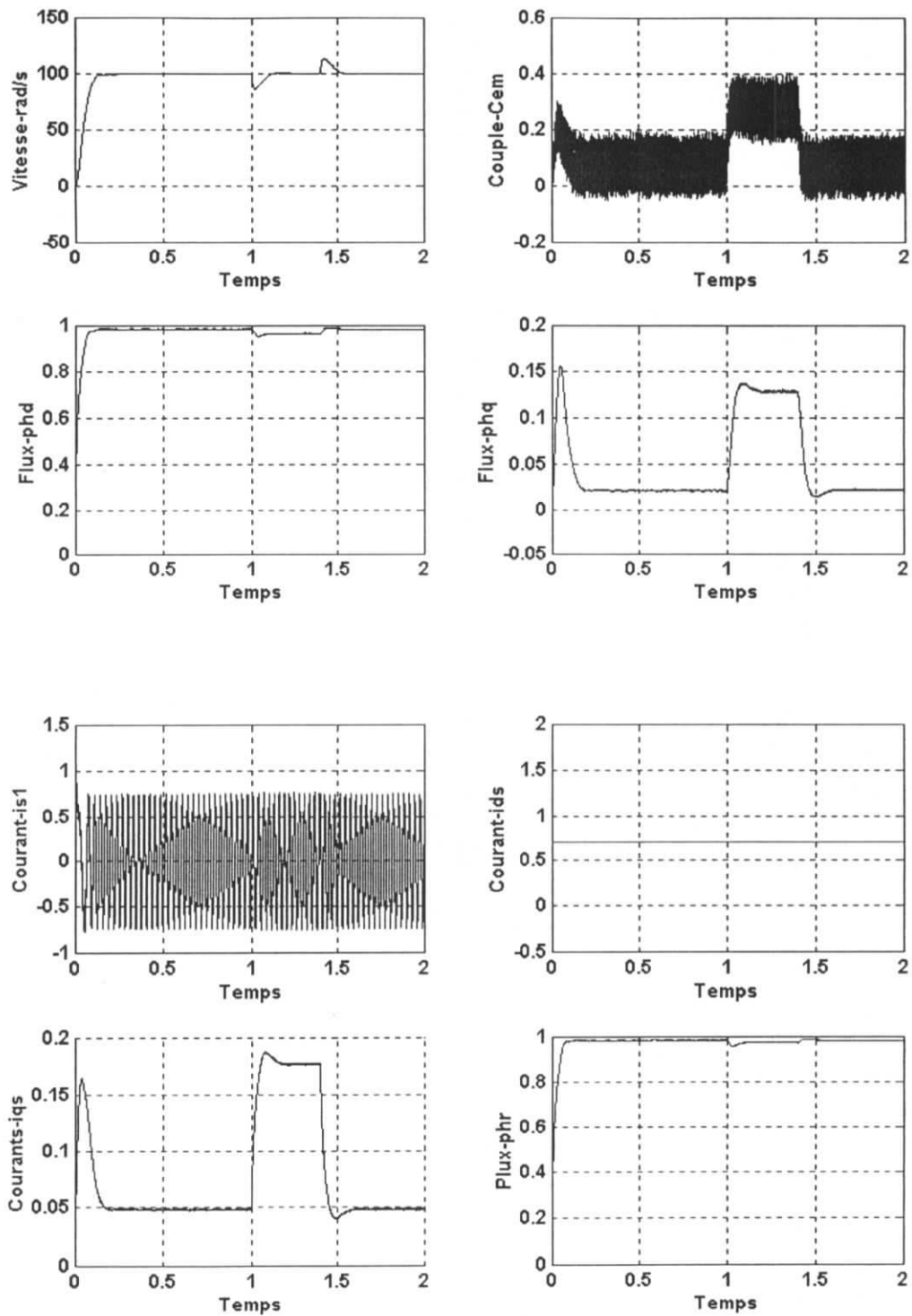


Figure (III-14) : Commande vectorielle de la MASM avec application d'une charge nominale entre  $t=1s$  et  $t=1.4s$ .

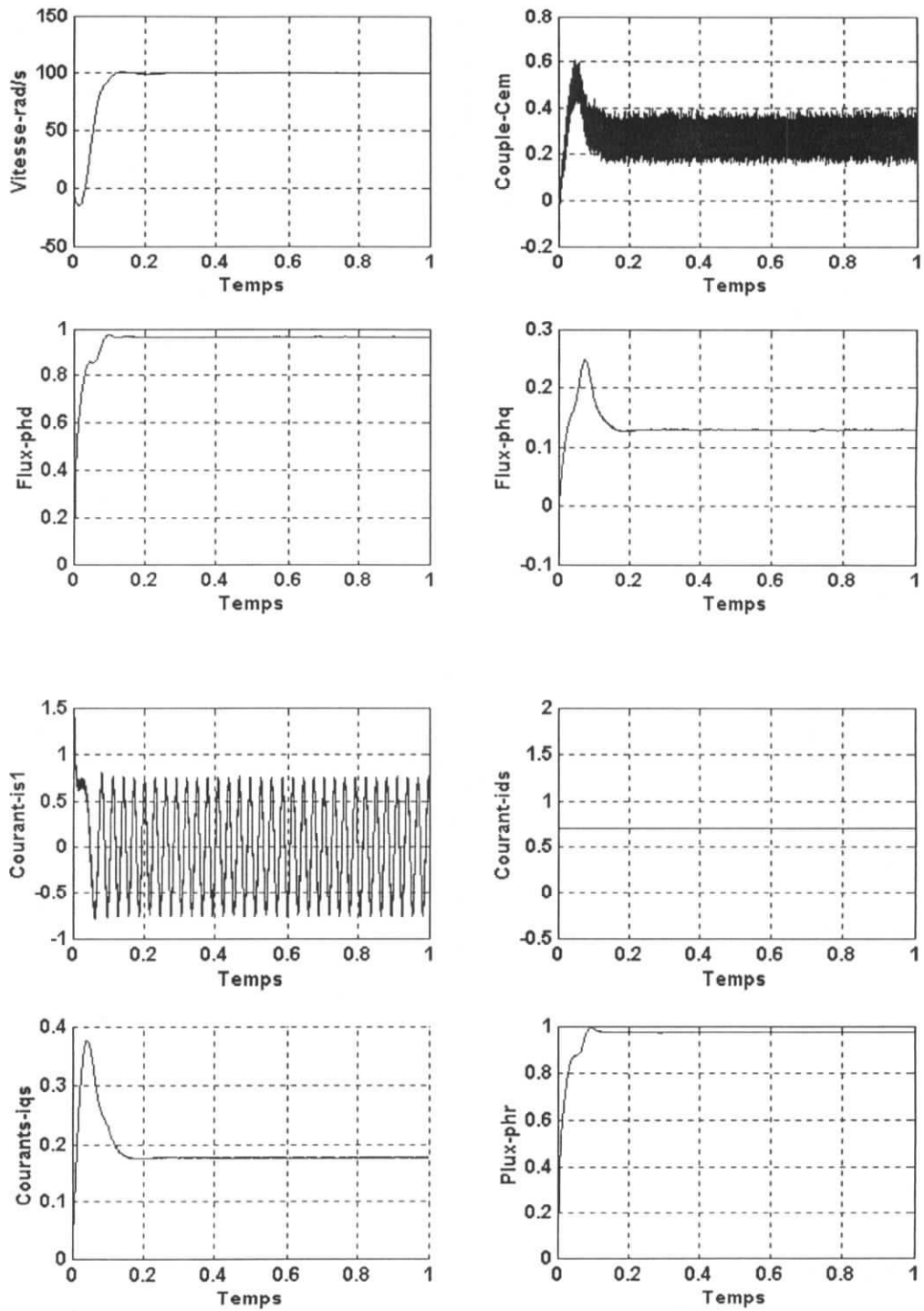


Figure (III-15) : Commande vectorielle de la MASM avec un démarrage en charge nominale.



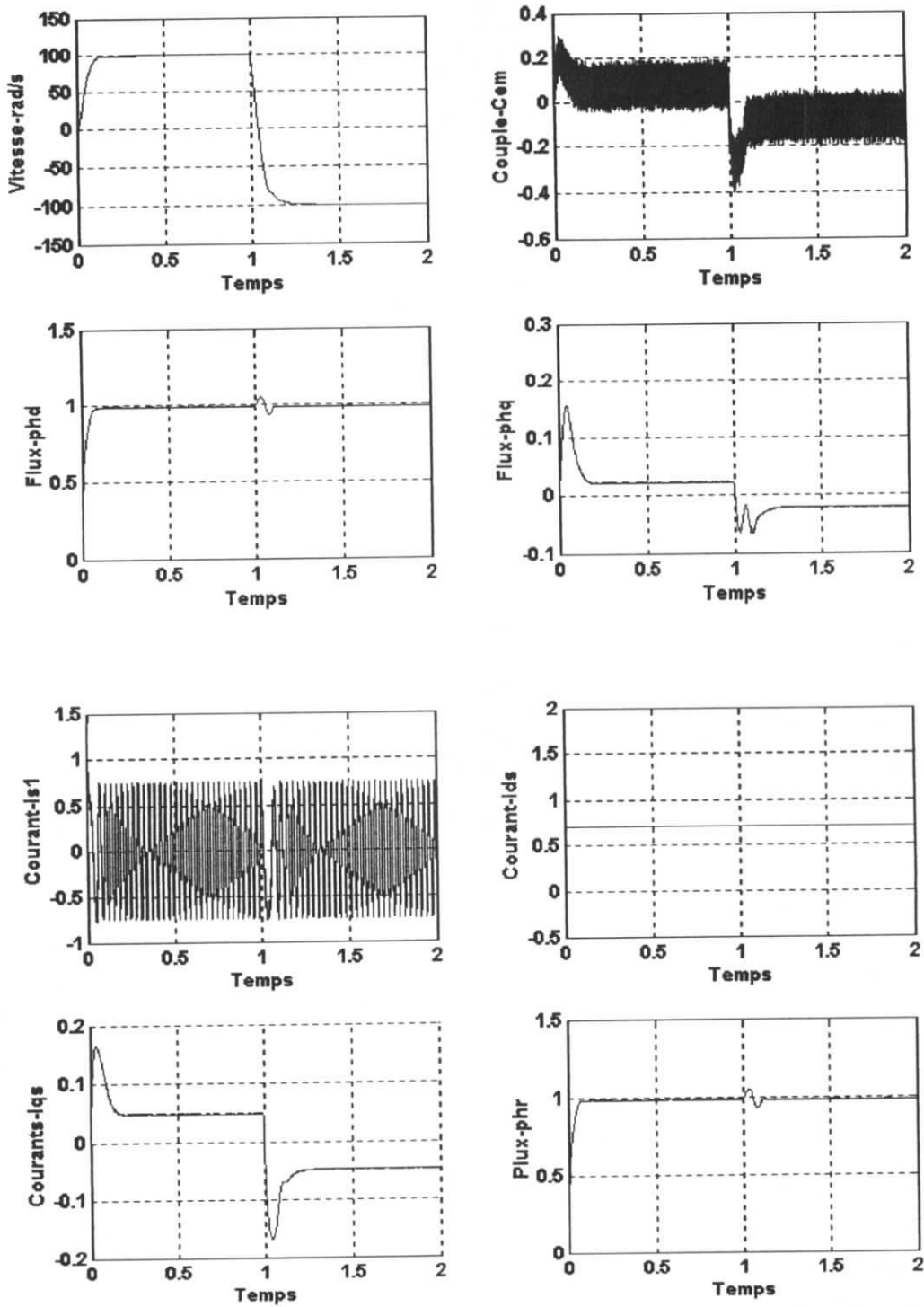


Figure (III-16) : Commande vectorielle de la MASM avec inversion de sens de rotation.

## Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande indirecte. Une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique.

Grâce à cette technique, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone. Il faut signaler aussi que le régulateur *PI* permet de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence.

## *Chapitre IV*

*Commande par retour d'état de la MAS*

*Monophasée*

## IV.1 INTRODUCTION

Dans la commande des systèmes dynamiques, il est établi depuis fort longtemps que la technique de contre-réaction est un outil indispensable. Son utilisation entre dans le cadre de la stabilisation des processus en boucle ouverte et aussi dans la mise au point de dispositifs capables d'améliorer les performances des systèmes considérés. En effet, cette technique va introduire un changement dans l'emplacement des pôles du système et entraîne ainsi une modification dans la dynamique global du système à régler (temps de réponse, dépassement, etc.) [Astrom 91], [Buhler 88].

La méthode de placement des pôles permet d'imposer les pôles en boucle fermée dans un endroit désiré dans le plan des pôles. Ce placement des pôles en particulier va fixer certaines performances pour le système, mais sans tenir compte de l'énergie nécessaire à mettre en œuvre lors de la réalisation physique [Friedland 72].

A l'heure actuelle, les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique. Ces techniques, qui évoluent continuellement d'une façon vertigineuse, permettent d'aboutir à des processus industriels de très haute qualité [Buhler 87], [Dote 88], [Sen 90].

Ce chapitre est consacré en premier lieu à des applications de la commande par retour d'état (avec un dimensionnement pseudo continu) sur une machine asynchrone alimentée en tension commandée par orientation du flux rotorique.

## IV.2 Réglage par Retour d'Etat

Le problème est défini lorsqu'on spécifie le processus, le critère à optimiser et la commande adoptée.

### IV.2.1 Equation d'Etat du Système Continu

Soit le système dynamique linéaire d'ordre  $n$ , sur lequel agit le vecteur de commande  $u$ , le vecteur de perturbation  $v$ , et qui possède un vecteur de sortie  $y$  et un vecteur d'état  $x$ , régit par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s u(t) + B_v v(t) \\ y(t) = C_s^t x_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

$A$  ( $n \times n$ ) : représente la matrice de dynamique du système,  $B$  ( $n \times m$ ) : matrice des entrées de commande,  $B_v$  ( $n \times r$ ) : vecteur de perturbation extérieures,  $C$  ( $n \times p$ ) : matrice d'observation.

### IV.2.2 Equation du Régulateur Intégrateur

Pour annuler l'écart de réglage en régime établi, il est nécessaire d'introduire un régulateur intégrateur décrit par l'équation suivante :

$$x_r[k+1] = x_r[k] + w[k] - y[k] \quad w[k] : \text{vecteur de consigne.} \quad (IV-2)$$

### IV.2.3 Structure Générale du Réglage d'Etat

Le réglage par retour d'état adopté est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique d'intégral définie par [Buhler86] :

$$I = e'[n]Q_e e[n] + x_r'[n]Q_r x_r[n] + \sum_{k=0}^{n-1} (e'[k]Q_e e[k] + x_r'[k] + u'[k]Ru[k])$$

Avec :  $e[k] = w[k] - y[k]$  (IV-3)

Les matrices  $Q_e$ ,  $Q_r$  et  $R$  sont des matrices de pondération respectivement pour l'écart du réglage  $e[k]$  le vecteur d'état du régulateur  $x_r[k]$ , et la commande  $u[k]$ . Ces matrices sont des matrices carrées, symétriques et définies positives.

La minimisation du critère d'intégrale, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, permet d'obtenir la loi de commande suivante :

$$u[k] = -k'_s x_s[k] + k_r x_r[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (IV-4)$$

La présence d'un retour d'état est particulièrement intéressante pour le concepteur qui se trouve ainsi ramené, en quelque sorte, à une structure comparable aux traditionnelles 'boucle fermée' des régulateur classiques. L'avantage de ces compensations en réaction et bien sûr de permettre de tenir compte en permanence de l'état du système physique.

La loi de commande définie par l'équation (IV-4) nous permet d'élaborer la structure optimale pour un système monovarié comme le montre la figure (IV-1) [Buhler 86] :

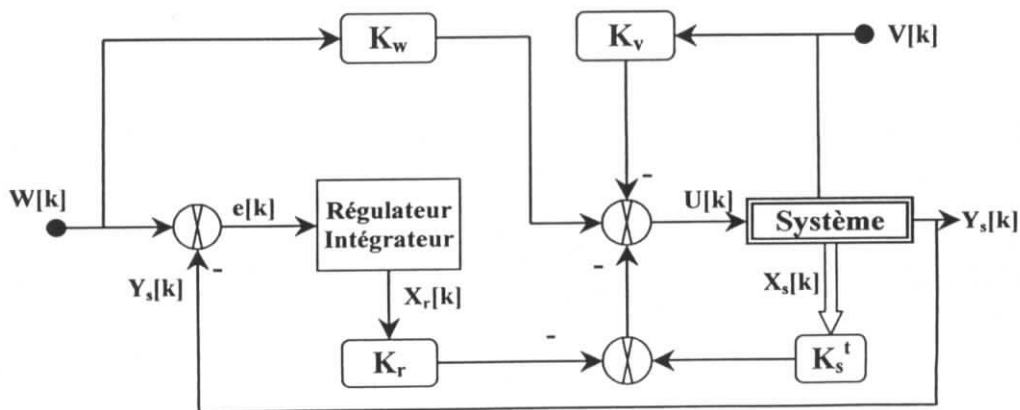


Figure. (IV-1) : Structure optimal de réglage.

#### IV.2.4 Equations du Réglage

Le modèle mathématique du système monovarié à régler est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s u(t) + B_{sv} v(t) \\ y(t) = C_s' x_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV-5})$$

Sachant que le régulateur intégrateur est régi par l'équation d'état suivante :

$$x_r[k+1] = x_r[k] + w[k] - y[k] \quad (\text{IV-6})$$

En introduisant le vecteur d'état global :

$$X = \begin{pmatrix} x_s \\ x_r \end{pmatrix}$$

Les équations d'état du système global deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_w w(t) + B_v v(t) \\ y_s(t) = C' x(t) \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

Avec :  $A = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ -C_s' & 1 \end{pmatrix}$ ;  $B = \begin{pmatrix} B_s \\ 0 \end{pmatrix}$ ;  $B_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ ;  $B_v = \begin{pmatrix} B_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$ ;  $C' = \begin{pmatrix} C_s' & 0 \end{pmatrix}$

Compte tenu de ce qui précède la loi de commande devient :

$$u(t) = -k' x(t) + k_w w(t) - k_v v(t) \quad (\text{IV-8})$$

$$\text{Avec } k' = \begin{bmatrix} k_s' & -k_r \end{bmatrix}$$

Connaissant la loi de commande, l'équation d'état du système global fermé s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_G x(t) + B_{Gw} w(t) + B_{Gv} v(t) \\ y_s(t) = C' x(t) \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

Avec :

$$\begin{aligned} A_G &= A - Bk' \\ B_{Gw} &= B_w + Bk_w \\ B_{Gv} &= B_v - Bk_v \end{aligned}$$

### IV.2.5 Détermination des Coefficients du Réglage d'Etat

De l'expression de la commande, il apparaît clairement que le réglage n'est assuré qu'une fois les coefficients de réglage ( $k^t$ ,  $k_w$ ,  $k_v$ ) sont déterminés.

#### IV.2.5.1 Coefficients de la contre réactions d'état ( $k^t$ )

Le calcul des coefficients de la contre réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage qui nécessite la détermination de la matrice de transformation linéaire T selon l'algorithme suivant [Buhler 86] :

Soit  $T=S^{-1}$  tel que S est une matrice singulier, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes  $S_i$ ;  $i=1, \dots, n=n_s+1$  comme suit :

$$\begin{aligned} S_n &= B \\ S_{i-1} &= AS_i + a_{i-1}S_n ; \quad i=1, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (IV-10)$$

Ou les  $a_i$  sont les coefficients de l'équation caractéristique du système global en boucle ouverte :

$$\det(pI - A) = \sum_{i=0}^n a_i p^i ; \quad a_n = 1. \quad (IV-11)$$

Les coefficient de la contre réaction d'état sont donnees par :

$$K^t = k_r^t T \quad \text{ou} \quad k_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} ; \quad i=1, \dots, n \quad (IV-12)$$

La détermination de  $k^t$  nécessite une assignation des pôles de manière à déterminer les coefficients  $\alpha_i$  désires. Il faut noter que le choix des pôles dépend du comportement dynamique de l'équation caractéristique du système global en boucle fermée :

$$P(p) = \prod_{i=1}^n (p - a_i) = \sum_{i=0}^n \alpha_i p^i ; \quad \alpha_n = 1 \quad (IV-13)$$

A noter que, si le système est d'ordre  $n \leq 4$ , il est possible de développer analytiquement le déterminant, on obtient ainsi le polynôme caractéristique en fonction des coefficients de la contre réaction d'état. En identifiant les coefficient de ce polynôme avec les coefficients du polynôme, on peut trouver facilement les coefficients de la contre réaction d'état.

#### IV.2.5.2 Coefficients de l'Intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation

La détermination du coefficient  $k_w$  de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise la méthode de compensation d'un pole du système en boucle fermée [Buhler 86], donc :

$$k_w = \frac{k_r}{1 - a_i} \quad \text{Ou} \quad a_i : \text{étant le pole à compenser.} \quad (IV-14)$$

Par contre, pour le coefficient  $k_v$  de l'intervention directe du vecteur de perturbation, nous avons utilisé la méthode imposant l'état du régulateur intégrateur nulle en régime établi [Buhler 86], ce qui aboutit à :

$$k_v = \frac{C_s'(1 - A_s + B_s k_s')^{-1} B_{sv}}{C_s'(1 - A_s + B_s k_s')^{-1} B_s} \quad (IV-15)$$

### IV.2.6 Commande en vitesse de la MAS monophasée

La stratégie de commande choisie consiste à maintenir le flux  $\Phi_r^*$  constant et de contrôler la vitesse de la MASM au moyen de la tension  $V_{qs}^*$  appliquée à l'axe (q).

La figure (IV-2) donne un schéma global de la commande de vitesse proposée pour le moteur asynchrone. Le seul capteur utilisé dans la commande est un capteur de vitesse (génératrice tachémétrique).

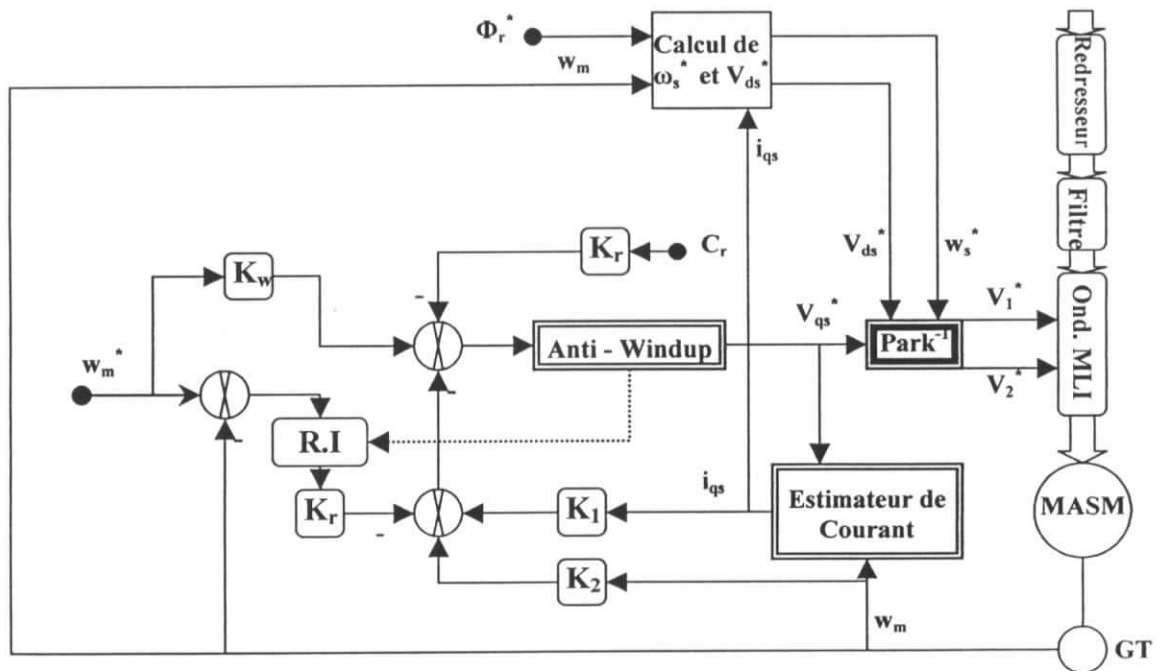


Figure. (IV-2) : Schéma bloc de la commande en vitesse par retour d'état d'une MAS monophasée

Estimation du courant  $i_{qs}$  :

$$i_{qs}(t+1) = i_{qs}(t) + \frac{T_e}{\sigma L_s} \left( V_{qs}^*(t) - R_{eq} i_{qs}(t) - \frac{L_s \Phi_r^*}{M} \omega(t) \right) \quad (IV-16)$$



Calcul de  $V_{ds}^*$  et  $w_s$  :

$$\begin{aligned}\omega_s^*(t) &= \omega(t) + \frac{MR_r}{L_r\Phi_r^*} i_{qs}(t) \\ V_{ds}^* &= \frac{R_s}{M} \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s(t) i_{qs}(t)\end{aligned}\quad (IV-17)$$

Bloc de limitation (système anti-windup) :

Lorsqu'on dimensionne le réglage pour un comportement dynamique déterminé, on doit aussi prendre garde à la valeur maximale que peut prendre le courant  $i_{qs}$ . En effet, le courant  $i_{qs}$  peut être réduit par action sur l'emplacement des pôles dans le plans S en faisant décalé les pôles vers l'origine tout en gardant un amortissement relatif optimal. Cette méthode, malheureusement, est très lente lors de la variation de la consigne. En outre, l'impact de la perturbation est très important. Ce qui nous a obligé à introduire un dispositif de limitation pour le courant  $i_{qs}$  et la tension  $v_{qs}$  réalisé comme suit [Azzi 95], [Robyns 90] :

$$\begin{aligned}\left| V_{qs}[k] - \omega_m[k] \frac{L_s \Phi_r^*}{M} \right| &\leq R_s i_{qs}^{\max} \quad \text{avec} \quad |i_{qs}^{\max}| \leq \frac{L_r C_{em}^{\max}}{pM\Phi_r^*} \\ \text{et} \quad |V_{qs}[k]| &\leq V_{qs}^{\max} \\ \text{où} \quad V_{qs}^{\max} &= \sqrt{2.220} \quad \text{et} \quad C_{em}^{\max} = 3C_{em}^{\text{no min al}}\end{aligned}\quad (IV-18)$$

La correction de la composante intégrale donne :

$$x_r[k+1] = x_r[k] + \frac{V_{qs}^*(k) - V_{qs}(k)}{k_w} \quad (IV-19)$$

#### IV.2.6.1 Synthèse du régulateur d'état

En toute rigueur, les régulateur digitaux doivent être synthétisés par les méthodes appropriées tenant compte du caractère échantillonné du système à régler. Cependant, sous certaines conditions, un traitement approximatif du réglage d'état à l'aide d'un système pseudo continu est possible [Buhler 88], [Shieh 87].

En effet, le modèle linéaire après orientation du champ est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_s R_r}{L_r} \right) & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M} \\ \frac{M\Phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{F}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{pmatrix} V_{qs} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix} C_r \\ y_s = w \end{cases} \quad (IV-20)$$

L'application numérique au moteur considéré donne :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -375.5482 & -5910.1654 \\ 27485.38 & -6.358 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1.8275 \\ 0 \end{pmatrix} V_{qs} + \begin{pmatrix} 0 \\ -16666.66 \end{pmatrix} C_r \\ y_s = w \end{cases} \quad (\text{IV-21})$$

Ce système possède deux pôles en boucle ouverte :

$$S_1 = -375.54 \quad \text{et} \quad S_2 = -6.36$$

Le régulateur intégrateur est représenté par l'équation :

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i} (w - C_s' x_s) = \frac{1}{T_i} (w^* - w) \quad (\text{IV-22})$$

$T_i$  : la constante d'intégration.

La commande est donnée par :

$$V_{qs} = k_w w^* + k_r x_r - k_v C_r - k_1 i_{qs} - k_2 w \quad (\text{IV-23})$$

L'équation d'état du système global fermé est :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \\ x_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} - \frac{k_1}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M} - \frac{k_2}{\sigma L_s} & \frac{K_R}{\sigma L_s} \\ \frac{M\Phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{F}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k_w}{\sigma L_s} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} w^* + \begin{pmatrix} -\frac{k_v}{\sigma L_s} \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{pmatrix} C_r \quad (\text{IV-24})$$

Avec :  $R_{eq} = R_s + L_s R_r / L_r$  (résistance équivalente)

L'équation caractéristique du système global en boucle fermée :

$$S^3 + \left( \frac{1}{\sigma L_s} (R_{eq} + K_1) + \frac{f}{J} \right) S^2 + \left( \frac{f}{J \sigma L_s} (R_{eq} + K_1) + \frac{M\Phi_r^* p^2}{L_r J} \left( \frac{\Phi_r^*}{\sigma M} + \frac{K_2}{\sigma L_s} \right) \right) S + \frac{M\Phi_r^* p^2 K_r}{\sigma L_r J L_s T_i} = 0 \quad (\text{IV-25})$$

D'autre part, cette équation peut être écrite sous la forme :

$$S^3 + \alpha_2 S^2 + \alpha_1 S + \alpha_0 = 0 \quad (\text{IV-26})$$

Sans faire appel à la forme canonique de réglage, il suffit de faire l'identification entre les deux équations caractéristiques (IV-25) et (IV-26), ce qui conduit à :

$$\begin{cases} K_r = \alpha_0 \frac{L_r J \sigma L_s T_i}{M \Phi_r^* p^2} \\ K_1 = \left( \alpha_2 - \frac{f}{J} \right) \sigma L_s - R_{eq} \\ K_2 = \left( \alpha_1 - \frac{f}{J \sigma L_s} (R_{eq} + K_1) \right) \frac{J \sigma L_s L_r}{M \Phi_r^* p^2} - \frac{L_s}{M} \Phi_r^* \end{cases} \quad (IV-27)$$

Afin de garantir un comportement stable, il est indispensable que les trois pôles à imposer possèdent une valeur réelle négative. Par ailleurs, il est judicieux de choisir deux pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle, et l'autre un pôle réel sur la même verticale pour assurer un amortissement relatif optimal figure (IV.3) d'où :

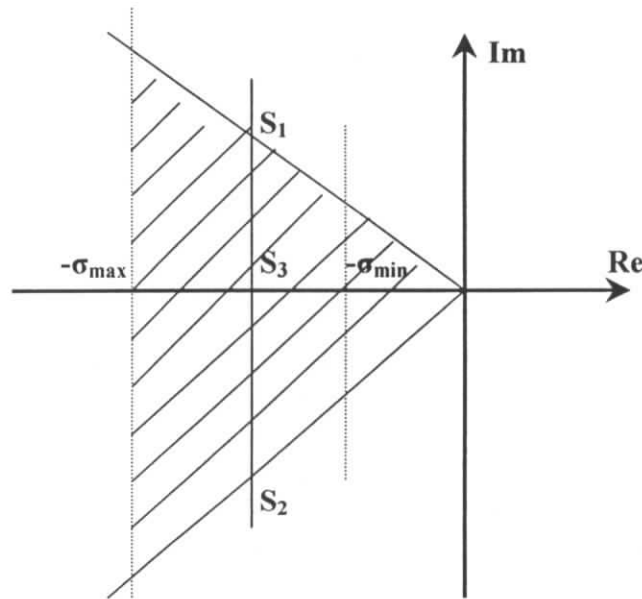


Figure. (IV-3) : Domaine du placement des pôles dans le plan S

$$S_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad \text{et} \quad S_3 = -\rho \quad \text{avec} \quad \rho \geq \rho_{\min}$$

En utilisant le théorème de Viète donné par [Buhler 88] :

$$\begin{aligned} \alpha_{n-1} &= -(S_1 + S_2 + \dots + S_n) \\ \alpha_{n-1} &= S_1 S_2 + \dots + S_{n-1} S_n \\ &\dots\dots\dots \\ \alpha_0 &= (-1)^n S_1 S_2 \dots S_n \end{aligned} \quad (IV-28)$$

Dans notre cas, on aura :  $\alpha_2 = 3\rho$ ;  $\alpha_1 = 4\rho^2$ ;  $\alpha_0 = 2\rho^3$   
 $K_w$  est choisi de façon à compenser un pôle réel du système global fermé tel que :

$$K_w = -\frac{K_r}{S_i T_i} \quad \text{avec} \quad S_i = -\rho \quad : \text{Le pôle à compenser}$$

$$K_w = \frac{K_r}{\rho T_i} \quad (\text{IV-29})$$

En exigeant que la grandeur d'état du régulateur intégrateur soit nulle en régime établi,  $K_v$  s'exprime par :

$$K_v = -\frac{L_r (K_1 + R_{eq})}{pM\Phi_r^*} \quad (\text{IV-30})$$

## SIMULATION ET INTERPRETATION

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation du réglage d'état appliqué à la machine asynchrone monophasée dans le cas d'une alimentation idéale et dans le cas d'une alimentation avec onduleur (avec  $\rho = 300$  et  $T_i = 0.1$ ).

On a simulé le démarrage à vide de la machine asynchrone monophasée avec une vitesse de référence 100rad/s, un couple résistant nominal est appliqué, en suite une inversion de sens de rotation.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le réglage par retour d'état appliqué au moteur asynchrone monophasé présente des performances très satisfaisantes aussi bien lors d'une variation de consigne que celle d'une perturbation.

Nous remarquons que l'orientation du flux  $\Phi_r$  selon l'axe 'd' est conservée et le découplage est total entre le flux et le couple électromagnétique.

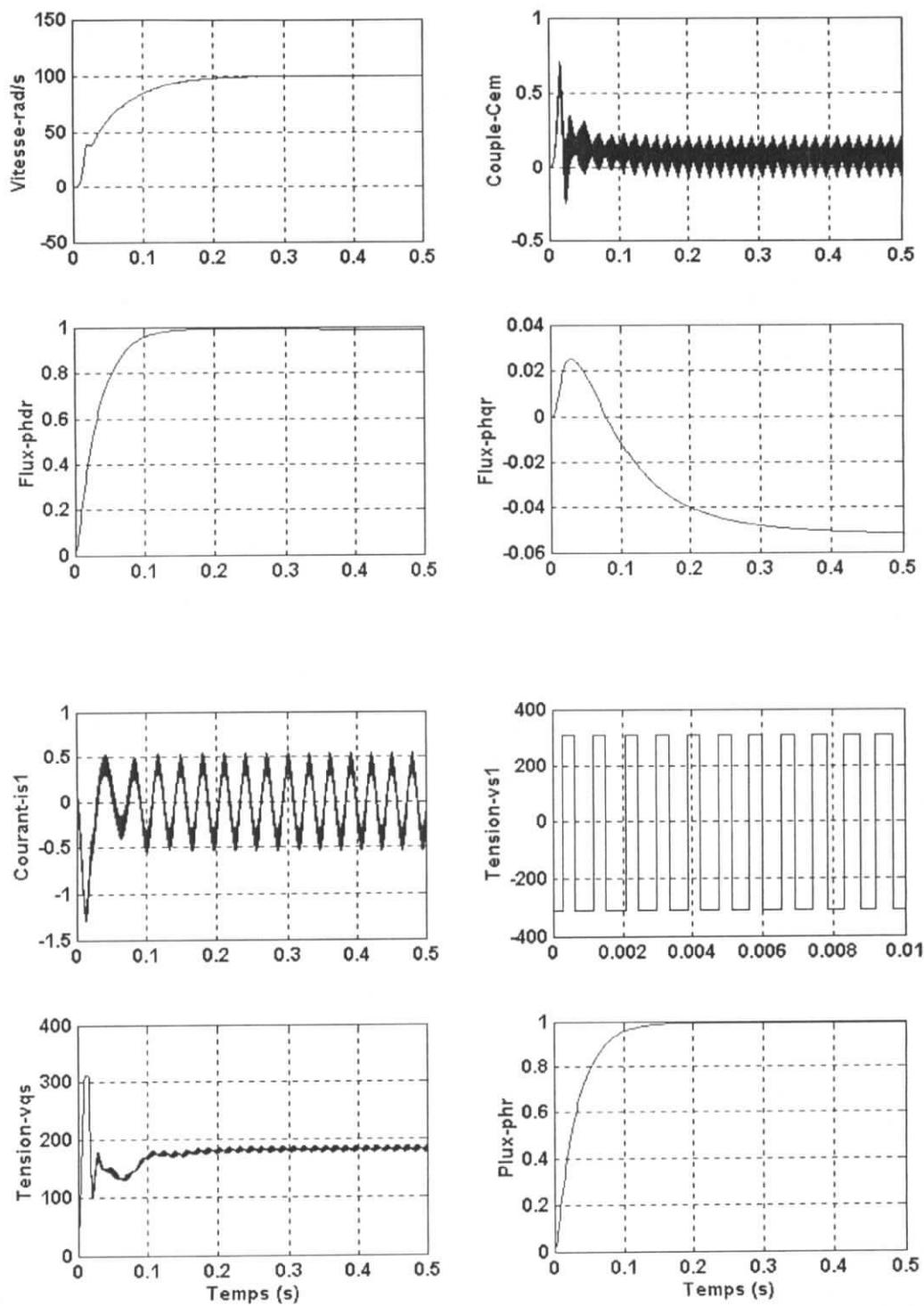


Figure. (IV-4) : Réglage de la vitesse par retour d'état à vide (cas d'alimentation avec onduleur)

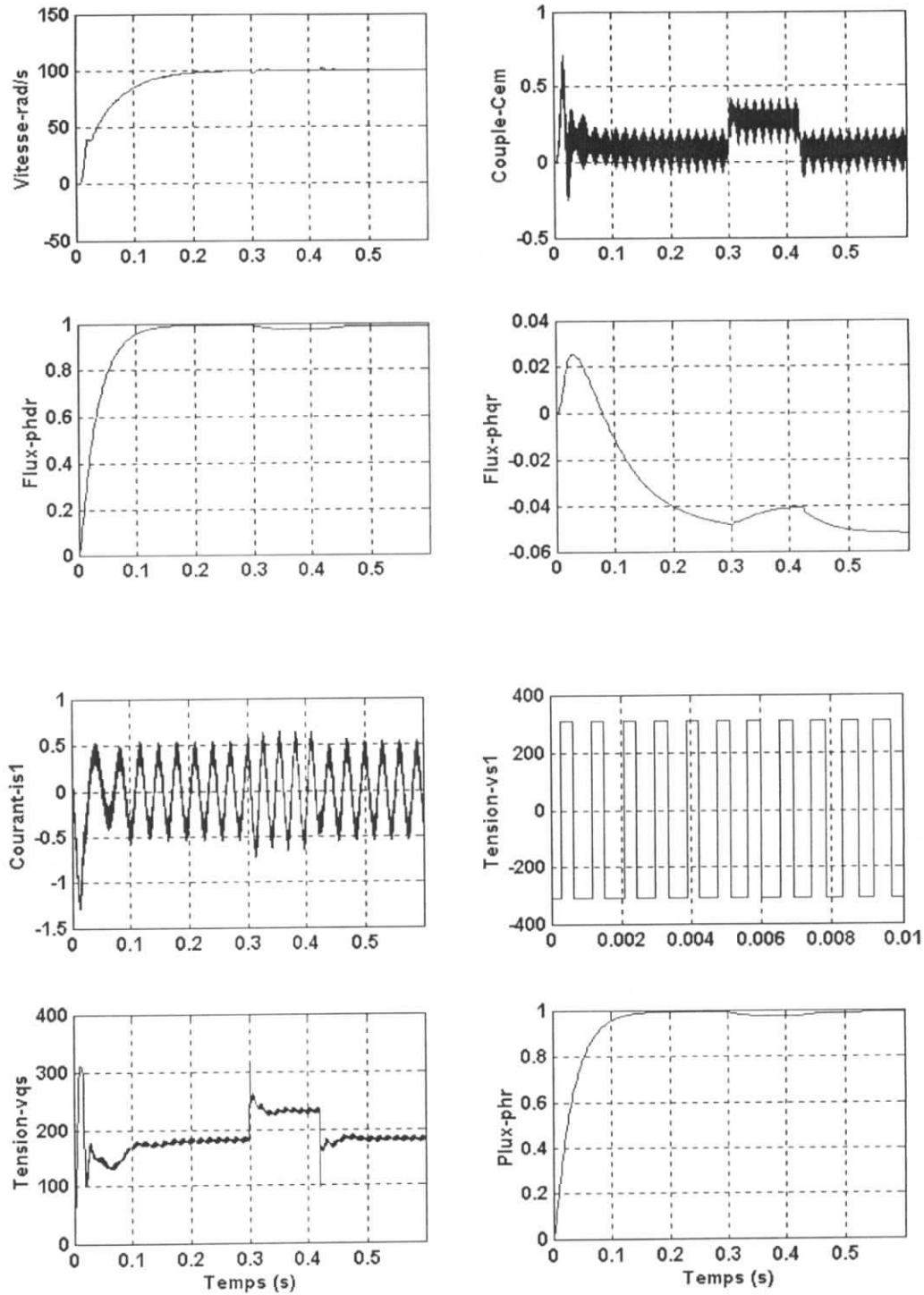


Figure. (IV-5) : Réglage de la vitesse par retour d'état en charge (cas d'alimentation avec onduleur)

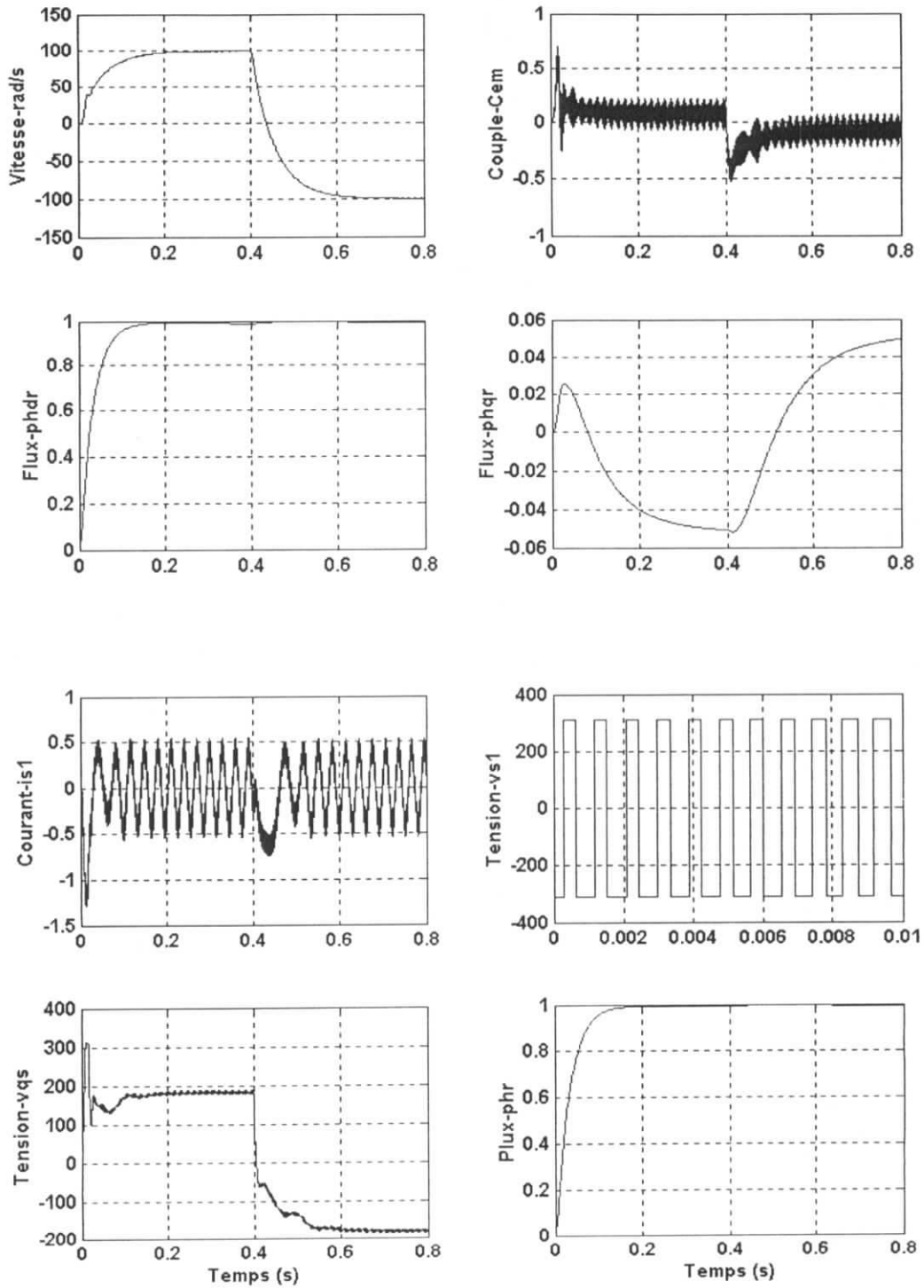


Figure. (IV-6) : Réglage de la vitesse par retour d'état avec inversion de sens de rotation (cas d'alimentation avec onduleur)

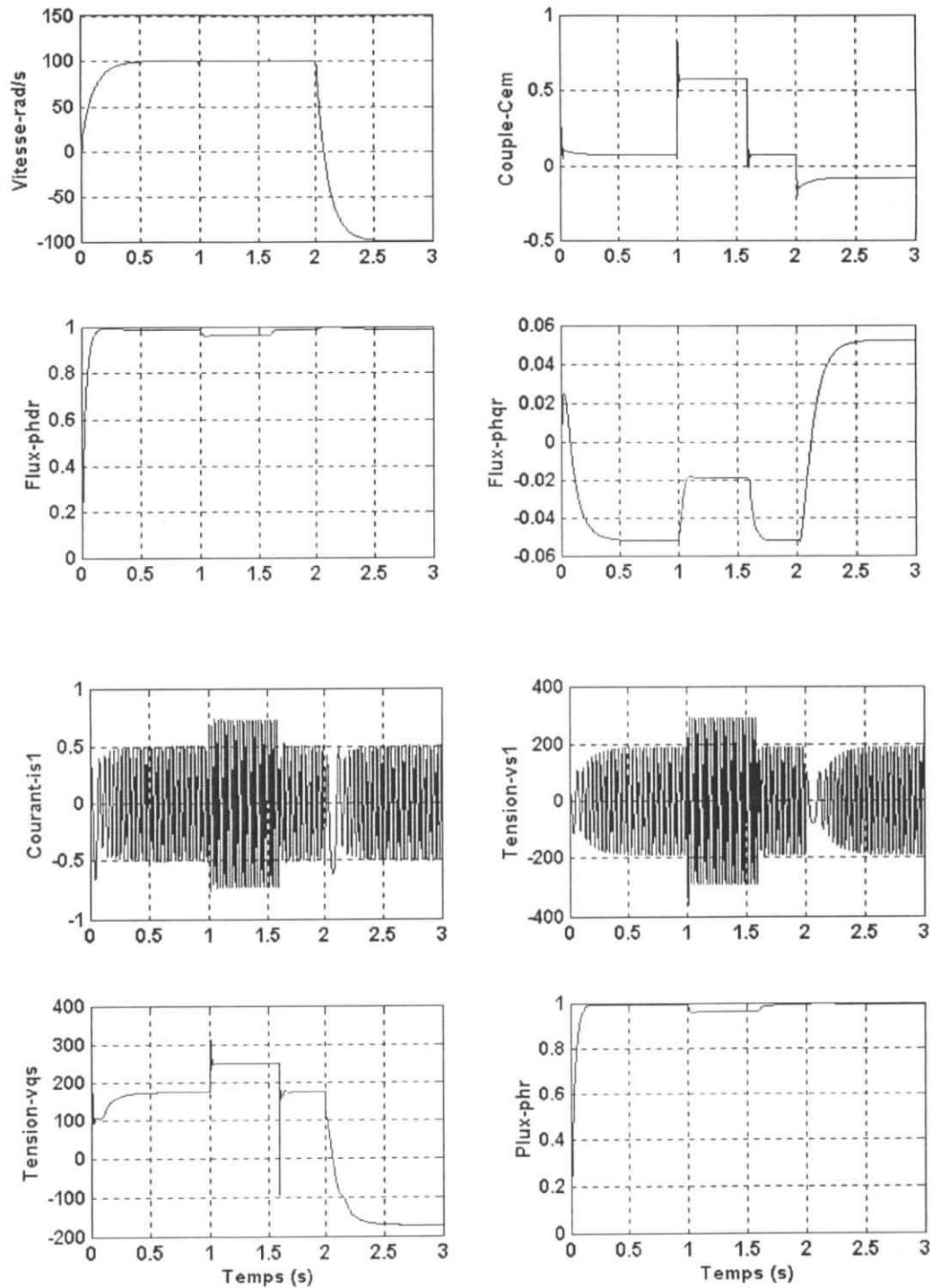


Figure. (IV-7) : Réglage de la vitesse par retour d'état en charge et avec inversion de sens de rotation (cas d'alimentation sans onduleur)



## CONCLUSION

La commande classique par un régulateur PI est beaucoup plus simple à mettre en œuvre alors la commande par retour d'état nécessite plusieurs essais pour trouver le meilleur emplacement des pôles, sans qu'il y ait tout fois unicité de la solution.

Concernant le découplage nous avons obtenu de meilleurs résultats avec la commande par retour d'état à placement de pôles, on constate que le découplage entre le flux et le couple est assuré.

Le réglage d'état permet d'atteindre théoriquement des vitesses extrêmement rapides exigeant un appel de puissance très élevé, ce qui nous oblige à limiter le courant. Cette limitation va imposer sa dynamique.

## *Chapitre V*

# *Théorie des Réseaux de Neurones*

## V.1 INTRODUCTION

L'étude des réseaux de neurones date des années 40. Ces réseaux sont des assemblages fortement connectés des neurones.

Les premiers à proposer un modèle sont deux bio-physiciens de Chicago, McCulloch et Pitts, qui inventent en 1943 le premier neurone formel qui portera leurs noms (neurone de McCulloch-Pitts).

Quelques années plus tard, en 1949, Hebb propose une formulation du mécanisme d'apprentissage, sous la forme d'une règle de modification des connexions synaptiques (règle de Hebb). Cette règle, basée sur des données biologiques, modélise le fait que si des neurones, de part et d'autre d'une synapse, sont activés de façon synchrone et répétée, la force de la connexion synaptique va aller croissant.

Le premier réseau de neurones artificiels apparaît en 1958, grâce aux travaux de Rosenblatt qui conçoit le fameux Perceptron. Le Perceptron est inspiré du système visuel (en terme d'architecture neuro-biologique) et possède une couche de neurones d'entrée ("perceptive") ainsi qu'une couche de neurones de sortie ("décisionnelle"). Ce réseau parvient à apprendre à identifier des formes simples et à calculer certaines fonctions logiques. Il constitue donc le premier système artificiel présentant une faculté jusque là réservée aux êtres vivants : la capacité d'apprendre par l'expérience.

Malgré tout l'enthousiasme que soulève le travail de Rosenblatt dans le début des années 60, la fin de cette décennie sera marquée en 1969, par une critique violente du Perceptron par Minsky et Papert. Ils montrent dans un livre (« Perceptrons ») toutes les limites de ce modèle, et soulèvent particulièrement l'incapacité du Perceptron à résoudre les problèmes non linéairement séparables, tels que le célèbre problème du XOR (OU exclusif). Il s'en suivra alors, face à la déception, une période noire d'une quinzaine d'années dans le domaine des réseaux de neurones artificiels.

Il faudra attendre le début des années 80 et le génie de Hopfield pour que l'intérêt pour ce domaine soit de nouveau présent. En effet, Hopfield démontre en 1982 tout l'intérêt d'utiliser des réseaux récurrents (dits "feed-back") pour la compréhension et la modélisation des processus mnésiques. Les réseaux récurrents constituent alors la deuxième grande classe de réseaux de neurones, avec les réseaux type perceptron (dits "feed-forward").

En parallèle des travaux de Hopfield, Werbos conçoit son algorithme de rétro propagation de l'erreur, qui offre un mécanisme d'apprentissage pour les réseaux multi-couches de type Perceptron (appelés MLP pour Multi-layer Perceptron), fournissant ainsi un moyen simple d'entraîner les neurones des couches cachées. Cet algorithme de "back-propagation" ne sera pourtant popularisé qu'en 1986 par Rumelhart.

## V.2 NEURONE BIOLOGIQUE

### V.2.1 Structure d'un neurone

On pense que le système nerveux compte plus de 1000 milliards de neurones interconnectés. Bien que les neurones ne soient pas tous identiques, leur forme et certaines caractéristiques permettent de les répartir en quelques grandes classes. En effet, il est aussi important de savoir, que les neurones n'ont pas tous un comportement similaire en fonction de leur position dans le cerveau. Avant de rentrer plus en avant dans les détails, examinons un neurone.

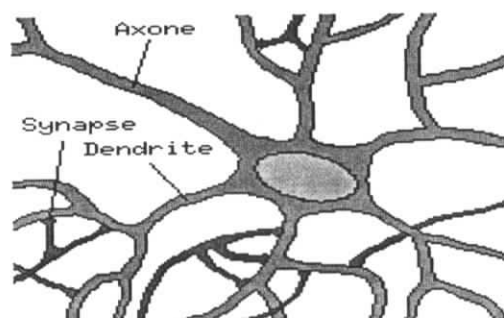


Figure. (V-1) : Neurone biologique

On peut le décomposer en quatre régions principales:

#### Le corps cellulaire :

Il contient le noyau du neurone ainsi que la machine biochimique nécessaire à la synthèse des enzymes. Ce corps cellulaire de forme sphérique ou pyramidale contient aussi les autres molécules essentielles à la vie de la cellule. Sa taille est de quelques microns de diamètre.

#### Les dendrites :

Ce sont de fines extensions tubulaires qui se ramifient autour du neurone et forment une sorte de vaste arborescence. Les signaux envoyés au neurone sont captés par les dendrites. Leur taille est de quelques dizaines de microns de longueur.

#### L'axone:

C'est le long de l'axone que les signaux partent du neurone. Contrairement aux dendrites qui se ramifient autour du neurone, l'axone est plus long et se ramifie à son extrémité ou il se connecte aux dendrites des autres neurones. Sa taille peut varier entre quelques millimètres à plusieurs mètres.

### Synapse :

Une synapse est une jonction entre deux neurones, et généralement entre l'axone d'un neurone et un dendrite d'un autre neurone (mais il existe aussi des synapses axo-axonaux par exemple). Voici le schéma d'une synapse:

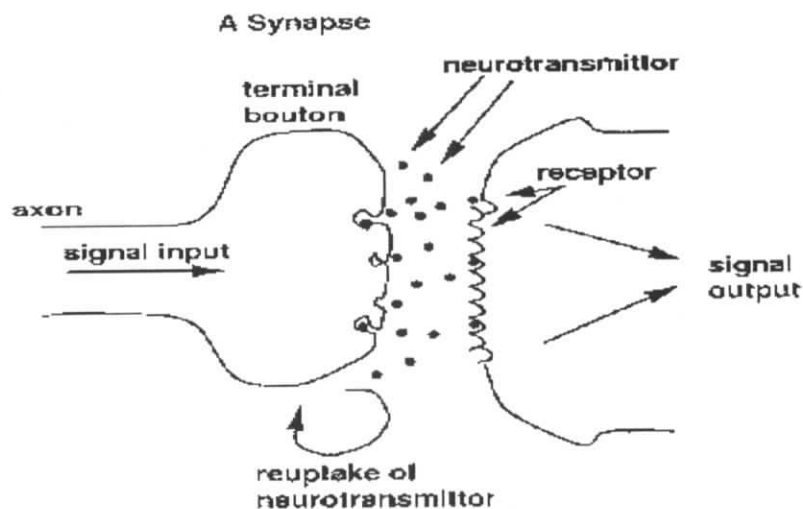


Figure. (V-2) : Synapse

#### V.2.2 Fonctionnement

Au point de vue fonctionnel, il faut considérer le neurone comme une entité polarisée, c'est-à-dire que l'information ne se transmet que dans un seul sens : des dendrites vers l'axone.

Le neurone va donc recevoir des informations, venant d'autres neurones, grâce à ses dendrites. Il va ensuite y avoir sommation, au niveau du corps cellulaire, de toutes ces informations et via un potentiel d'action (un signal électrique) le résultat de l'analyse va transiter le long de l'axone jusqu'aux terminaisons synaptiques. A cet endroit, lors de l'arrivée du signal, des vésicules synaptiques vont venir fusionner avec la membrane cellulaire, ce qui va permettre la libération des neurotransmetteurs (médiators chimiques) dans la fente synaptique. Le signal électrique ne pouvant pas passer la synapse (dans le cas d'une synapse chimique), les neurotransmetteurs permettent donc le passage des informations, d'un neurone à un autre.

Les neurotransmetteurs excitent (neurotransmetteurs excitateurs) ou inhibent (neurotransmetteurs inhibiteurs) le neurone suivant et peuvent ainsi générer ou interdire la propagation d'un nouvel influx nerveux.

En effet, au niveau post-synaptique, sur la membrane dendritique, se trouvent des récepteurs pour les neurotransmetteurs. Suivant le type de neurotransmetteur et le type des récepteurs, l'excitabilité du neurone suivant va augmenter ou diminuer, ce qui fera se propager ou non l'information.

Les synapses possèdent une sorte de «mémoire» qui leur permet d'ajuster leur fonctionnement. En fonction de leur «histoire», c'est-à-dire de leur activation répétée ou non entre deux neurones, les connexions synaptiques vont donc se modifier.

Ainsi, la synapse va faciliter ou non le passage des influx nerveux. Cette plasticité est à l'origine des mécanismes d'apprentissage.

### V.3 NEURONE FORMEL

#### V.3.1 Présentation

Le premier neurone formel est apparu en 1943. On le doit à Mac Culloch et Pitts. Voici un schéma de leur modèle de neurone formel :

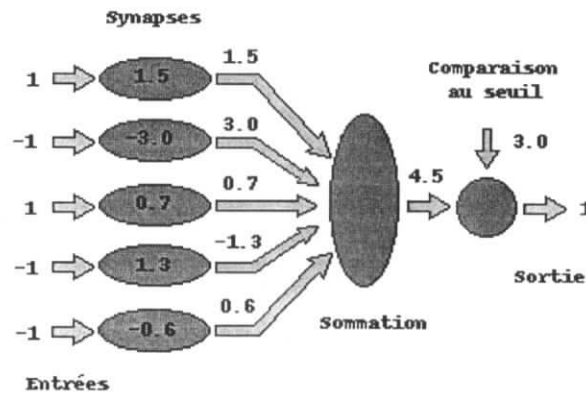


Figure. (V-3) : Réseau à connexions complexes

Le neurone formel est donc une modélisation mathématique qui reprend les principes du fonctionnement du neurone biologique, en particulier la sommation des entrées. Sachant qu'au niveau biologique, les synapses n'ont pas toutes la même «valeur» (les connexions entre les neurones étant plus ou moins fortes), les auteurs ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de ses entrées par des poids synaptiques (coefficients de pondération). De plus, les 1 et les -1 en entrée sont là pour figurer une synapse excitatrice ou inhibitrice.

#### V.3.2 Interprétation mathématique

D'un point de vue mathématique, le neurone formel peut être représenté de la manière suivante:

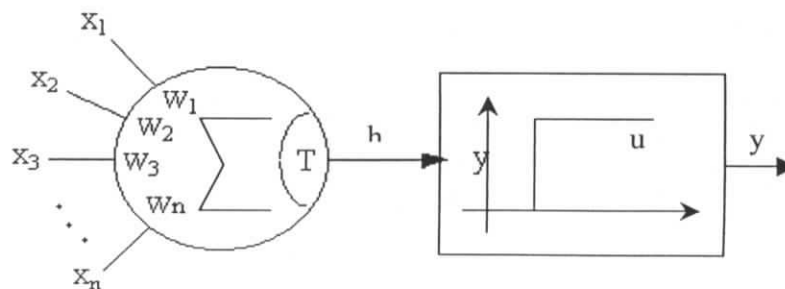


Figure. (V-4) : Interprétation mathématique

Pour un nombre compris entre  $j (=1)$  et un nombre quelconque  $n$ , le neurone formel va calculer la somme de ses entrées ( $x_1, \dots, x_n$ ), pondérées par les poids synaptiques ( $w_1, \dots, w_n$ ), et la comparer à son seuil téta. Si le résultat est supérieur au seuil, alors la valeur renvoyée est 1, sinon la valeur renvoyée est 0.

D'où la formule (avec  $f =$  fonction seuil):

$$y = f\left(\sum_{j=1}^n w_j x_j - \theta\right) \quad (\text{V.1})$$

### V.3.3 Fonctions d'activation

Dans sa première version, le neurone formel était donc implémenté avec une fonction à seuil (a), mais de nombreuses versions existent. Ainsi le neurone de McCulloch et Pitts a été généralisé de différentes manières, en choisissant d'autres fonctions d'activations, comme les fonctions linéaires par morceaux (b), des sigmoïdes (c) ou des gaussiennes (d) par exemples.

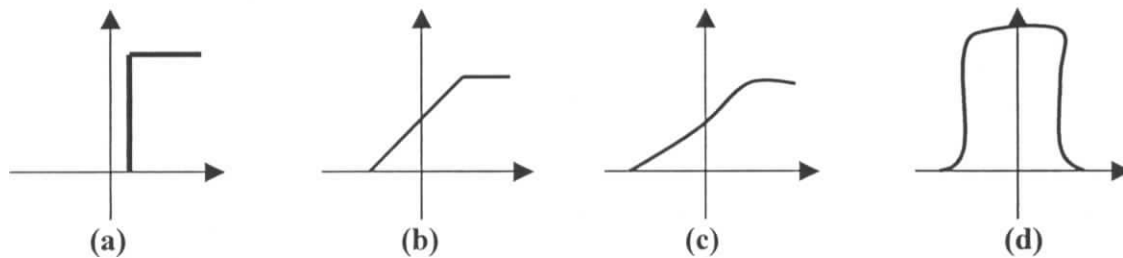


Figure. (V-5) : Fonctions d'activation

### V.3.4 Architecture des réseaux de neurones

#### V.3.4.1 Présentation

Un RNA (Réseau de Neurones Artificiels) est un ensemble de neurones formels (d'unités de calcul simples, de noeuds processeurs) associés en couches (ou sous-groupes) et fonctionnant en parallèle. Dans un réseau, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires (dites couches cachées). Il est à noter qu'en fonction de l'algorithme d'apprentissage, il est aussi possible d'avoir une propagation de l'information à reculons ("back propagation"). Habituellement (excepté pour les couches d'entrée et de sortie), chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante.

Les RNA ont la capacité de stocker de la connaissance empirique et de la rendre disponible à l'usage. Les habiletés de traitement (et donc la connaissance) du réseau vont être stockées dans les poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage. En ce sens, les RNA ressemblent donc au cerveau car non seulement, la

connaissance est acquise au travers d'un apprentissage mais de plus, cette connaissance est stockée dans les connexions entre les entités, soit dans les poids synaptiques.

### V.3.4.2 Architecture

On peut classer les RNA en deux grandes catégories:

#### I - LES RESEAUX "FEED-FORWARD"

Appelés aussi "réseaux de type Perceptron", ce sont des réseaux dans lesquels l'information se propage de couche en couche sans retour en arrière possible.

#### 1 - Les Perceptrons

##### Le perceptron monocouche

C'est historiquement le premier RNA, c'est le Perceptron de Rosenblatt. C'est un réseau simple, puisque il ne se compose que d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie. Il est calqué, à la base, sur le système visuel et de ce fait a été conçu dans un but premier de reconnaissance des formes. Cependant, il peut aussi être utilisé pour faire de la classification et pour résoudre des opérations logiques simples (telle "ET" ou "OU"). Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables. Il suit généralement un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur (ou selon la règle de Hebb).

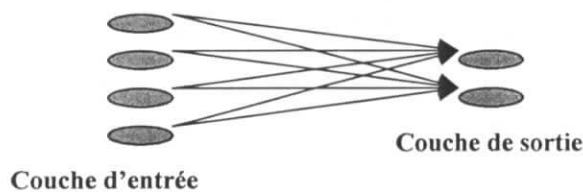


Figure. (V-6) : Réseau monocouche

##### Le perceptron multicouches

C'est une extension du précédent, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (excepté pour les couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les cellules d'une même couche. Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non linéairement séparables et des problèmes logiques plus compliqués, et notamment le fameux problème du XOR. Il suit aussi un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur.



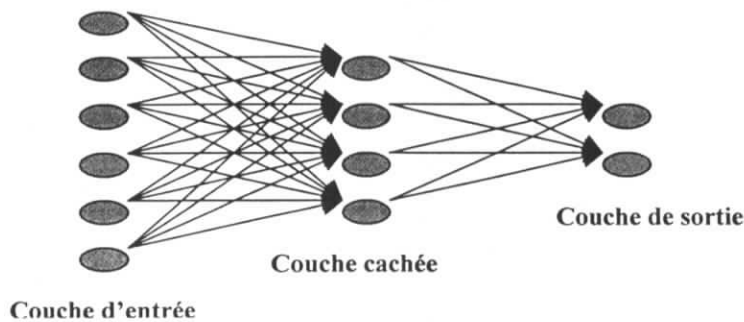


Figure. (V-7) : Réseau multicouche

## 2 - Les réseaux à fonction radiale :

Ce sont les réseaux que l'on nomme aussi RBF ("Radial Basic Functions"). L'architecture est la même que pour les PMC cependant, les fonctions de base utilisées ici sont des fonctions Gaussiennes. Les RBF seront donc employés dans les mêmes types de problèmes que les PMC à savoir, en classification et en approximation de fonctions, particulièrement. L'apprentissage le plus utilisé pour les RBF est le mode hybride et les règles sont soit, la règle de correction de l'erreur soit, la règle d'apprentissage par compétition.

### II - LES RESEAUX "Feed-back"

Appelés aussi "réseaux récurrents", ce sont des réseaux dans lesquels il y a retour en arrière de l'information.

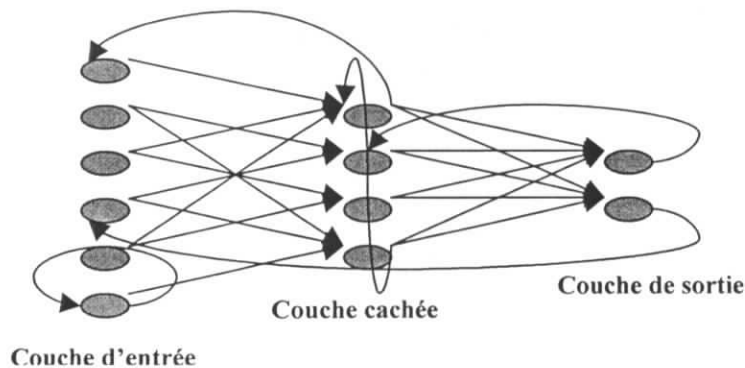


Figure. (V-8) : Réseau multicouche à connexions récurrentes

## 1 - Les cartes auto-organisatrices de Kohonen

Ce sont des réseaux à apprentissage non-supervisé qui établissent une carte discrète, ordonnée topologiquement, en fonction de patterns d'entrée. Le réseau forme ainsi une sorte de treillis dont chaque noeud est un neurone associé à un vecteur de poids. La correspondance entre chaque vecteur de poids est calculée pour chaque entrée. Par la suite, le vecteur de poids ayant la meilleure corrélation, ainsi que certains de ses voisins, vont être modifiés afin d'augmenter encore cette corrélation.

## 2 - Les réseaux de Hopfield :

Les réseaux de Hopfield sont des réseaux récurrents et entièrement connectés. Dans ce type de réseau, chaque neurone est connecté à chaque autre neurone et il n'y a aucune différenciation entre les neurones d'entrée et de sortie. Ils fonctionnent comme une mémoire associative non-linéaire et sont capables de trouver un objet stocké en fonction de représentations partielles ou bruitées. L'application principale des réseaux de Hopfield est l'entrepôt de connaissances mais aussi la résolution de problèmes d'optimisation. Le mode d'apprentissage utilisé ici est le mode non-supervisé.

## 3 - Les ART

Les réseaux ART ("Adaptative Resonance Theorie") sont des réseaux à apprentissage par compétition. Le problème majeur qui se pose dans ce type de réseaux est le dilemme

« stabilité/plasticité ». En effet, dans un apprentissage par compétition, rien ne garantit que les catégories formées vont rester stables. La seule possibilité, pour assurer la stabilité, serait que le coefficient d'apprentissage tende vers zéro, mais le réseau perdrait alors sa plasticité. Les ART ont été conçus spécifiquement pour contourner ce problème. Dans ce genre de réseau, les vecteurs de poids ne seront adaptés que si l'entrée fournie est suffisamment proche, d'un prototype déjà connu par le réseau. On parlera alors de résonance. A l'inverse, si l'entrée s'éloigne trop des prototypes existants, une nouvelle catégorie va alors se créer, avec pour prototype, l'entrée qui a engendrée sa création. Il est à noter qu'il existe deux principaux types de réseaux ART : les ART-1 pour des entrées binaires et les ART-2 pour des entrées continues. Le mode d'apprentissage des ART peut être supervisé ou non.

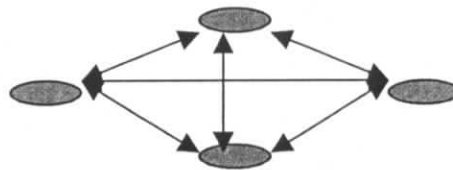


Figure. (V-9) : Réseau à connexions ART

### V.3.4.3 Apprentissage

#### V.3.4.3.1 Présentation

L'apprentissage est une phase du développement du réseau de neurones durant laquelle on calcule les poids des neurones telle manière que les sorties du réseau soient aussi proches que possible des sorties désirées. L'apprentissage fait appel à des exemples de comportement du processus à modéliser.

Pour un RNA, l'apprentissage peut être considéré comme le problème de la mise à jour des poids des connexions au sein du réseau, afin de réussir la tâche qui lui est demandée. L'apprentissage est la caractéristique principale des RNA et il peut se faire de différentes manières et selon différentes règles.

### V.3.4.3.2 Types d'apprentissage

#### I - Le mode supervisé

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie. Ainsi, le réseau va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie, c'est-à-dire celle attendue, correspondant à une entrée donnée.

#### II - Le renforcement :

Le renforcement est en fait une sorte d'apprentissage supervisé et certains auteurs le classe d'ailleurs, dans la catégorie des modes supervisés. Dans cette approche le réseau doit apprendre la corrélation entrée/sortie via une estimation de son erreur, c'est-à-dire du rapport échec/succès. Le réseau va donc tendre à maximiser un index de performance qui lui est fourni, appelé signal de renforcement. Le système étant capable ici, de savoir si la réponse qu'il fournit est correcte ou non, mais il ne connaît pas la bonne réponse.

#### III - Le mode non-supervisé (ou auto-organisationnel) :

Dans ce cas, l'apprentissage est basé sur des probabilités. Le réseau va se modifier en fonction des régularités statistiques de l'entrée et établir des catégories, en attribuant et en optimisant une valeur de qualité, aux catégories reconnues.

#### IV - Le mode hybride :

Le mode hybride reprend en fait les deux autres approches, puisque une partie des poids va être déterminée par apprentissage supervisé et l'autre partie par apprentissage non-supervisé.

### V.3.4.3.3 Règles d'apprentissage

#### I - Règle de correction d'erreurs :

Cette règle s'inscrit dans le paradigme d'apprentissage supervisé, c'est-à-dire dans le cas où l'on fournit au réseau une entrée et la sortie correspondante. Si on considère  $y$  comme étant la sortie calculée par le réseau, et  $d$  la sortie désirée, le principe de cette règle est d'utiliser l'erreur  $(d-y)$ , afin de modifier les connexions et de diminuer ainsi l'erreur globale du système. Le réseau va donc s'adapter jusqu'à ce que  $y$  soit égal à  $d$ .

#### II - Apprentissage de Boltzmann :

Les réseaux de Boltzmann sont des réseaux symétriques récurrents. Ils possèdent deux sous-groupes de cellules, le premier étant relié à l'environnement (cellules dites visibles) et le second ne l'étant pas (cellules dites cachées). Cette règle d'apprentissage est de type stochastique (= qui relève partiellement du hasard) et elle consiste à ajuster les poids des connexions, de telle sorte que l'état des cellules visibles satisfasse une distribution probabiliste souhaitée.

### III - Règles de Hebb :

Comme on a dit dans l'historique, cette règle, basée sur des données biologiques, modélise le fait que si des neurones, de part et d'autre d'une synapse, sont activés de façon synchrone et répétée, la force de la connexion synaptique va aller croissant. Il est à noter ici que l'apprentissage est localisé, c'est-à-dire que la modification d'un poids synaptique  $w_{ij}$  ne dépend que de l'activation d'un neurone  $i$  et d'un autre neurone  $j$ .

### IV - Règle d'apprentissage par compétitions :

La particularité de cette règle, c'est qu'ici l'apprentissage ne concerne qu'un seul neurone. Le principe de cet apprentissage est de regrouper les données en catégories. Les patrons similaires vont donc être rangés dans une même classe, en se basant sur les corrélations des données, et seront représentés par un seul neurone, on parle de « winner-take-all ».

Dans un réseau à compétition simple, chaque neurone de sortie est connecté aux neurones de la couche d'entrée, aux autres cellules de la couche de sortie (connexions inhibitrices) et à elle-même (connexion excitatrice). La sortie va donc dépendre de la compétition entre les connexions inhibitrices et excitatrices.

#### V.3.4.3.4 Conclusion

Les réseaux de neurones sont depuis quelque temps un point de focalisation des médias, du public et des scientifiques. Les travaux menés dans le domaine des sciences de la cognition artificielle et de la commande de processus ont été marqués par quelques apports non négligeables mais surtout par beaucoup d'optimisme.

Les années qui viennent concrétiseront cet optimisme ou bien relègueront cette technique parmi les nombreuses " recettes " informatiques.

## *Chapitre VI*

*Commande supervisée de la MAS monophasée*

## VI.1 INTRODUCTION

On ne présente plus la machine asynchrone monophasée, c'est le moteur utilisé au quotidien dans les applications domestiques (machine à laver), ainsi que dans les domaines spécialisés tel que la robotique, et médecine. Sa robustesse et son coût d'achat et d'entretien lui ont permis de conquérir un espace de plus en plus grand au détriment des machines synchrones et à courant continu.

De façon générale, il est incontestable que la motorisation électrique commandée prend une place de plus en plus large. Il ne faut cependant pas non plus négliger l'immense de moteurs asynchrones utilisés à des fins d'entraînement non commandé mais la vitesse variable et en plein essor et tout porte à croire que la demande va s'accroître surtout avec la baisse continue des prix de l'électronique de puissance et de commande.

La théorie des systèmes de commande fournit des outils d'analyses et de synthèses parfaitement adaptés aux systèmes linéaires. Cependant, vu le caractère non linéaire de la plupart des systèmes à commander et leur fonctionnement en présence d'imprévision, de perturbations et des variations de l'environnement, rend les méthodes linéaires très limitées, d'où la nécessité de développer de nouvelles techniques de commande qui puissent prendre en compte ces nouvelles considérations.

L'utilisation d'approximateurs universels, tels que les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques, dans la commande des systèmes non linéaires peuvent être interprétées comme une évolution naturelle des techniques de commandes, cette évolution est fondée sur plusieurs points à savoir :

- Capacité limitée des régulateurs classiques, nécessitant une étude détaillée de la dynamique du système, devant les systèmes complexes.
- Absence d'information a priori sur le système à commander, qui est considéré comme une boîte noire (entrée / sorties).

Cette partie a pour but d'étudier le remplacement du régulateur classique de la vitesse de type PI, et le bloc d'orientation du flux rotorique FOC, pour la commande vectorielle et le régulateur intégrateur, et la loi de commande pour la commande par retour d'état par un seul réseau de neurone formel.

## VI.2 STRUCTURE DU RESEAU DE NEURONE

Le type des réseaux de neurones utilisé pour la commande de la machine et, le perceptron multicouches, c'est le plus répandu dans la commande et contrôle des processus. Nous avons utilisé un réseau d'une seule couche cachée avec 5 neurones, comment illustre la figure ci-dessous :

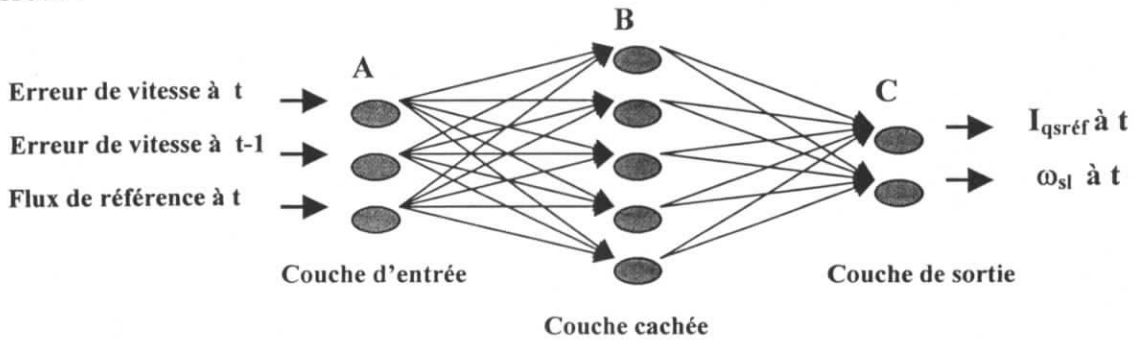


Figure. (VI-1) : Réseau à couche cachée utiliser pour la commande vectorielle

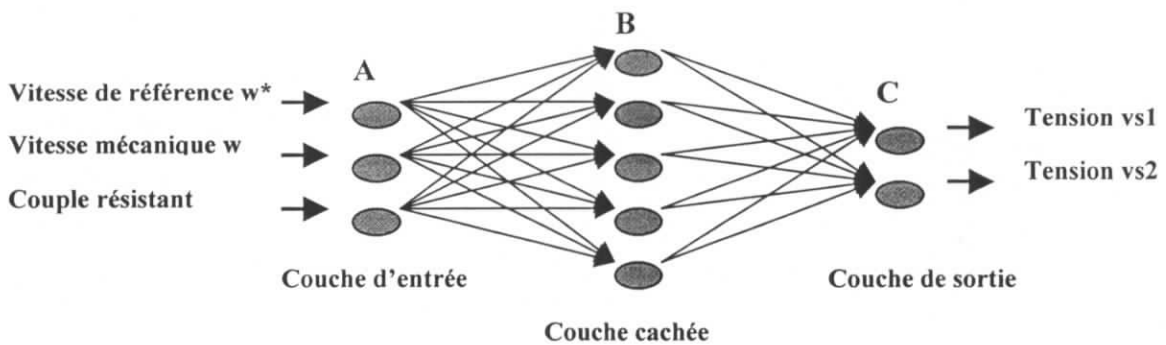


Figure. (VI-2) : Réseau à couche cachée utiliser pour la commande par retour d'état

## VI.3 APPRENTISSAGE

L'apprentissage des réseaux s'effectue sur base d'exemples réels et si possible en ligne. Etant donné que l'on peut entraîner ces réseaux de neurones à acquérir le comportement souhaité, ils constituent des modules universels faits pour être utilisés là où il s'avère nécessaire de décrire par l'exemple, un comportement complexe et de l'illustrer à l'aide d'une représentation fonctionnelle.

Dans notre commande de la machine, nous nous utiliserons l'apprentissage en mode supervisé, avec utilisation de la règle de corrections d'erreur ou rétro propagation de l'erreur.

### VI.3.1 Principe

Dans notre cas, c - à - d un réseau à une seule couche cachée ; les cellules de la couche d'entrée propagent le stimulus vers la couche cachée via des connexions. Le vecteur d'entrée de la couche cachée est donné, sous la forme matricielle, par :

$$B_{in} = Wa + w_0 \quad (VI.1)$$

Où W et  $w_0$  représentent respectivement la matrice de poids de dimensions (5, 3) et vecteur biais (5,1) et x le vecteur stimulus (3,1).

Chaque cellule de la couche cachée transforme son entrée en réponse à travers une fonction de transfert.

$$B = f(B_{in}) = f(Wx + w_0) \quad (VI.2)$$

De même, chaque cellule de la couche de sortie transforme son entrée en sortie par une fonction de transfert. La réponse de la couche de sortie est donnée par :

$$C = g(ZB + z_0) \quad (VI.3)$$

Les matrices de poids W, Z et les vecteurs biais  $w_0$ ,  $z_0$  sont initialisés à des valeurs aléatoires. Le vecteur de sortie du réseau est ensuite comparé au vecteur cible T que l'on cherche à obtenir et l'on déduit l'erreur (T - C) en sortie du réseau. Cette erreur sera rétropropagée dans le réseau afin de mettre à jour les matrices de poids et les vecteurs de biais suivant un algorithme dit de rétropropagation de l'erreur qui minimise la somme des carrés des erreurs commises sur l'ensemble des stimuli.

### VI.3.2 Algorithme de RETROPROPAGATION

Chaque cellule de la couche cachée somme toutes ses entrées et fait passer le signal obtenu à travers sa fonction de transfert. De même pour les cellules de la couche de sortie. Sous forme matricielle, le vecteur de sortie n° k a pour expression :

$$c_k = g(Z(f(Wx_k + w_0)) + z_0) \quad (VI.4)$$

Avec f et g, les fonctions de transfert, qui peuvent être identiques, respectivement de la couche cachée et de sortie. Le vecteur de sortie est comparé à celui que l'on désire obtenir, le vecteur  $T_k$ . On déduit l'erreur :

$$e_k = T_k - C_k \quad (VI.5)$$

L'apprentissage du réseau consiste à modifier, à chaque pas d'apprentissage, les poids et les biais afin de minimiser la somme des carrés des erreurs en sortie. La méthode de rétropropagation est basée sur la technique du gradient.

La quantité à minimiser, à chaque pas d'apprentissage k, est la variance de l'erreur en sortie du réseau.

$$E_k = e_k^T e_k = \frac{1}{2} (T_k^T T_k + C_k^T C_k - 2C_k^T T_k) \quad (VI.6)$$



$$\nabla E_{k/Z} = \frac{1}{2} \nabla [C_k^T C_k - 2C_k^T T_k]_{/Z} \quad (\text{VI.7})$$

Si l'on considère des fonction de transfert identiques pour les deux couches ( $f=g$ ), la sortie du réseau est donnée par :

$$C_k = f(ZB_k + z_0) \quad (\text{VI.8})$$

Le gradient de  $E_k$  par rapport à la matrice  $Z$  peut se calculer comme suit :

$$\nabla E_{k/Z} = \frac{\partial E_k}{\partial Z} = \frac{\partial E_k}{\partial C_k} \frac{\partial C_k}{\partial (ZB_k + Z_0)} \frac{\partial (ZB_k + Z_0)}{\partial Z} \quad (\text{VI.9})$$

D'après l'expression de  $E_k$ , la première dérivée est :

$$\frac{\partial E_k}{\partial C_k} = C_k - T_k \quad (\text{VI.10})$$

La deuxième dérivée partielle dépend du type de fonction de transfert utilisée. Dans le cas de la sigmoïde unipolaire, la deuxième dérivée partielle a pour expression :

$$\frac{\partial C_k}{\partial (ZB_k + z_0)} = f(ZB_k + z_0) \cdot [1 - f(ZB_k + z_0)] = C_k \cdot (1 - C_k) \quad (\text{VI.11})$$

Avec  $\mathbf{1}$  représentant un vecteur unitaire de même taille que le vecteur de sortie  $C_k$  et l'opérateur ' $\cdot$ ' définit le produit terme à terme ou produit de Hadamard. La troisième dérivée partielle est simple à calculer :

$$\frac{\partial (ZB_k + z_0)}{\partial Z} = B_k^T \quad (\text{VI.12})$$

La mise à jour se faisant dans le sens inverse du gradient, la matrice de poids  $Z$  de l'étape future ( $k+1$ ) est :

$$Z(k+1) = Z(k) - \eta \nabla E_{k/Z} = Z(k) + \eta (T_k - C_k) \cdot C_k \cdot (1 - C_k) B_k^T = Z(k) + \eta \partial_s B_k^T \quad (\text{VI.13})$$

Avec  $\eta$  le gain d'apprentissage.

La même méthode sera utilisée pour la mise à jour du vecteur des biais  $z_0$ . En considérant que le vecteur d'entrée passant par les biais est unitaire, on obtient facilement :

$$z_0(k+1) = z_0(k) - \eta \nabla E_{k/z_0} = z_0(k) + \eta (T_k - C_k) \cdot C_k \cdot (1 - C_k) = z_0(k) + \eta \partial_s \quad (\text{VI.14})$$

L'erreur en sortie  $\sigma_s$  est rétropropagée à la sortie de la couche cachée à travers la transposée de la matrice  $Z$ .

Par analogie à l'expression précédente de remise à jour de la matrice  $Z$ , avec  $B_k$  le vecteur de sortie de la couche cachée, on obtient :

$$W(k+1) = W(k) - \eta \nabla E_{k/W} = W(k) + \eta Z(k)^T \partial_s . B_k . * (1 - B_k) A_k^T = W(k) + \eta \partial_B A_k^T \quad (\text{VI.15})$$

Et :

$$w_0(k+1) = w_0(k) - \eta \nabla E_{k/w_0} = w_0(k) + \eta Z(k)^T \partial_s . B_k . * (1 - B_k) = w_0(k) + \eta \partial_B \quad (\text{VI.16})$$

## SIMULATION ET INTERPRETATION

L'application de cet algorithme d'apprentissage dans la commande de la machine, permet d'obtenir des bonnes performances, à savoir la vitesse de la machine, le couple électromagnétique et les courants statorique. Les différents paramètres de la machine obtenue par la simulation de la machine sont représentés dans la figure ci-dessous :

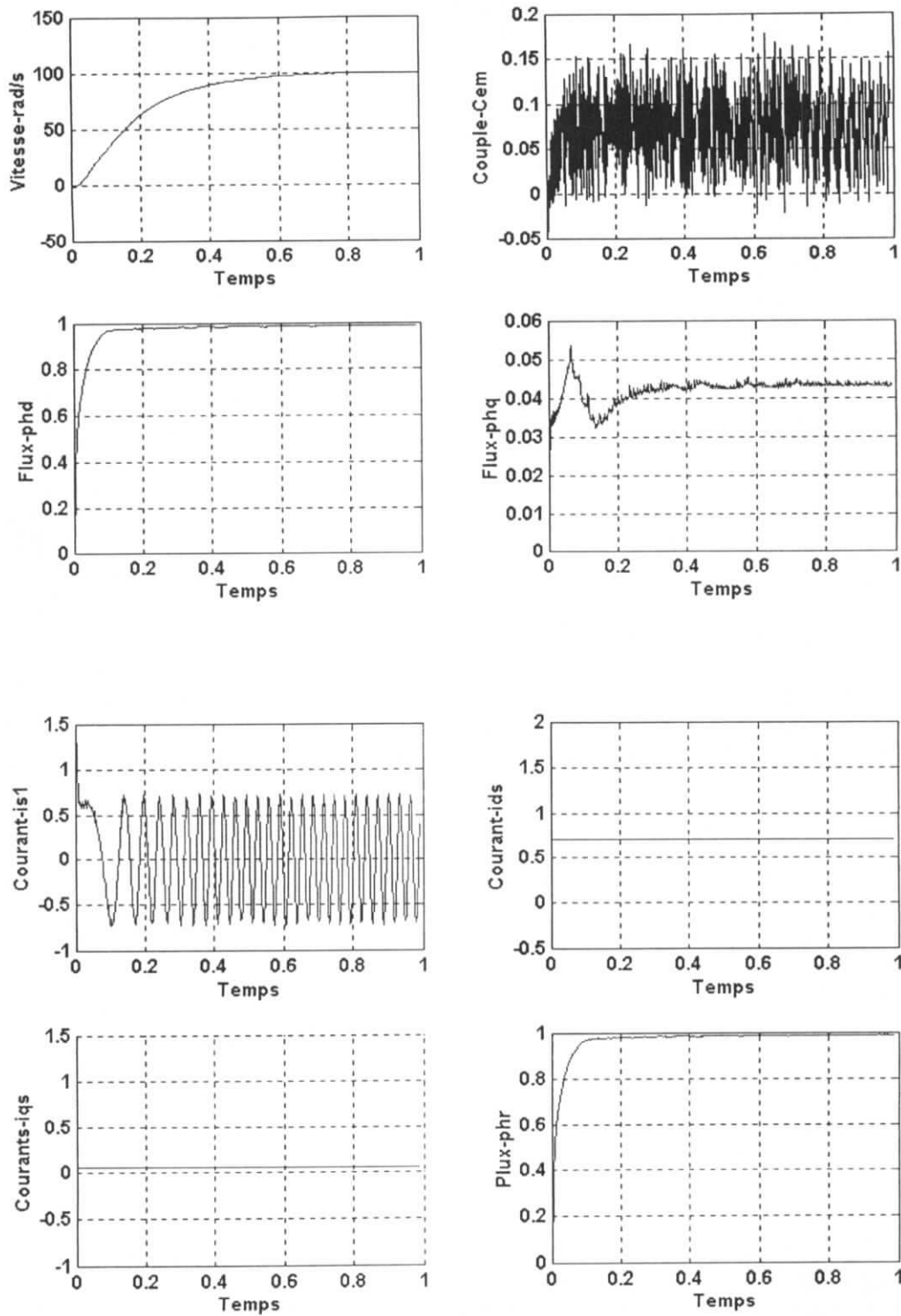


Figure. (VI-3) : Simulation de la commande vectorielle par les réseaux de neurones (Marche à vide)

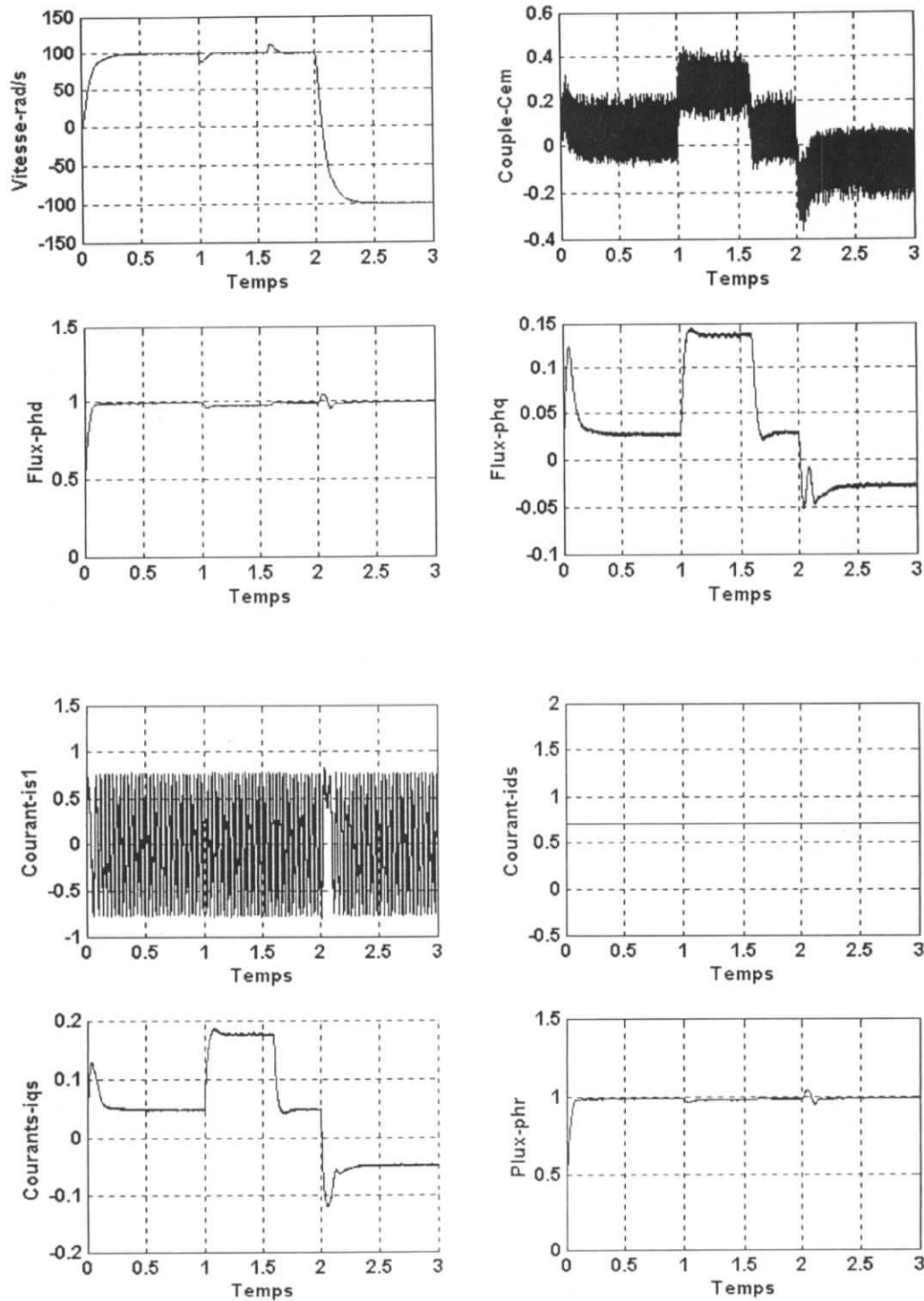


Figure. (VI-4) : Simulation de la commande vectorielle par les réseaux de neurones (Marche en charge avec inversion de sens de rotation)

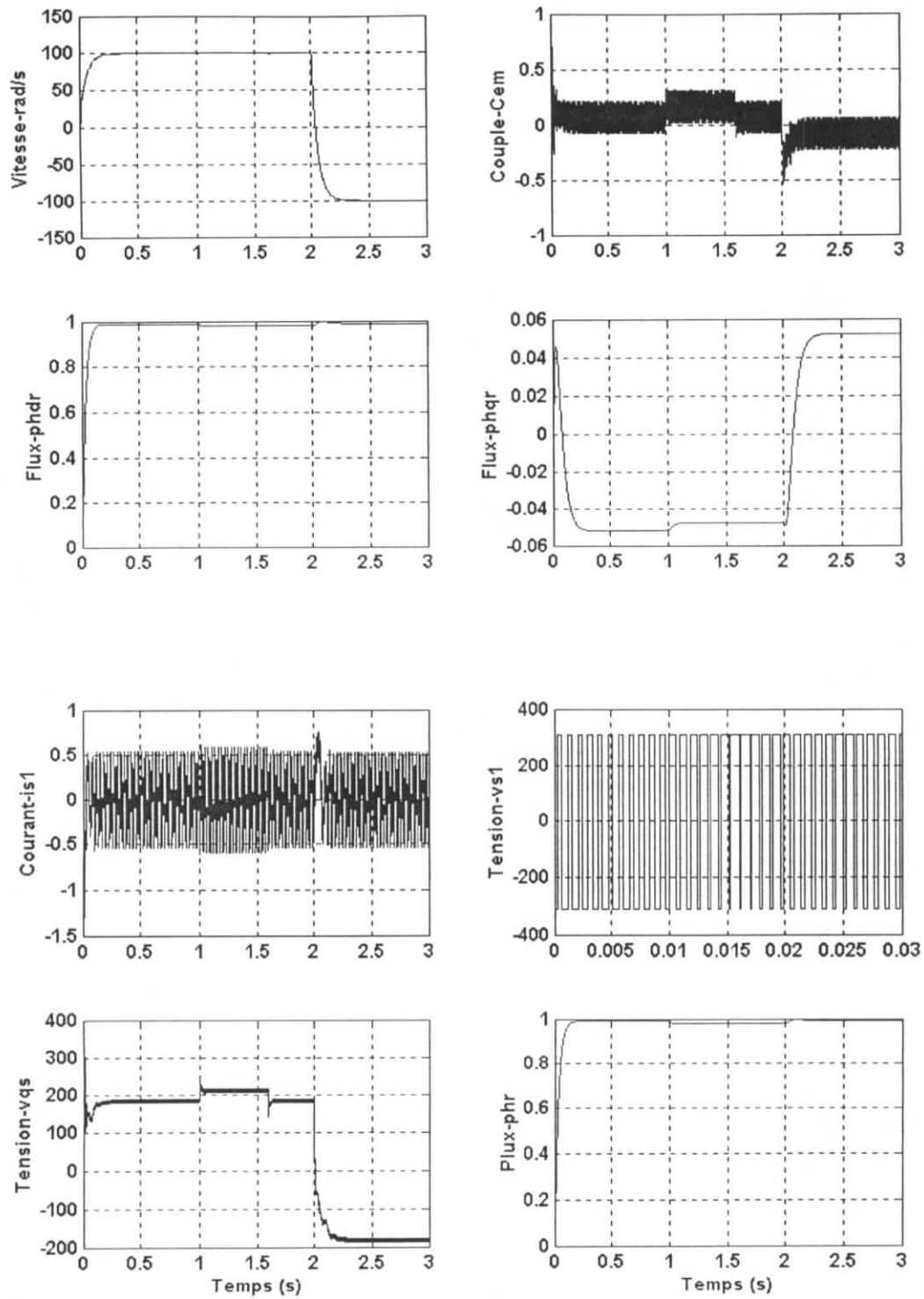


Figure. (VI-5) : Simulation de la commande par retour d'état avec les réseaux de neurones (Marche en charge avec inversion de sens de rotation)  
Alimentation avec onduleur

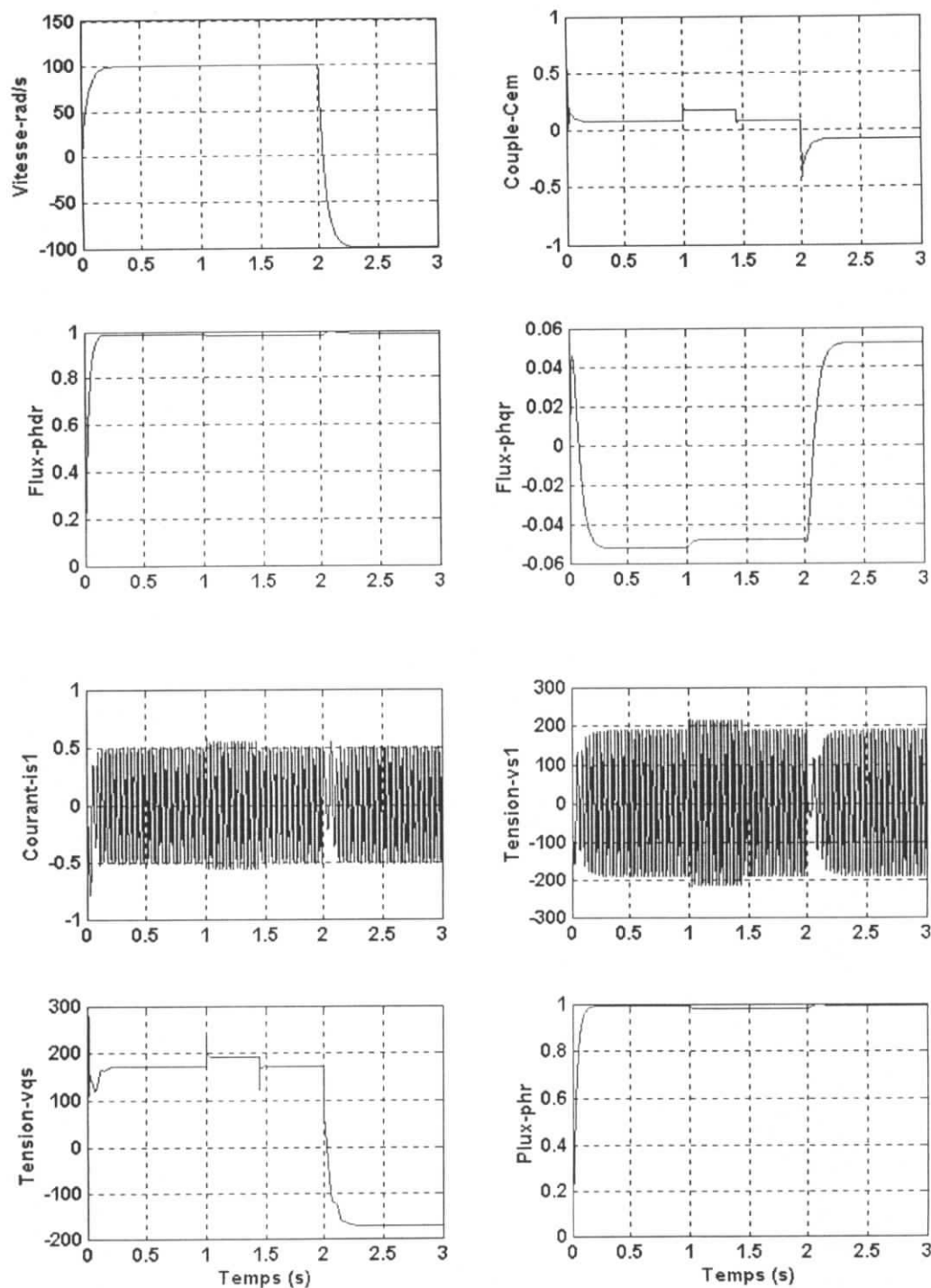


Figure. (VI-6) : Simulation de la commande par retour d'état avec les réseaux de neurones (Marche en charge avec inversion de sens de rotation)  
Alimentation sans onduleur

## CONCLUSION

Le régulateur par réseau de neurone propose dans cet mémoire permet de remplacer le régulateur classique (PI) pour la commande vectorielle, et le régulateur par retour d'état.

La variation de la charge peut créer des perturbations au convertisseur. Aussi, ils produisent des pertes supplémentaires importantes. Le régulateur serait donc conçu pour résoudre ces problèmes.

La méthode de conception est basée sur la théorie de linéarisation d'entrée – sortie. La conception du réseau de neurone artificiel est faite pour la comparaison avec un régulateur classique et un régulateur par retour d'état. Comme le réseau de neurone est capable d'apprendre à travers des exemples, la stabilité dynamique du système pourrait être obtenue.

L'utilisation des réseaux de neurones pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone permet de réduire le nombre des blocs de commande. La commande supervisée a permis d'améliorer les performances dynamiques et statiques.

## Conclusion Générale

Dans ce mémoire, on a adapté la commande vectorielle à la machine asynchrone monophasée afin de simplifier son modèle et le rendre linéaire et découplé. En suite, l'application de la commande par retour d'état, en utilisant ce dernier modèle. Et enfin, nous avons montré que les réseaux de neurones offraient des performances avantageuses en commande par retour d'état et en commande vectorielle. Ces réseaux de neurones privilégient certains aspects tel que la capacité d'approximation universelle et améliorent nettement les possibilités d'apprentissages.

Dans le premier chapitre, après la description du fonctionnement de la machine asynchrone monophasée, on a traité sa modélisation mathématique dans les deux référentiels : statorique et champ tournant. Avec les différents techniques de réglage de la vitesse.

Le deuxième chapitre est consacré à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée sans condensateur, à savoir l'alimentation en tension et en courant. Nous avons présenté des différents systèmes capables d'alimenter ces machines, ainsi on simulé le démarrage de la machine asynchrone monophasée avec et sans condensateur en boucle ouverte, avec une alimentation par un onduleur de tension à trois niveaux commandé en tension par la technique triangulo-sinusoidale et on courant par la stratégie delta (hystérésis). Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande de l'onduleur par MLI permet de varier la vitesse de la machine et d'éliminer les harmoniques et les rejettent à des hautes fréquences de plus le moteur est alimenté par un courant presque sinusoïdal.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué la commande vectorielle indirecte (par orientation du flux rotorique) à la machine asynchrone biphasée alimentée en courant, pour ramener le modèle de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (le rendre linéaire).

En boucle ouverte, les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est maintenu. Au second lieu, nous avons abordé le réglage de la vitesse de la machine en boucle fermée par un régulateur classique de type PI (association onduleur-machine).

Les résultats des simulations montrent qu'il est très important d'introduire un filtre pour la vitesse de consigne afin de réduire le dépassement occasionné lors de ce réglage de vitesse.

Au quatrième chapitre, devant l'insuffisance des performances dynamique du réglage classique (PI), qui ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine asynchrone. Nous avons introduire le régulateur d'état qui se prêt bien pour la commande de la machine asynchrone avec pilotage vectoriel.

L'introduction du système anti-windup a permet l'améliorations des performances dynamique de la machine asynchrone avec l'élimination du dépassement.



Au cinquième chapitre, nous avons remplacé les blocs des régulateurs pour la commande supervisée de la machine asynchrone, par un seul réseau de neurones, ce dernier a parfaitement approximer le comportement du régulateur en question donnant en sortie les vecteurs de commandes de la machine asynchrone. Ainsi, nous avons réduit le nombre de blocs dans le schéma de la structure de commande, et diminué l'effet de l'interaction des blocs.

L'avantage des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse variable.

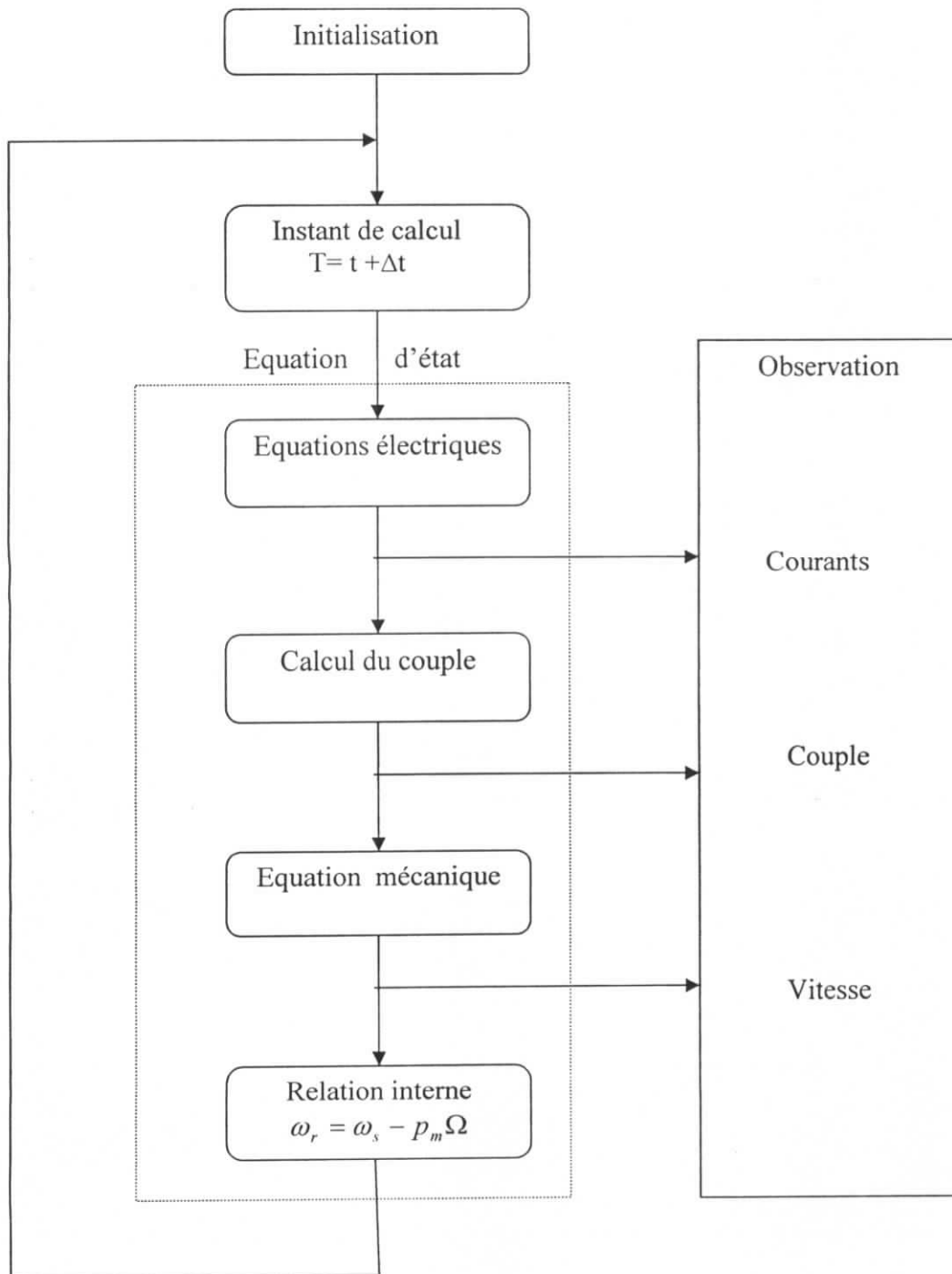
Dans ce mémoire nous avons supposé que les paramètres de la machine ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, les paramètres de la machine varie soit par échauffement, soit par saturation. Ces variations influent directement les variables de sortie de la commande (vitesse désirée par exemple).

Dns le but d'améliorer les performances du réglage, ce travail peut servir comme base des travaux ultérieurs concernant la commande de la machine asynchrone monophasée. Nous proposons pour la suite de ce travail :

- l'étude de l'influence de la variation des paramètres de la machine sur la robustesse de la commande par retour d'état (par réseaux de neurones).
- Enfin, il est possible d'appliquer d'autres techniques de commandes.

# Annexe A

## Organigramme de la simulation de la modélisation



# Annexe B

## Paramètres de la machine symétrique (A)

- Puissance nominale.....	$P_n = 37\text{W}$
- Fréquence.....	$f_n = 50\text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôles.....	$p_m = 2$
- Tension d'alimentation.....	$V_n = 220\text{ V}$
- Résistance statorique.....	$R_s = 115\ \Omega$
- Résistance rotorique.....	$R_r = 90.5\ \Omega$
- Inductance cyclique stator-rotor.....	$L = 1,71\text{ H}$
- Mutuelle cyclique stator-rotor.....	$M = 1,41\text{ H}$
- Inertie des masses tournantes.....	$J = 1,2 \cdot 10^{-4}\text{ kg.m}^2$
- Frottements.....	$f = 7,63 \cdot 10^{-4}\text{ U.S.I}$
- Capacité du condensateur .....	$C = 5\ \mu\text{F}$

## Paramètres de la machine dissymétrique (B)

- Puissance nominale.....	$S_n = 220\text{ V.A}$
- Fréquence.....	$f_n = 50\text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôles.....	$p_m = 1$
- Tension d'alimentation.....	$V_n = 220\text{ V}$
- Résistance statorique de l'enroulement principale.....	$R_{ms} = 115\ \Omega$
- Résistance statorique l'enroulement auxiliaire.....	$R_{as} = 90.5\ \Omega$
- Résistance rotorique.....	$R_r = 61,5\ \Omega$
- Inductance cyclique statorique.....	$L_{ms} = 0,915\text{ H}$
- Mutuelle cyclique rotorique.....	$L_{as} = 0,902\text{ H}$
- Mutuelle cyclique.....	$M_d = 0,876\text{ H}$
- Mutuelle cyclique.....	$M_q = 0,863\text{ H}$
- Inertie des masses tournantes.....	$J = 6 \cdot 10^{-4}\text{ kg.m}^2$
- Frottements.....	$f = 3 \cdot 10^{-4}\text{ U.S.I}$
- Capacité du condensateur .....	$C = 1\ \mu\text{F}$

# Bibliographie

**[Astrom 90]**

K.J. Astrom and B. Wittenmark, 'Computer- controlled systems: theory and design', Prentice-Hall, International Editions, 1990.

**[Azzi 95]**

A.Azzi, 'Etude par simulation de commande par retour d'état échantillonné d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel', Thèse de Magister, ENP, 1995.

**[Barkati 97]**

S.Barkati, 'Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone', Thèse de Magister, ENP, 1997.

**[Bens 95]**

A.Bensaid, A.Djabbar, 'Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension', P.F.E en G-Electrique, ENP 1995.

**[Bensl 01]**

A.Benslimani, L.Douadi, 'Commande par réseaux de neurones de la vitesse d'une machine asynchrone : Adaptation des paramètres'. P.F.E en G-Electrique, ENP 2001.

**[Berkouk 95]**

E.Berkouk, 'Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux', Thèse de Doctorat du CNAM, Paris 1995.

**[Beyaert 58]**

Les petits moteurs électriques, Dunod 1958.

**[Blaya 91]**

Blaya, 'Réseaux de neurones formels supervisés' Ecole de printemps neuroscience et sciences de l'ingénieur, Villard de lens (Isère, France), NSI 1991.

**[Boucherit 95]**

M.S.Boucherit, 'Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques', Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, ENP 1995.

**[Buhler 86]**

H.Buhler, 'Réglage échantillonné : traitement dans l'espace d'état', Presses polytechniques Romandes, 1986.

**[Buhler 87]**

H.Buhler, 'Impact of modern automatic control theory on electrical drives', 10<sup>th</sup> IFAC World Congress On Automatic Control, Preprints, Vol. 3, Munich, 1987.

**[Buhler 88]**

H.Buhler, 'Conception des systèmes automatiques', Presses polytechniques Romandes, 1988.

**[Chatelain 83]**

J.Chatelain, 'Machines électriques' T.1, Presses polytechniques Romandes. Suisse 1983.

**[Dahmene 01]**

K.Dahmene, 'Commande d'un convertisseur matriciel triphasé et son application à la conduite de la machine asynchrone triphasée', P.F.E en G-Electrique, ENP 2001.

**[Dote 88]**

Y. Dote, 'Application of modern control techniques to motors control', Proceeding of IEEE, Vol. 76, No. 4, Avril 1988, app. 438-454.

**[Friedland 72]**

Friedland, 'Control system design an introduction to state space methods', Mc Grow-Hill Book Company, 1972.

**[Hemici 94]**

Hemici, 'Commande en position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant', Of 2<sup>nd</sup> CEA, Algiers, JOT, Vol I, 1994.

**[Hautier 95]**

J.P.Hautier, P.J.Faucher, 'Modélisation et commande de la machine asynchrone', Edition technip, Paris 1995.

**[Khech 02]**

A.Khechkhouche, B.Boubekki, 'Commande d'une machine asynchrone monophasée par réseaux de neurones', P.F.E en G -Electrique, ENP, 2002.

**[Mahmoudi 99]**

MO.Mahmoudi, 'Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension ; étude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone ; commande par mode de glissement avec orientation du champ', Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, ENP 1999.

**[Rezig 98]**

A.Rezig, S.Rizoug, 'commande par retour d'état d'une machine asynchrone', P.F.E en G – Electrique, ENP 1998.

**[Seguier 80]**

G.Seguier, 'Electrotechnique industrielle', Technique et documentation 1980.

**[Seguier 86]**

G.Seguier, 'L'électronique de puissance', vol 4 1986.

**[Sen 90]**

P. C. Sen, 'Electric motor drives and control – past, present, and future', IEEE Trans. In. Elec. Vol. 37, No. 6, December 1990.

**[Yazid 99]**

N.Yazid, 'Commande vectorielle de la machine asynchrone par réseaux de neurones', P.F.E en Electrotechnique, USTHB 1999.

**[Yedou 98]**

A.Yedou, 'Etude de synthèse sur les réseaux de neurones et leurs applications', Thèse de Magister, ENP 1998.

يتركز هذا البحث في استعمال تقنيات الشبكات العصبية الاصطناعية للتحكم في المحرك اللا تزامني أحادي الطور. بعد الحصول على مجموعة المعادلات الواصفة للمحرك اللا تزامني أحادي الطور، قمنا بتطبيق تقنية التدفق الموجه، التي تسمح لنا بالتحكم في الحقل المغناطيسي و العزمي بصفة مستقلة، مضابفة لمحرك التيار المستمر ذو الحث المستقل، كما قمنا بتطبيق التحكم برجوع الحالة على المحرك اللا تزامني أحادي الطور. بعد ذلك، قمنا بتقديم مبادئ أساسية متعلقة بالشبكات العصبية الاصطناعية (الأنواع، الهندسة... الخ) للبرهان على قدرات استعمالها في الدوال الخطية. ثم قمنا باستبدال جميع المعدلات في التحكم بتقنية التدفق الموجه و التحكم برجوع الحالة بمعدل عصبوني و اضهرنا فعاليته و جودته في التحكم في المحرك اللا تزامني أحادي الطور. بعد ذلك قمنا بدراسة تقنية التحكم على المحرك اللا تزامني أحادي الطور في سرعة دورانه وفق نموذج معين قمنا باختياره.

كلمات مفاتيح: المحرك اللا تزامني أحادي الطور، الشبكات العصبية الاصطناعية، تقنية التدفق الموجه، التحكم بعودة الحالة.

## Abstract

This present work deals with the neural network techniques, used in the control of the single phase induction. After giving a reduced model of motor, we have used the field oriented control technic, which allow the flux and the torque to be controlled independently, as in a DC machine with separated excitation, and we have applied the state return control to the single phase induction machine. Then, we introduced the fundamental concepts of the artificial neural network (types, architecture...) to show their capabilities in the treatment of non linear models. Next, an application of these networks in the control of the single phase induction machine is proposed in order to prove their efficiency in system identification by replacing all regulators in the field oriented control technic, and the state return control by a neural regulator to control its speed.

Key words: single phase induction machine, Neural network, Field oriented control, state return control.

## Résumé

Ce mémoire porte sur l'utilisation des réseaux de neurones artificiels pour la commande de la machine asynchrone monophasée. Après modélisation de la machine asynchrone monophasée, nous avons utilisé la technique de commande par flux orienté (commande vectorielle) qui permet de commander indépendamment le flux et le couple électromagnétique, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée, nous avons aussi appliqué la commande par retour d'état à la machine asynchrone monophasée. Ensuite, nous avons introduit les concepts fondamentaux des réseaux de neurones artificiels (types, architectures...) pour démontrer leurs capacités dans le traitement non linéaire. Puis, nous avons appliqué ces réseaux dans la commande de la machine asynchrone monophasée par le remplacement de tous les régulateurs dans la commande par flux orienté et la commande par retour d'état par un régulateur neuronal qui commande la machine et régule sa vitesse.

Mots clés : Machine asynchrone monophasée, Réseaux de neurones, Commande par flux orienté, Commande par retour d'état.