

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

ETUDE ET SIMULATION D'ASSOCIATION ONDULEUR
DE TENSION-MOTEUR ASYNCHRONE ET REGLAGE PAR
MODE GLISSANT

Proposé et dirigé par:

Monsieur : S. BELHAMDI

Présenté par :

YAHIAOUI Omar

LABZA Tahar

Année Universitaire: 2006 / 2007

Remerciements

Remerciements à Dieu –le tout puissant– qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur M^{er} S. Belhamdi d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.



Dédicace

JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL A :

Mes chers parents

Mes soeurs et mes frères

Toute ma famille

Tous mes amis

*Tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin
pour être un jour un ingénieur d'état en électromécanique.*

Omar yahiaoui.



Dédicace

Je dédie ce mémoire aux êtres qui me sont les plus chers au monde :

Ma mère, mon père symboles d'un amour éternel, aux quels je ne aurais jamais réussi à récompenser complètement pour leurs sacrifices pour mon bon heur et ma réussite.

Ψ *Mes frères et mes sœurs*

Ω *Tout ma famille*

ξ *Et tous mes amis*

labza tahar

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	01
-----------------------------	----

CHAPITRE I MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. Introduction.....	03
I.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	04
I.2.1. Description et Principe de fonctionnement.....	04
I.2.2. Hypothèses simplificatrices.....	05
I.2.3. Equations de tension en grandeurs de phase.....	06
I.2.4. Transformation initiale de Park.....	08
I.2.5. Passage Park – Clarke.....	10
I.2.6. Choix du référentiel.....	11
I.2.7. Représentation d'état du modèle de la MAS.....	14
♦ Sous forme classique.....	15
♦ Sous forme matricielle.....	15
I.2.8. Simulation Numérique d'alimentation de la machine.....	16
Conclusion.....	23

CHAPITRE II MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR- MAS

II.1. Introduction.....	24
II.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	25
II.2.1. Choix des composants.....	25
II.2.2. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus- triangle).....	29
II.3. Simulation de l'association onduleur-MAS.....	32
II.3.1. Schéma bloc de la simulation en boucle ouvert.....	32
♦ Résultats de la simulation de l'association onduleur- MAS.....	33
II.4. Variation de la vitesse de la machine asynchrone.....	35

II.4.1. Principe généraux de réglage.....	35
II.4.2. Réglage de vitesse de la MAS.....	35
♦ Réglage de vitesse en boucle ouverte.....	37
♦ Test de robustesse pour la commande en boucle ouverte.....	38
♦ Réglage de vitesse en boucle fermé.....	41
♦ Test de robustesse pour la commande en boucle fermé.....	41
Conclusion.....	43

CHAPITRE III

REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

III.1. Introduction.....	44
III.2. Principe de la commande par mode de glissement.....	45
III.2.1. Bases mathématiques de la commande à structure variable.....	45
III.2.2. Choix de la surface de glissement.....	45
III.2.3. Conditions de convergence.....	47
III.2.4. Exemple de synthèse d'une commande à structure variable.....	47
III.3. Condition pour l'existence du mode de glissant.....	48
III.4. Détermination de la loi de commande.....	49
III.4.1. La commande équivalente.....	49
III.4.2. La commande discontinue de base.....	50
III.4.3. Commande continue avec composante intégrale.....	51
III.5. Structure d'application du réglage a la MAS.....	52
III.6. Représentation Matricielle du système.....	53
III.7. Estimation des paramètres du régulateur par mode glissant.....	54
III.8. Simulation et interprétation des résultats.....	57
Conclusion.....	63

CONCLUSION GÉNÉRALE64

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

NOTATION

NOTATION

r	Grandeur rotor ou de repère rotor (R).
s	Grandeur stator ou de repère stator (S).
α	Axe α du repère stator (S) = (α, β) .
β	Axe β du repère stator (S) = (α, β) .
d	Axe d du repère tournant (d, q) .
q	Axe q du repère tournant (d, q) .
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases statoriques.
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases rotoriques.
V	Tension.
I	Courant.
Φ	Flux.
Φ_r	Flux rotorique.
Φ_s	Flux statorique.
$I_{s\alpha}$	Courant statorique instantanée dans l'axe α .
$I_{s\beta}$	Courant statorique instantanée dans l'axe β .
$V_{s\alpha}$	Tension statorique instantanée dans l'axe α .
$V_{s\beta}$	Tension statorique instantanée dans l'axe β .
θ_a	Angle d'observation de la matrice de PARK.
θ_r	Angle électrique rotorique.
θ_s	Angle électrique statorique.
L_{as}	Inductance propre statorique.
L_{Ar}	Inductance propre rotorique.
M_{as}, M_{Ar}	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator et rotor.
M_0	Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor.

C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
J	Moment d'inertie de la partie tournante.
f	Coefficient de frottement visqueux.
Ω	Vitesse mécanique.
ω_{ref}	Vitesse de référence.
P	Nombre de paires de pôles.
σ	Coefficient de dispersion de blondel.
$(\alpha \beta)$	Axes correspondant au référentiel lié au stator.
$(d \ q)$	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
$(x \ y)$	Axes correspondant au référentiel immobile par rapport au rotor.
[A]	Matrice de PARK.
[P]	Matrice de passage PARK-CLARK.
[L _{ss}]	Matrice des inductances statorique.
[L _{rr}]	Matrice des inductances rotorique.
[M _{sr}]	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor.
[A]	Matrice d'évolution d'état du système.
[B]	Matrice de système de commande.
[U]	Matrice de commande.
$e(x)$	Écart de la variable à régler.
S(x)	Surface de réglage par mode glissant.
λ_x	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
Ψ	La commande du système.
x	La variable d'état.
X_1	Erreur de vitesse.
X_2	Dérivée de l'erreur de vitesse.
U	Variable de contrôle.
Ψ_1, Ψ_2	Paramètres de contrôle (gains de contrôle).

Liste des figures

Notations des figures

Chapitre I

Fig. I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé.....	05
Fig. I.2 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de <i>Park</i>).....	09
Fig. I.3 : Axes réels de la machine: Axes (α, β), Axes (x, y), Axes (d, q).....	11
Fig. I.4 : Bloc d'alimentation.....	16
Fig. I.5 : Schéma bloc du modèle de MAS sous forme classique.....	17
Fig. I.6 : Schéma bloc du modèle de MAS sous forme matriciel.....	18
Fig. I.7 : Différentes caractéristiques de la MAS obtenus sous forme classique à $t=1\text{sec}$ ($C_r=5\text{N.m}$).....	20
Fig. I.8 : Différentes caractéristiques de la MAS obtenus sous forme matricielle à $t=1\text{sec}$ ($C_r=5\text{N.m}$).....	21

Chapitre II

Fig. II.1 : Choix des composants selon la puissance et la fréquence.....	26
Fig. II.2 : Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.....	26
Fig. II.3 : Principe de la commande MLI.....	29
Fig. II.4 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de porteuse de 1KHz.....	30
Fig. II.5 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de porteuse de 2KHz.....	31
Fig. II.6 : Schéma bloc en boucle ouvert de l'association de l'onduleur de tension à la machine asynchrone.....	32
Fig. II.7 : Défférentes caractéristiques de l'association onduleur-MAS.....	34
Fig. II.8 : L'association d'un convertisseur à la machine asynchrone.....	35
Fig. II.9 : Schéma bloc du réglage de vitesse de la MAS en boucle ouverte.....	37
Fig. II.10 : Action sur la fréquence.....	38
Fig. II.11 : Action sur l'alimentation.....	39
Fig. II.12 : Action sur le rapport $V/f=\text{cst}$	40
Fig. II.13 : Schéma bloc du réglage de vitesse de la MAS en boucle fermé.....	41
Fig. II.14 : Caractéristique du réglage en boucle fermé de l'association OND-MAS.....	42

Chapitre III

Fig. III.1 : Linéarisation exacte de l'écart.....	46
Fig. III.2 : Existence du mode de glissement.....	48
Fig. III.3 : Interprétation de U_{eq}	49
Fig. III.4 : Définition de la fonction signe.....	50
Fig. III.5 : CSV rendu continu.....	51
Fig. III.6 : modèle simplifié du système d'entraînement.....	52
Fig. III.7 : Schéma bloc du réglage par mode glissant de la machine asynchrone.	57
Fig. III.8 : Réponse de système d'entraînement pour $C=2\text{Hz}$	58
Fig. III.9 : Réponse de teste de robustesse pour $C=5\text{Hz}$	59
Fig. III.10 : Réponse de teste de robustesse pour $C=100\text{Hz}$	60
Fig. III.11 : Réponse du système pour variation du moment d'inertie $J=2.J_n$	61

*INTRODUCTION
GÉNÉRALE*

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le moteur asynchrone à rotor bobiné est utilisé jusqu'à un passé récent dans les entraînements à vitesse peu variable. Cependant, il ne présentait pas une sensible amélioration par rapport au moteur à courant continu. La machine à rotor en cage d'écureuil (*MAS*) était pour sa part réservée aux entraînements à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et du suivi de ses paramètres rotoriques. En revanche, ce moteur présente de nombreux avantages : sa puissance massique élevée, sa grande robustesse, son coût de fabrication relativement faible et un entretien minimum.

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et des micro-informatique, le domaine entraînement électrique à vitesse 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 base de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performantes, dans les application industrielles. On trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine, car ce dernier à une construction mécanique simple et robuste. Par contre l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliquées que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un entraînement avec moteur a courant continu. L'une de ces stratégies de commande vectorielle qui est la méthode le plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robuste et la haute performance.

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes surtout lorsque les exigences sur la précisions et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Les lois de commande dite par mode de glissement ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse faible.

Ce mémoire est organisé de la manière qui va suivre.

Dans le premier chapitre, on présente la modélisation électrique classique de la MAS en utilisant les transformations de *Clarke* et de *Park*. Le modèle d'état utilisé dans les différents algorithmes d'estimation est présenté. Des résultats de simulation sous forme classique et sous forme matricielle sont présentés.

Dans le deuxième chapitre, on donne la modélisation de l'Association Onduleur-MAS. La commande de l'onduleur par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI*) est développée. En fin, des résultats de simulation de l'association (convertisseur- moteur-charge) sont présentés pour valider et montrer les performances des techniques de commande utilisées.

Le troisième chapitre est consacré aux réglages par mode de glissement appliquée à la machine asynchrone, étude et simulation, tests de robustesse de la commande.

Chapitre I

*MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE*

I.1.Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de Simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être Partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle, en découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle.

Il faut noter cependant qu'il existe trois approches concernant la modélisation des machines électriques [kha 05].

- La modélisation de *Park* basée sur les équations électriques des machines avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ce modèle est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.
- La modélisation par réseau de perméance, où le circuit magnétique est modélisé par un circuit électrique équivalent. Elle peut être utilisée pour tester la robustesse des algorithmes de commandes, comme elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.
- La modélisation par éléments finis est la modélisation la plus précise. Elle est surtout utilisée pour la conception et le dimensionnement des machines

Dans ce chapitre nous présenterons la modélisation de la MAS. L'élaboration de son modèle mathématique devient indispensable pour l'étude de régime de fonctionnement transitoire ou permanent.

La simulation du modèle mathématique ainsi obtenu et effectué en utilisant – MATLAB/6.5

I.2.Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.2.1.Description et Principe de fonctionnement

La machine asynchrone (figure I.1) se compose d'un *stator*, portant un bobinage logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation et d'un *rotor*.

L'enroulement rotorique peut se présenter sous deux formes

Dans les rotors bobinés (à bagues) l'enroulement est exécuté comme un enroulement triphasé statorique connecté en étoile. Les extrémités des bobines rotoriques sont sorties par l'intermédiaire des bagues tournantes et des balais fixes reliés à l'extérieur. Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques ainsi que la modification de certaines caractéristiques du moteur par insertion d'un rhéostat extérieur ou par adjonction d'un convertisseur statique.

Dans les rotors à cage, l'enroulement est constitué de barres nues court-circuitées en permanence aux extrémités par des anneaux. On distingue trois types de rotor, en cage d'écureuil simple, à encoches profondes, en double cage d'écureuil. Ces rotors confèrent à la machine des profils de couples différents.

Dans notre travail, le moteur asynchrone utilisé est caractérisé par :

- la présence d'un seul bobinage triphasé alimenté par une source extérieure au stator.
- la présence d'un « bobinage » massif en court-circuit au rotor.

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction Électromagnétique du champ tournant (créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau) et des courants induits dans l'enroulement rotorique (lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor.[kha 05],[Ame 05]

I.2.2.Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le Contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [C.CAR] :

- Parfaite symétrie.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.
- Absence de saturation dans le circuit.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

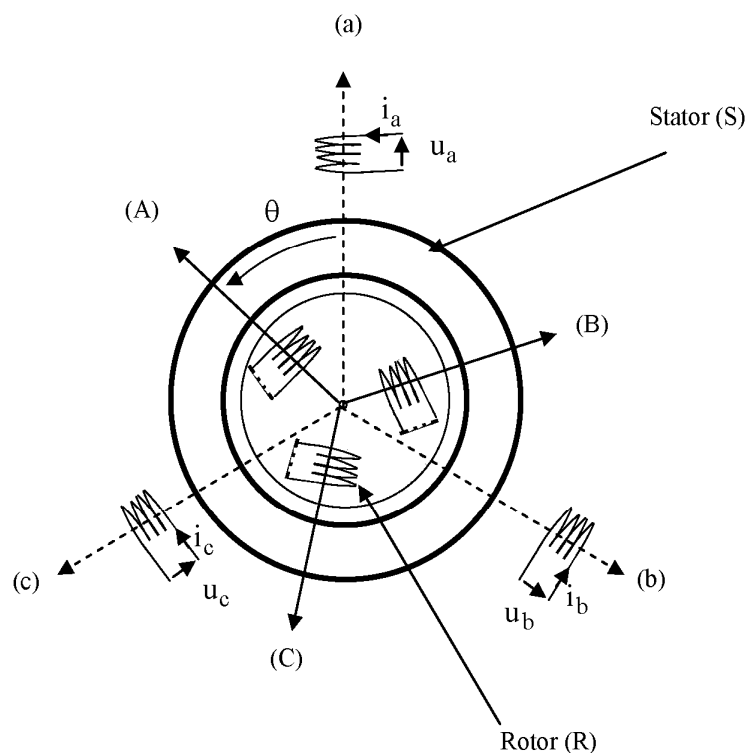


Fig. I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé

1.2.3. Equations de tension en grandeurs de phase

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement sur la figure (I.1) et dont les phases statoriques et rotoriques sont repérées respectivement par (a, b, c) et (A, B, C). Les phases rotoriques sont supposées court-circuitées. Le nombre de paires de pôles est égal à [p] et on note :

$\theta = \theta(t)$ l'angle mécanique, variable en fonction du temps. L'angle ($p\theta$) définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases (a) et (A) choisis comme axes de référence. Les expressions générales des tensions du moteur asynchrone s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des enroulements est la somme de la chute de tension ohmique et de la chute de tension inductive due au flux total qui le traverse. Les expressions des tensions des trois phases statoriques (a, b, c) et rotoriques (A, B, C) s'écrivent sous la forme matricielle suivante [Bel 05], [Ema 99]

- **Equations électriques et magnétiques**

Les équations de tension et du flux

Les expressions des tensions des trois phases statoriques (a, b, c) et rotoriques (A,B,C) s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec:

$$[V_s] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^t, [I_s] = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^t, [\Phi_s] = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]^t.$$

$$[V_r] = [V_{Ar} \quad V_{Br} \quad V_{Cr}]^t, [I_r] = [I_{Ar} \quad I_{Br} \quad I_{Cr}]^t, [\Phi_r] = [\Phi_{Ar} \quad \Phi_{Br} \quad \Phi_{Cr}]^t.$$

Les matrices des résistances statoriques $[R_s]$ et rotoriques $[R_r]$ sont :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les flux totalisés des phases statoriques $[\Phi_s]$ et rotoriques $[\Phi_r]$ s'expriment

Sous la forme :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{sr}] [I_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques s'écrivent:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{Ar} & M_{Ar} & M_{Ar} \\ M_{Ar} & L_{Ar} & M_{Ar} \\ M_{Ar} & M_{Ar} & L_{Ar} \end{bmatrix}, \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les phase rotoriques:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

M_0 étant le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor (leurs axes magnétiques sont alors alignés).

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] [I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] [I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [I_s]) \end{cases} \quad (I.5)$$

- **Equations mécaniques**

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [A 06]

$$C_{em} = P [I_{abc}]^t \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{ABC}] \quad (I.6)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (I.7)$$

Les expressions aux tensions obtenues ci-dessus sont d'ordre élevé (6ème ordre). Ainsi, la matrice $[M_{sr}]$ des inductances mutuelles étant à éléments non constants (les coefficients dans les expressions (I.4) sont variables), la résolution de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoires.

L'utilisation de la transformation de *Park* permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants; ce qui facilite sa résolution

I.2.4. Transformation initiale de Park

La transformation de *Park* consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes (d) et (q). D'après la figure (I.2), c'est l'angle (θ_s) qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle (θ_r) pour les grandeurs du rotor. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique (a,b,c) et l'enroulement triphasé rotorique (A,B,C) en trois enroulements orthogonaux (d,q,o), direct, quadrature et homopolaire, respectivement.

La transformation de *Park* est la même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec la matrice de transformation de *Park*:

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Avec:

$$\begin{cases} \theta_a = \theta_s \text{ pour la transformation des grandeurs statoriques,} \\ \theta_a = \theta_r \text{ pour la transformation des grandeurs rotoriques.} \end{cases}$$

La matrice de transformation inverse est donnée par:

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Les deux axes (d) et (q), qui serviront à transformer les expressions de la machine sont perpendiculaires et leur position peut être quelconque vue la symétrie cylindrique de la machine.

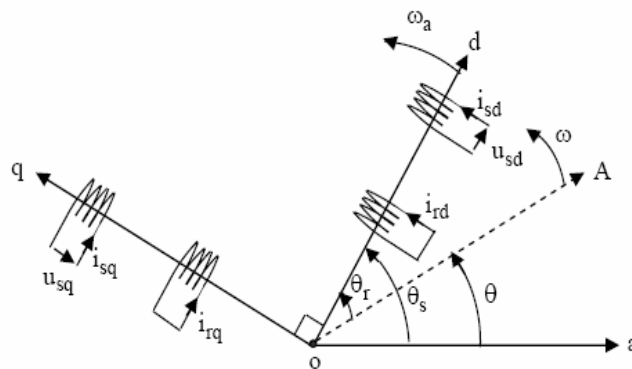


Fig. I.2 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de *Park*)

ω_a : désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axes (d,q). L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (pour une machine bipolaire) :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

I.2.5. Passage Park - Clarke

Les composantes de *Park* (d, q), exprimées dans un référentiel lié au champ tournant, peuvent être obtenues à partir des composantes de *Clarke* (α , β), exprimées dans un référentiel lié au stator, en faisant une rotation de l'angle (θ_a). Le passage des composantes de *Clarke* à celles de *Park* est le même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta_a) \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec:

$$P(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \sin(\theta_a) & 0 \\ -\sin(\theta_a) & \cos(\theta_a) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \sin(\theta_a) & 0 \\ -\sin(\theta_a) & \cos(\theta_a) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix}$$

I.2.6.Choix du référentiel

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

- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_s)$ (—)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = 0)$ (—)
- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = 0)$ (⋯)

Avec θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manière différente.

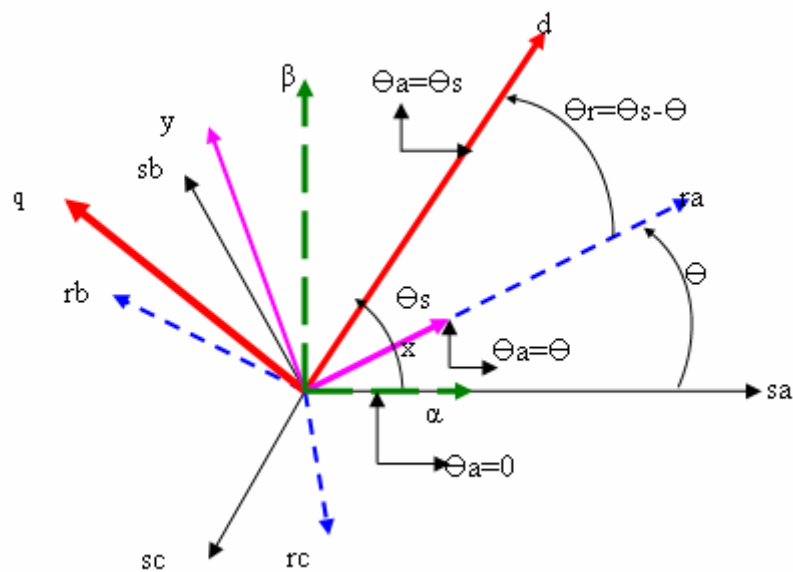


Fig. I.3 Axes réels de la machine: Axes (α, β) , Axes (x, y) , Axes (d, q) .

-Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_s = \frac{d}{dt}\theta_a = \omega_a$$

ω_a : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt}\Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt}\Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd} = 0 \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec: $\omega = \omega_s - \omega_r$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

[Kaf 03]

- Référentiel immobile par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_a = \frac{d}{dt}\theta_a = \omega_r$$

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d}{dt}\Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d}{dt}\Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r I_{rx} + \frac{d}{dt}\Phi_{rx} = 0 \\ V_{ry} = R_r I_{ry} + \frac{d}{dt}\Phi_{ry} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

- Référentiel immobile par rapport au stator

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [B 06].

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_a = \frac{d}{dt}\theta_a = 0$$

• Equations électriques

On dispose des équations des tensions statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} = 0 \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

• Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M_{sr} I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M_{sr} I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M_{sr} I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M_{sr} I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$L_s = L_{As} - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{Ar} - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} = 3/2 M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

- **Equations mécaniques**

L'équation du mouvement est donnée:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J}(C_{em} - C_r - f\omega_r) \quad (\text{I.17})$$

Le couple électromécanique est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P M_{sr} (I_{r\alpha} I_{s\beta} - I_{r\beta} I_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

I.2.7.Représentation d'état du modèle de la MAS

La représentation d'état est la représentation moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques.

La présence de la vitesse mécanique dans les expressions électriques conduit à un système de cinq équations différentielles non linéaires. Si l'on suppose que la vitesse est un paramètre lentement variable vis-à-vis des grandeurs électriques, on obtient un modèle d'état d'ordre quatre, linéaire mais non stationnaire.

Il existe plusieurs représentations de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'états du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation est faite.

✦ Sous forme classique

En combinant les équations (I.15),(I.16) et (I.17),(I.18) on obtient e modèle d'état de MAS.

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_s} (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - M_{sr} \frac{dI_{r\alpha}}{dt}) \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - M_{sr} \frac{dI_{r\beta}}{dt}) \\ \frac{dI_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_r} (-R_r I_{r\alpha} - M_{sr} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} - \omega_r (L_r I_{r\beta} + M_{sr} I_{s\beta})) \\ \frac{dI_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{L_r} (-R_r I_{r\beta} - M_{sr} \frac{dI_{s\beta}}{dt} + \omega_r (L_r I_{r\alpha} + M_{sr} I_{s\alpha})) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \left(\frac{3}{2} PM_{sr} (I_{r\alpha} I_{s\beta} - I_{r\beta} I_{s\alpha}) - C_r - f\omega_r \right) \end{cases} \quad (I.19)$$

✦ Sous forme matricielle

En utilisant Laplace, et on effectué des transformations des équations (I.16), (I.17) et (I.18) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PM_{sr} & 0 \\ 0 & R_s + PL_s & 0 & PM_{sr} \\ PM_{sr} & \omega_r M_{sr} & R_s + PL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M_{sr} & PM_{sr} & -\omega_r L_r & R_s + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

L'équation d'état du système est :

$$L \frac{dI}{dt} = [A][I] + [U] \quad (I.21)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r M_{sr} & -R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M_{sr} & 0 & \omega_r L_r & -R_r \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.2.8.Simulation Numérique d'alimentation de la machine

En considère que la machine est alimentée directement à partir du réseau triphasé dont les équations des tensions sont:

$$\begin{cases} V_{as} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bs} = V_m (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = V_m (\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.24)$$

En utilisant la transformation de Clarke pour ce passage du modèle triphasé au système biphasé(α,β)comme le montre la figure (I.4)

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = 220\sqrt{3} \sin(\omega t) \\ V_{s\beta} = 220\sqrt{3} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (I.25)$$

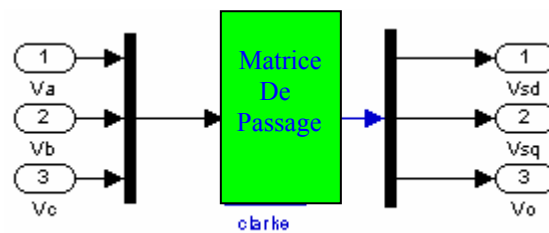
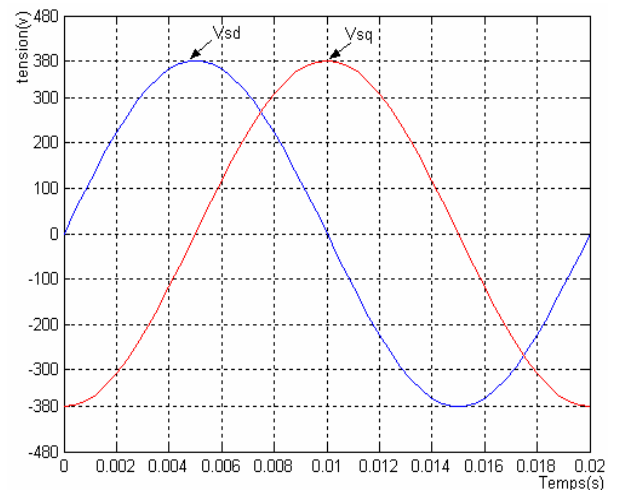
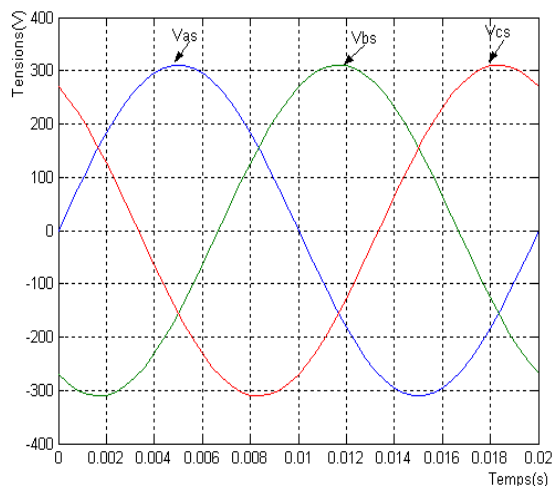


Fig. I.4 : Bloc d'alimentation

Les tensions d'alimentation triphasées et biphasées sont représentées sur les figures suivantes



Tension triphasée
 ✦ **Sous forme classique**

Tension biphasée

Les équations données par l'expression (I.19) peuvent être représenté sous forme d'un schéma bloc suivant :

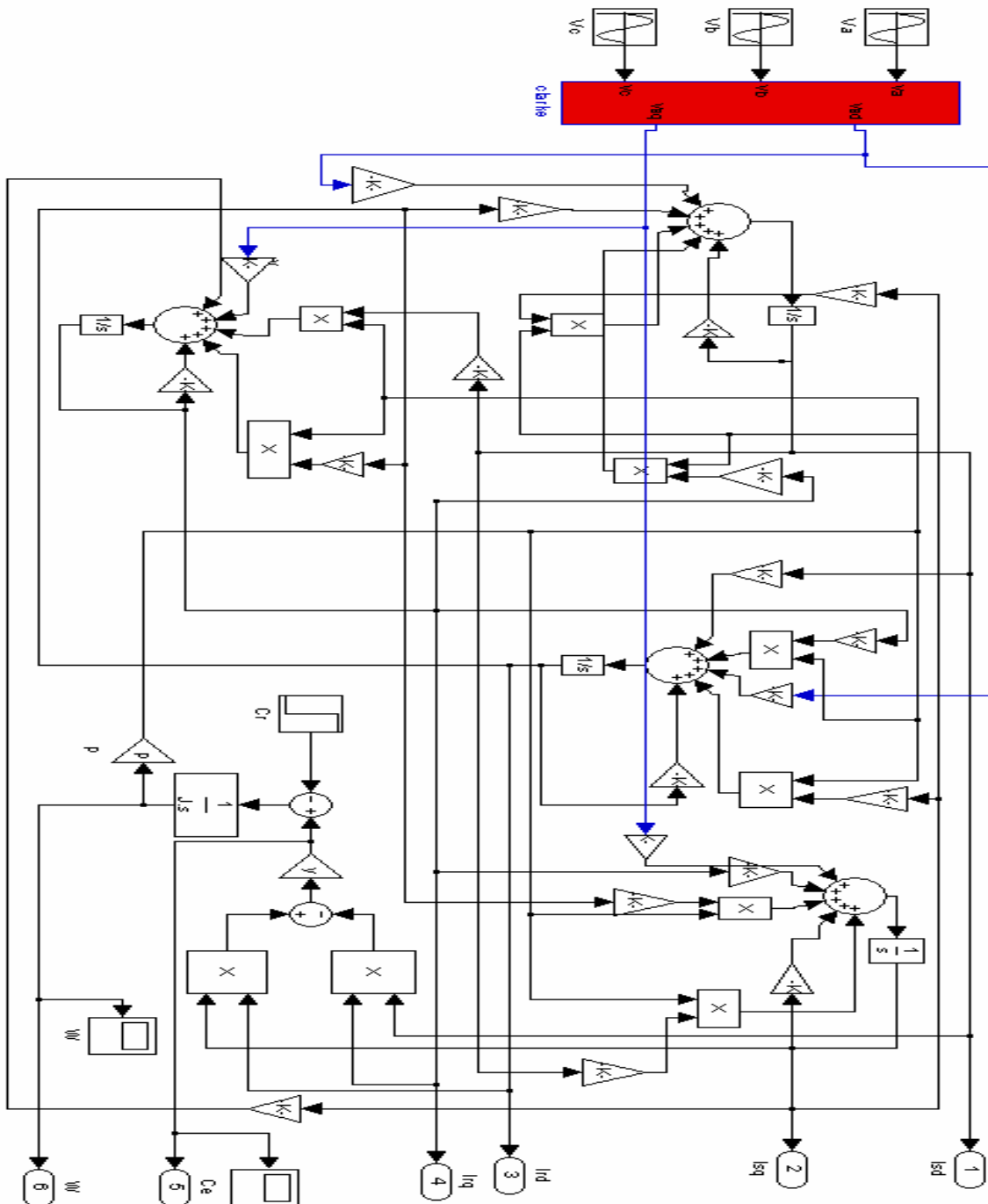


Fig. I.5 : Schéma bloc du modèle de MAS sous forme classique.

◆ Simulation du MAS sous forme matricielle

$$\frac{d(I)}{dt} = \frac{1}{L_s L_r \sigma} \left[[A_1][I] + \omega_r [A_2][I] + [B][U] \right] \quad (I.26)$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -R_s L_r & 0 & R_r M_{sr} & 0 \\ 0 & -R_s L_r & 0 & R_r M_{sr} \\ R_s M_{sr} & 0 & -R_r L_s & 0 \\ 0 & R_s M_{sr} & 0 & -R_r L_s \end{bmatrix}$$

et

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & M_{sr}^2 & 0 & M_{sr} L_r \\ -M_{sr}^2 & 0 & -L_r M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s M_{sr} & 0 & -L_r L_s \\ L_s M_{sr} & 0 & L_r L_s & 0 \end{bmatrix}$$

et

$$[B] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr} \\ -M_{sr} & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M_{sr} & 0 & L_s \end{bmatrix}$$

◆ Résultats de la simulation sous forme classique

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380,50Hz, puis nous avons appliqué un couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$) à l'instant $t = 1\text{sec}$. Les résultats de la simulation sous forme classique sont représentés dans la figure (I.7).

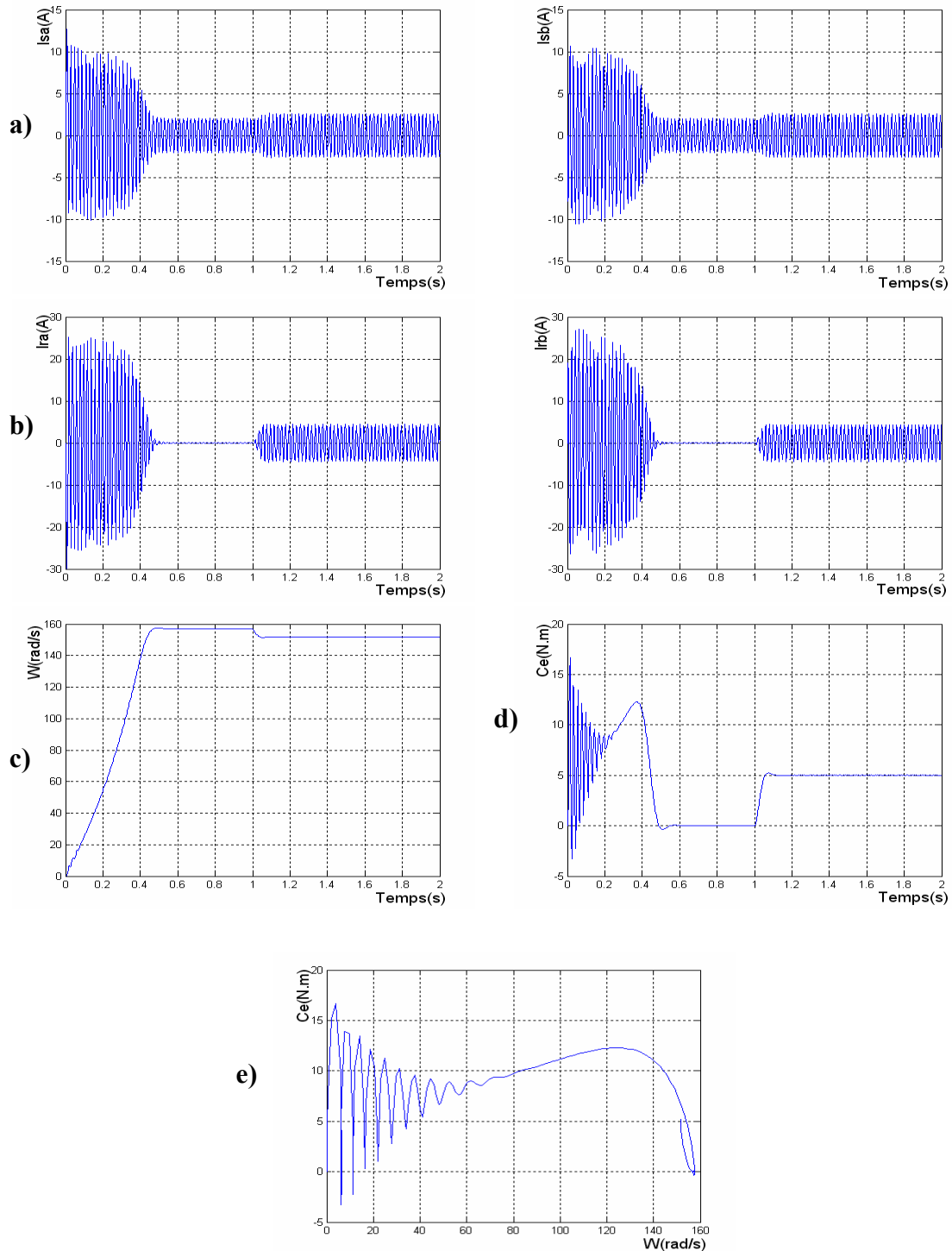


Fig. I.7 : Différentes caractéristiques de la MAS obtenus sous forme classique à $t=1\text{sec}$ ($C_r=5\text{N.m}$)

- ◆ **Résultats de la simulation sous forme matricielle:** Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380,50Hz, puis nous avons appliqué un couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$) à l'instant $t = 1\text{sec}$. Les résultats de la simulation sous forme matricielle sont représentés dans la figure (I.8).

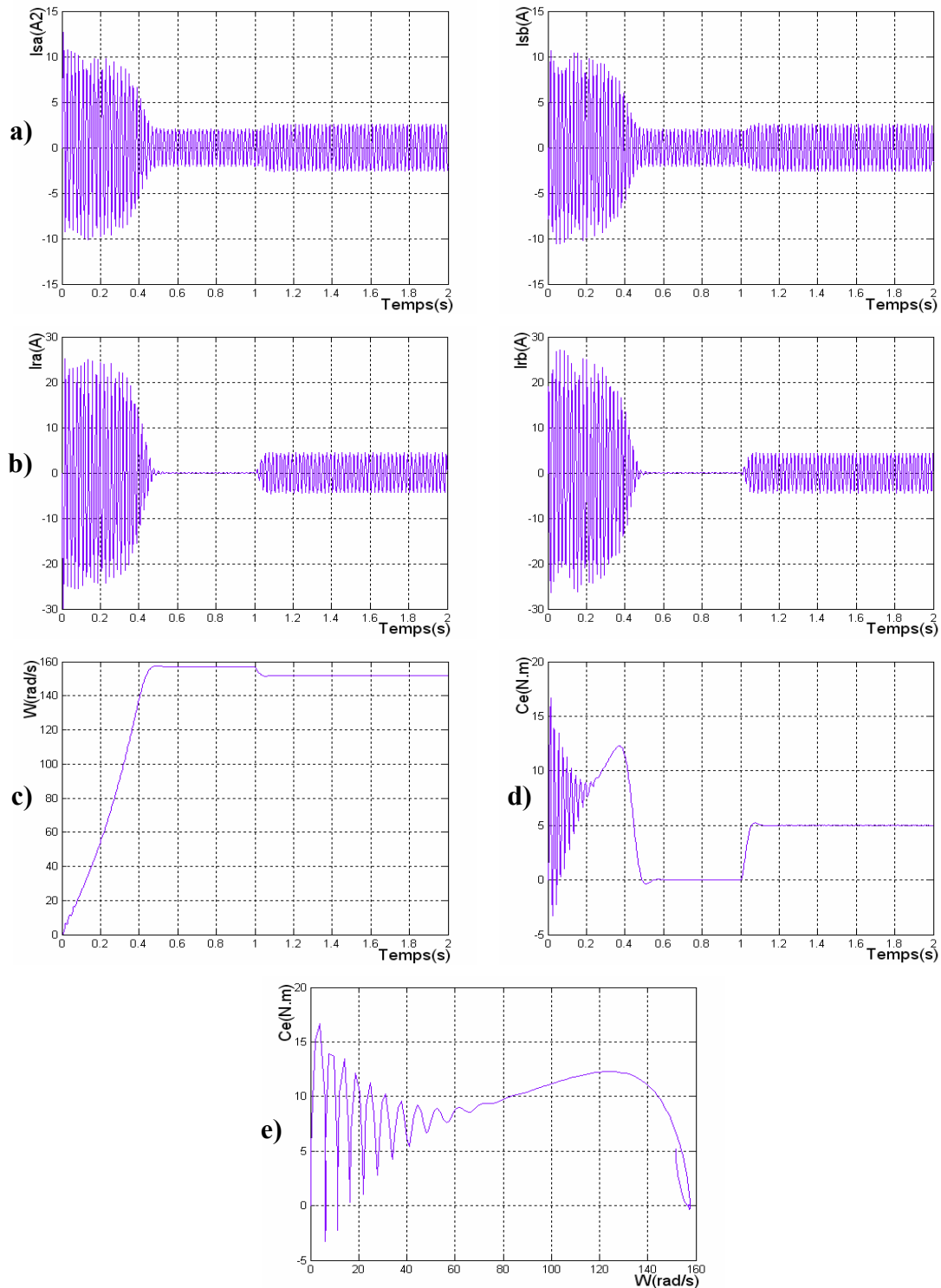


Fig. I.8 : Différentes caractéristiques de la MAS obtenus sous forme matricielle à $t=1\text{sec}$ ($C_r=5\text{N.m}$)

◆ Interprétation des résultats

Les paramètres de la machine utilisée sont indiqués dans l'annexe, les figure (I.7). (I.8) représentent les réponses de la MAS pour les deux modèles.

a) caractéristique de courants statoriques

Les figure (I.7.a) et (I.8.a) montrent l'évolution de courant statorique en fonction de temps, on reconnaît le classique appel de courant de démarrage égal à 5 fois environ le courant nominale. Au démarrage la MAS est analogie a un transformateur statique, le courant statorique est excessif. vue qu'il est de courte durée .la machine pouvait le supporter sous risque d'echouffement dongereux. A l'instant $t=1\text{sec}$ on charge la machine avec un couple $C_r=5\text{N.m}$, on constate que le courant d'appel statorique augment à cause l'augmentation du couple.

b) caractéristique de courants rotoriques

D'après les figures (I.7.b) (I.8.b) le courant rotorique est faible après le régime transitoire à cause du fonctionnement à vide, par contre lorsque la machine est chargée la valeur du courant rotorique devient importante.

c) caractéristique de vitesse

Les figures (1.7.c) (1.8.c) montrent l'évolution de la vitesse de rotation de la MAS en fonction du temps, l'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instantes de démarrage avec un accroissement presque linéaire, la vitesse se stabilise à la valeur (157 rad /sec) puisque le moteur possède deux paires de pôles, une légère diminution de vitesse à l'instant d'application de la charge.

d) caractéristique de couple

Les figures (1.7.d) (1.8.d) montrent l'évolution du couple en fonction du temps, au premier instant du démarrage le couple est fortement pulsatoire. Ce phénomène se traduit par la présence bruit engendré par la partie mécanique (moment d'inertie) il atteint la valeur (20 N.m), est tend vers le régime de charge considéré ($C_r=0\text{ N.m}$). Si on charge la machine le couple tend vers la valeur nominale.

e) caractéristique mécanique

Le tracé de $C_e=f(w)$ montre l'évolution de la caractéristique mécanique vers le point de fonctionnement de la MAS.

Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons présenté un modèle mathématique de la machine asynchrone, la complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèse simplificatrices.

La présentation du modèle sous forme schéma bloc nous a permis de valider nos résultats pou passer a l'étape suivante.

D'autre part nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute considérablement, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge et cela fait l'objet des prochains chapitre de ce mémoire.

Chapitre II

*MODELISATION DE
L'ASSOCIATION ONDULEUR- MAS*

II.1.Introduction

Les machines asynchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable d'où la nécessité de l'utilisation d'un onduleur de tension. Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée d'une part sur le développement des composants à semi conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI). [Fad 06]

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension Rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrée est à La fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultat obtenus seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour résoudre se problème. Cependant, l'essor de la modulation MLI n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs [Yak 05]. La modulation MLI consiste alors à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur. Ainsi, elle permet de repousser, vers des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite le filtrage. Aussi, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternance d'une tension de sortie, offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde.

La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des Interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou

Éventuellement une combinaison des deux. Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue deux techniques de modulation de largeur d'impulsion :

- ◆ La modulation sinusoïdale et la modulation vectorielle.

La modulation sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. La modulation vectorielle consiste à représenter la tension sinusoïdale de sortie que l'on désire par un seul vecteur. La transformation de Clarke permet d'approcher au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation. La génération des signaux de commande des interrupteurs se fait de façon à suivre au mieux le vecteur défini par les composante de Clarke du système de tensions de sortie de l'onduleur. Contrairement à la modulation Sinusoïdale la modulation vectorielle permet d'assurer, d'une manière globale, la commande de l'ensemble des interrupteurs constituant l'onduleur.

II.2. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

II.2.1. Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandables à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [Kha 05], [Yak 05].

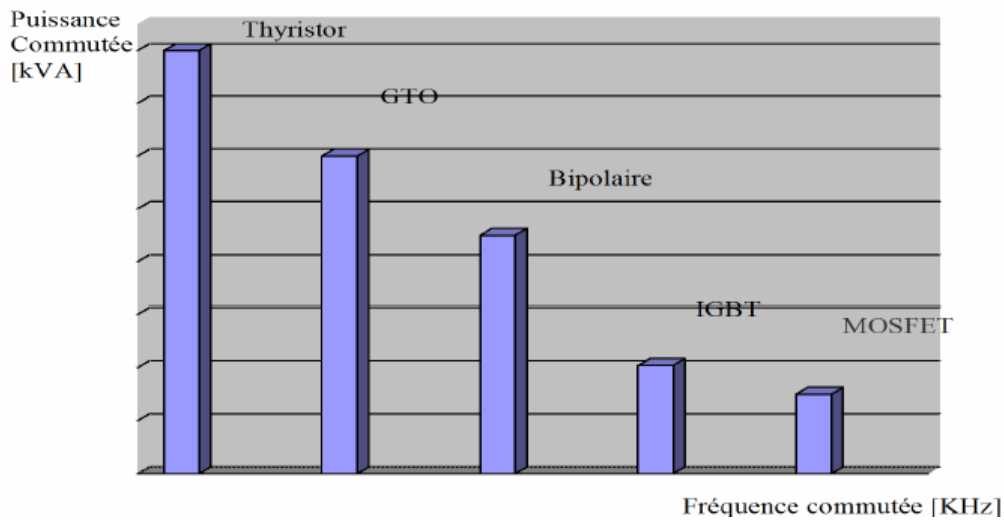


Fig. II.1 : Choix des composants selon la puissance et la fréquence

La figure (II.2) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le MAS [Bel02] :

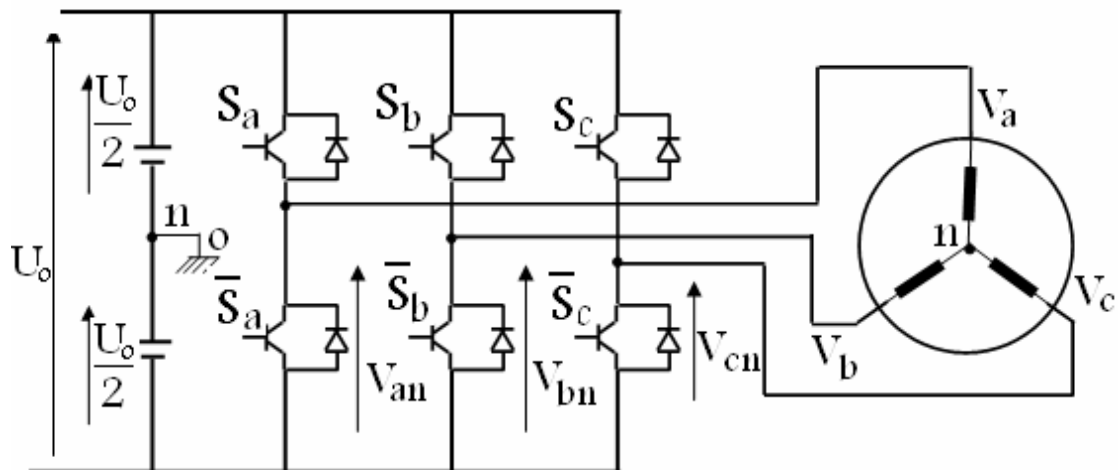


Fig. II.2 : Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

- $S_{a,b,c}=1$: interrupteur du demi-bras haut (a,b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c}=0$: interrupteur du demi-bras bas (a,b ou c) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que. [Bel 05]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée; est équilibrée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

u_{a0} , u_{b0} et u_{c0} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{ao} + u_{bo} + u_{co} = 0 \quad (\text{II.4})$$

La substitution de (II.4) dans (II.3) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{II.5})$$

En remplaçant (II.5) dans (II.3), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Ou bien sous forme matriciel comme suite:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.2.2. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus- triangle)

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

Pour une référence sinusoïdale, deux Paramètres suffisent pour caractériser la commande :

- L'indice de modulation (m), égal au rapport f_p/f des fréquences de modulation et de références.
- Le coefficient de réglage en tension (r), égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de Crête de modulation (V_m/V_{pm}).

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure (II.3) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

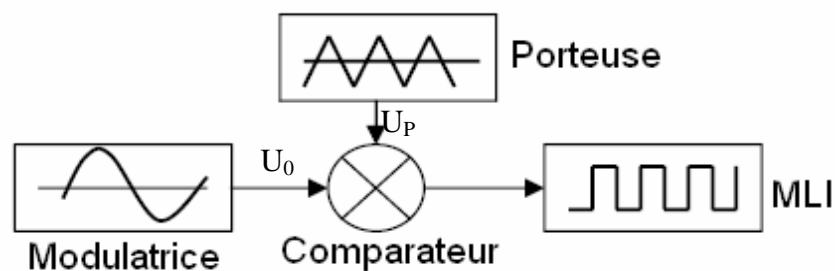


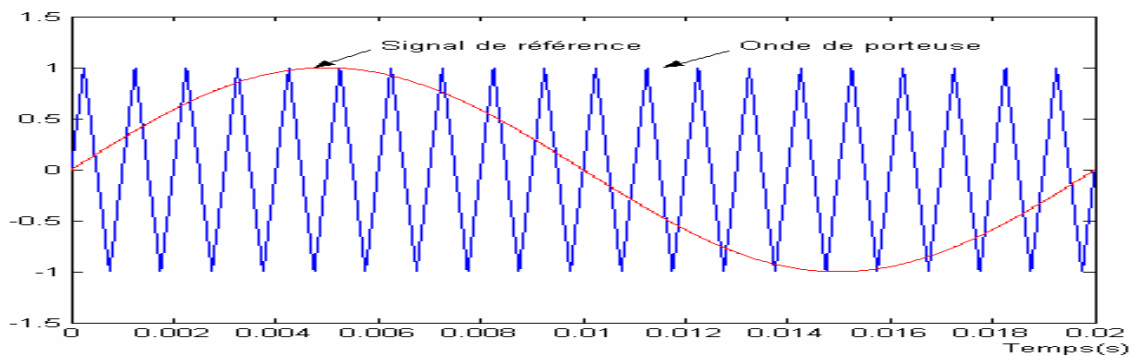
Fig. II.3 : Principe de la commande MLI

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$m > 20$ d'ou

$f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}}$ [Bel 05]

Les figures (II.4), (II.5) représentent deux MLI générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1KHz (figure II.4) Et 2KHz (figure II.5), avec le même signal sinusoïdal de fréquence. Ces MLI sont obtenues comme suit :



L'impulsion imposé au bras de l'onduleur

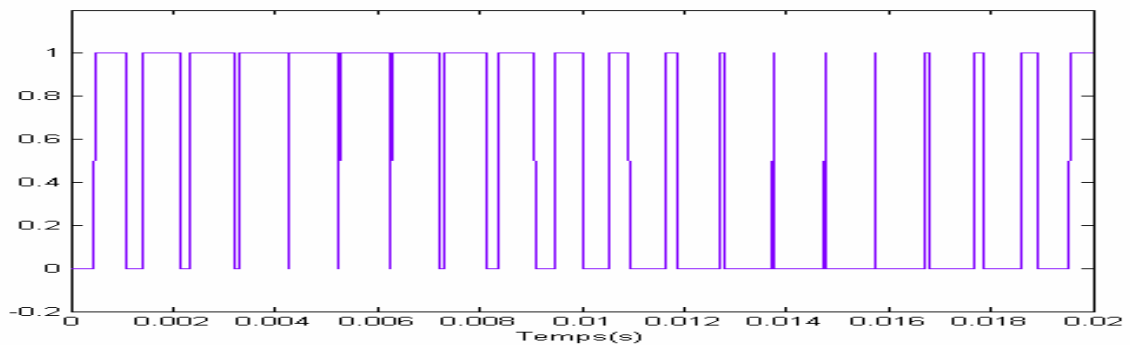
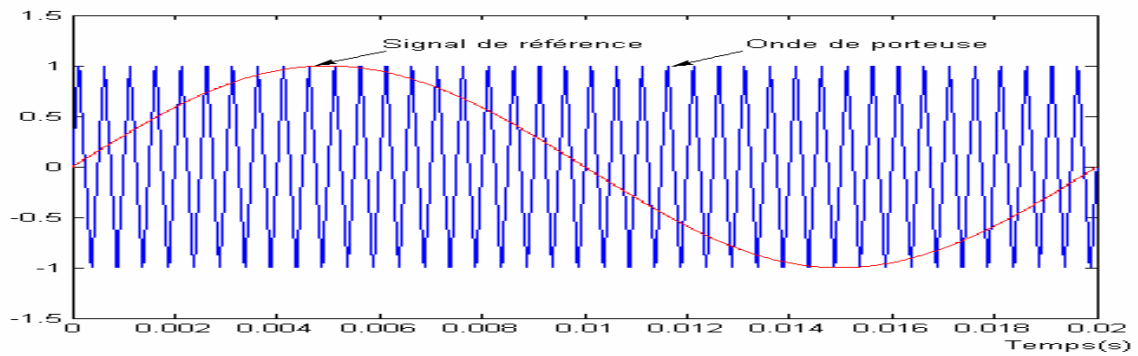


Fig. II.4 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de porteuse de 1KHz.



L'impulsion imposé au bras de l'onduleur

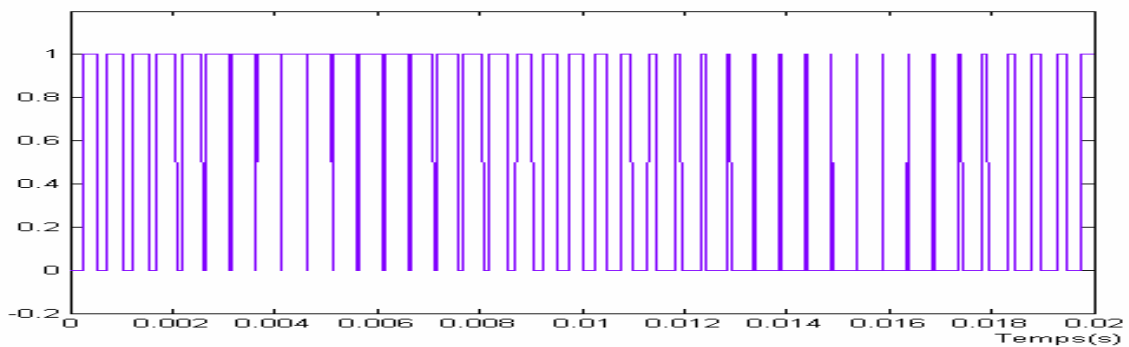


Fig. II.5 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de porteuse de 2KHz.

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

II.3.Simulation de l'association Onduleur-MAS

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de L'association de l'onduleur à La machine asynchrone en boucle ouvert et en boucle fermé. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de l'alimentation, de la fréquence, de le rapport $V/f=cste$.

II.3.1.Schema bloc de la simulation en boucle ouvert

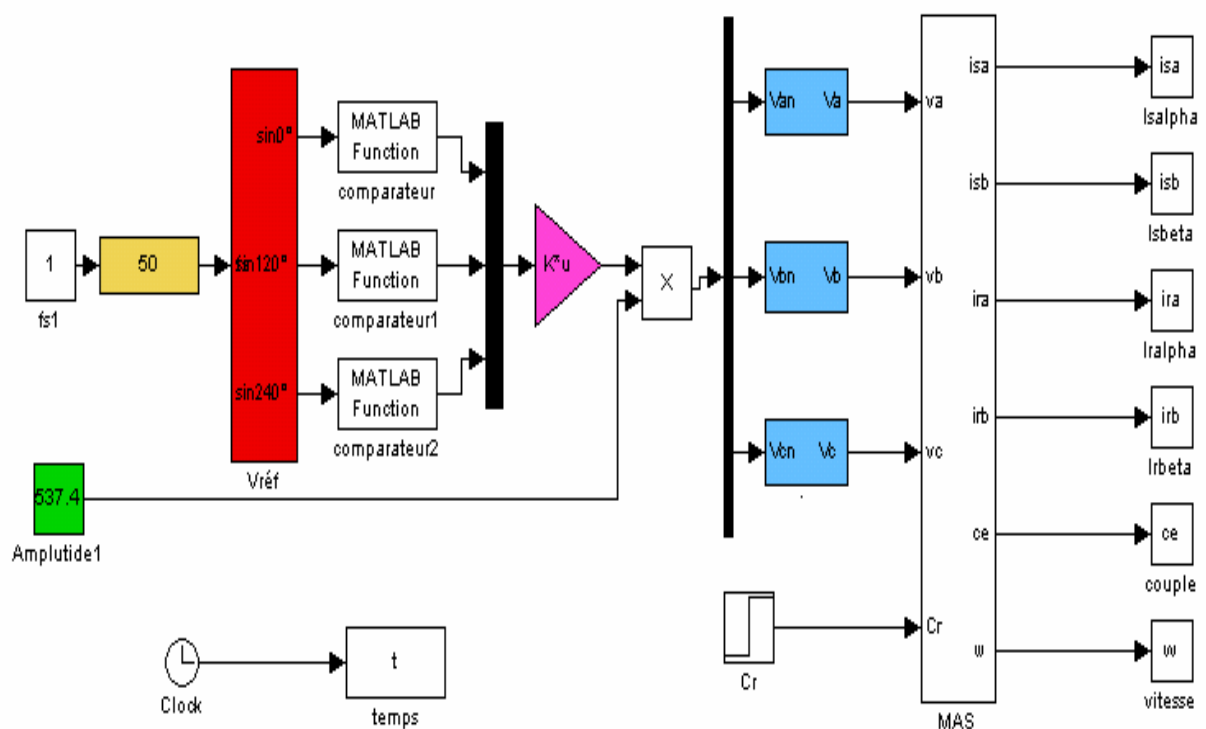


Fig. II.6 : Schéma bloc en boucle ouvert de l'association de l'onduleur de tension à la machine asynchrone

◆ Résultats de la simulation de l'association onduleur- MAS

Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.7), ou on constate que l'allure du courant présente aux premiers instants, un dépassement excessifs, qui disparaissent au bout de quelques alternances ce qui traduit le régime transitoire, puis on remarque l'existence de palées horizontaux jusqu'à la charge $C_r=5\text{N.m}$ à $t=1$ sec ou les valeurs sont importantes à cause de la charge.

Pour les courbes $W=f(t)$, $C_e=f(t)$, $C_e=f(W)$, on constate dans les premiers instants de démarrage des oscillations à partir de l'instant où le moteur prend brusquement de la vitesse d'entraînement, le couple et la vitesse s'établissent à un régime permanent caractérisé par une vitesse proche de synchronisme.

À $t=1\text{sec}$ $C_r=5\text{N.m}$. On charge la machine, après cet instant le couple tend vers la valeur nominale constante avec une légère diminution de la vitesse.

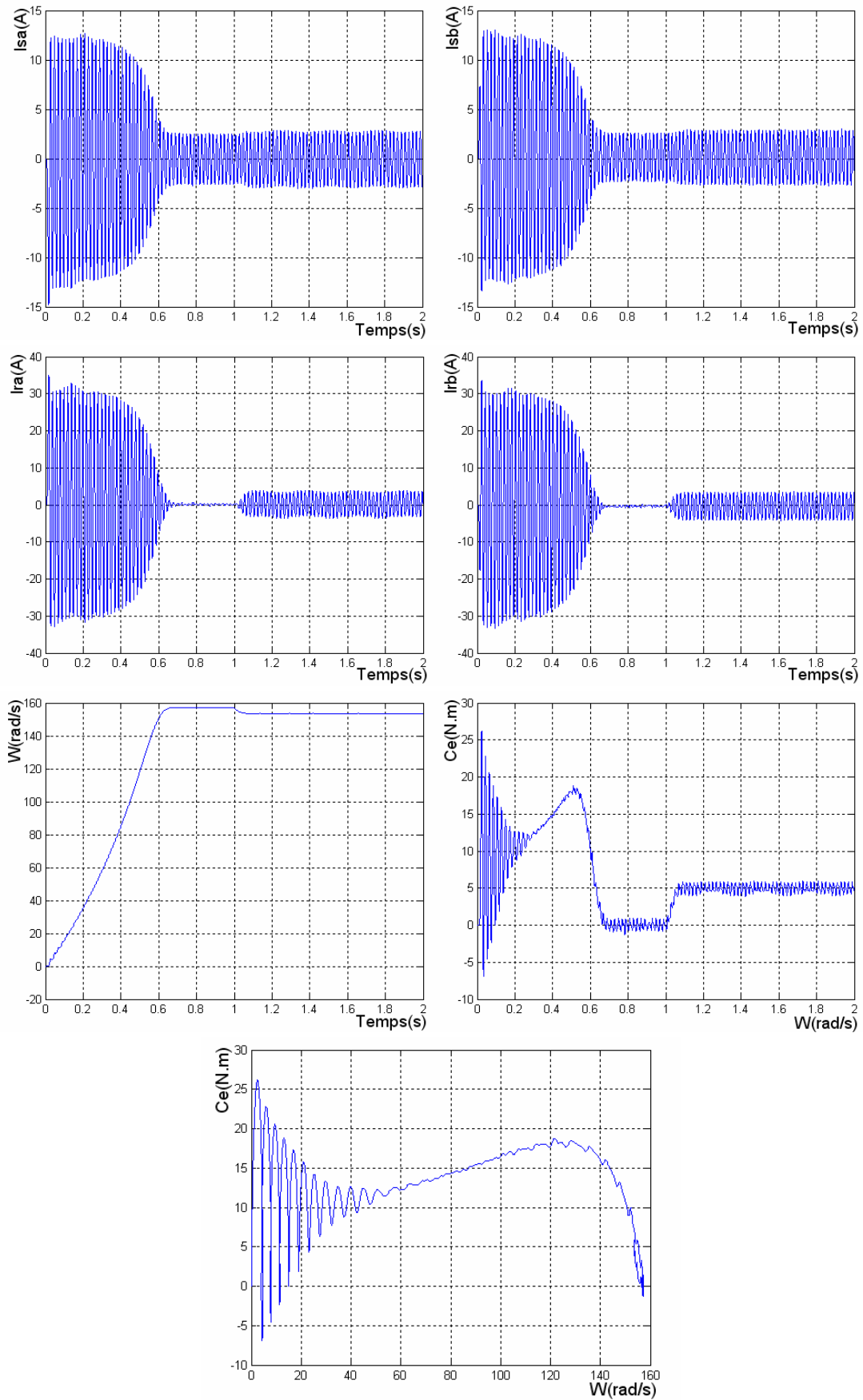


Fig.II.7 : Différentes caractéristiques de l'association Onduleur-MAS

II.4.Variation de la vitesse de la machine asynchrone

Le variateur fournit au moteur asynchrone une onde de tension à amplitude et fréquence variables tout en maintenant le rapport tension / fréquence sensiblement constant. En modifiant la fréquence de la tension d'alimentation du moteur, le variateur permet de modifier la vitesse du champ tournant du stator et donc la vitesse de rotation du moteur.

II.4.1.Principe généraux de réglage

Le réglage de la vitesse (ou de position) du rotor d'une MAS se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant statorique). L'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif figure (II.8). La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s .

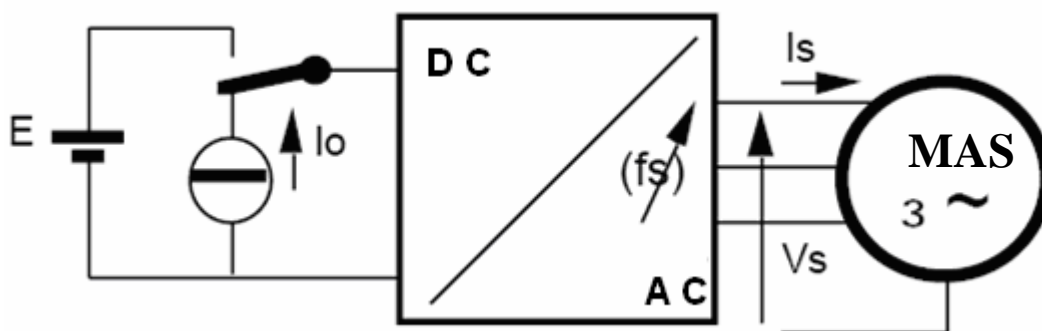


Fig. II.8 : L'association d'un convertisseur à la machine asynchrone.

Puisque la vitesse (ω_r) est égale à $\omega (1-g)$, ou encore à $f/p (1-g)$ la variation de vitesse est obtenue soit :

- faire varier le nombre de paires de pôles.
- Faire varier le glissement g .
- Faire varier la fréquence d'alimentation.

Dans notre cas la variation de vitesse est obtenue par la variation de fréquence d'alimentation à l'aide d'un onduleur de tension triphasé.

II.4.2.Réglage de vitesse de la MAS

La meilleure méthode de réglage de la vitesse est d'agir sur la fréquence de la tension d'alimentation au moyen d'un convertisseur de fréquence, dans ce cas il est possible de régler la vitesse d'un moteur asynchrone dans une gamme de vitesse très large sans pertes supplémentaires offrent ainsi un bon rendement.

De plus, cette solution permet un réglage souple et progressif tout en maintenant une bonne rigidité de la caractéristique mécanique de la machine et cela assure une stabilité de fonctionnement tout en long de la gamme de réglage adopté. Les principales méthodes utiliser pour l'obtention d'une vitesse réglable ou variable sont:

✦ Action sur la fréquence

Le couple maximal C_{\max} de MAS est donné par la relation suivante : [M.S. 99]

$$C_{\max} = \frac{3m^2 p}{8\pi^2 l_r} \left(\frac{V_e}{f} \right)^2 \quad (\text{II.9})$$

Avec :

m : Rapport de transformation.

V_e : valeur efficace de la tension.

l_r : Inductance propre rotorique.

f : Fréquence.

A partir de la formule (II.9), on constate que le couple maximale est inversement proportionnel au carrée de la fréquence.

✦ Action sur la tension d'alimentation

A tension variable et à fréquence constante le couple maximal est proportionnel au carrée de la tension.

Les deux actions précédentes possèdent des inconvénients sur la charge entraînée à cause de l'augmentation ou la diminution du couple maximal, donc pour avoir un fonctionnement dont le couple maximal constant, il faut travailler avec la condition $V/f = \text{constant}$.

✦ Condition de réglage pour $V/f = \text{cst}$

Pour une réduction de vitesse, la fréquence devrait être réduite, de telle sorte de maintenir le même degré de magnétisation de la machine avec une densité de flux dans l'entrefer constante, il faut donc réduire la tension d'alimentation avec les mêmes proportions. Dans ce cas le couple maximal doit être constant, autrement dit avec une même réduction de fréquence f , l'impédance de magnétisation diminue et le courant de magnétisation augmente entraînent ainsi une augmentation excessif du flux, donc le circuit magnétique sera saturé

Cette condition peut être réalisé par deux méthodes :

- La commande en boucle ouverte.
- La commande en boucle fermée.

◆ Réglage de vitesse en boucle ouverte

A flux constant, le couple électromagnétique de la machine asynchrone ne dépend que de la pulsation ω_r . Ainsi, pour différentes valeurs de la pulsation des grandeurs statoriques ω_s obtient-on une famille de caractéristiques Couple Vitesse, $C_{em} = f(\omega_r)$ lorsque le moteur est alimenté de façon que V/f soit constant, le moment du couple électromagnétique ne dépend que de l'écart de vitesse ($\omega_s - \omega_r$).

a commande en boucle ouverte fig. (II.9), ne permet pas de contrôler parfaitement la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation ω_s constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge à entraîner.

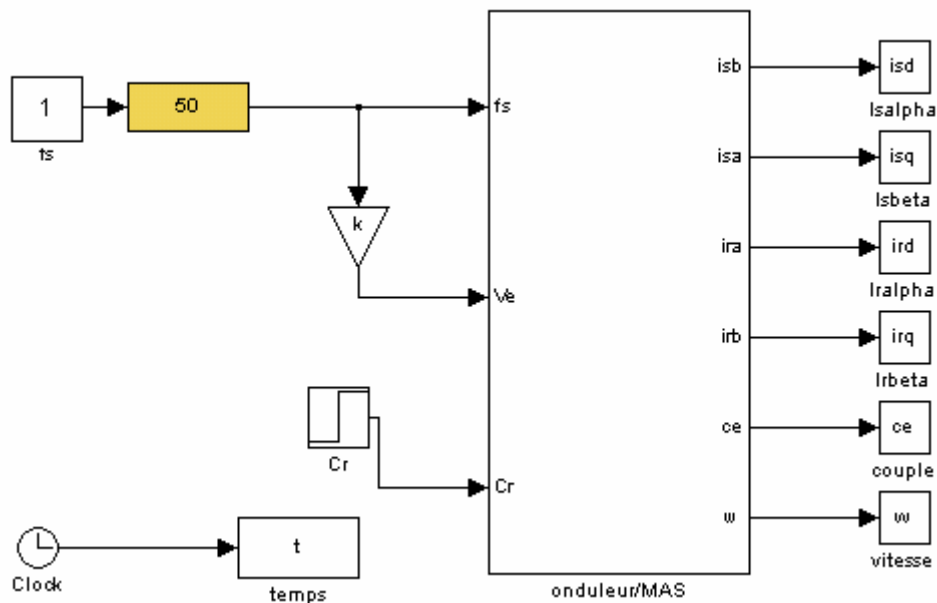


Fig. II.9 : Schéma bloc du réglage de vitesse de la MAS en boucle ouverte

◆ **Test de robustesse pour la commande en boucle ouverte**

-Action sur la fréquence

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la fréquence des figures (II.10.a), (II.10.b) montrent que cette variation entraîne une variation de la vitesse rotorique ce qui influe sur les courants, et le couple électromagnétique.

- 1^{er} cas:

$$\begin{cases} U=U_0=537.4 \text{ (v)}. \\ f=50 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

La figure (II.10.a) sous dessous représente les résultats obtenus dans ce cas pour la vitesse et la caractéristique mécanique $C_e=f(W)$.

- 2^{ème} cas:

$$\begin{cases} U=U_0=537.4 \text{ (v)}. \\ f=37.5 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

Les résultats obtenus dans ce cas pour la vitesse et la caractéristique mécanique $C_e=f(W)$.sont représentés dans la figure (II.10.b).

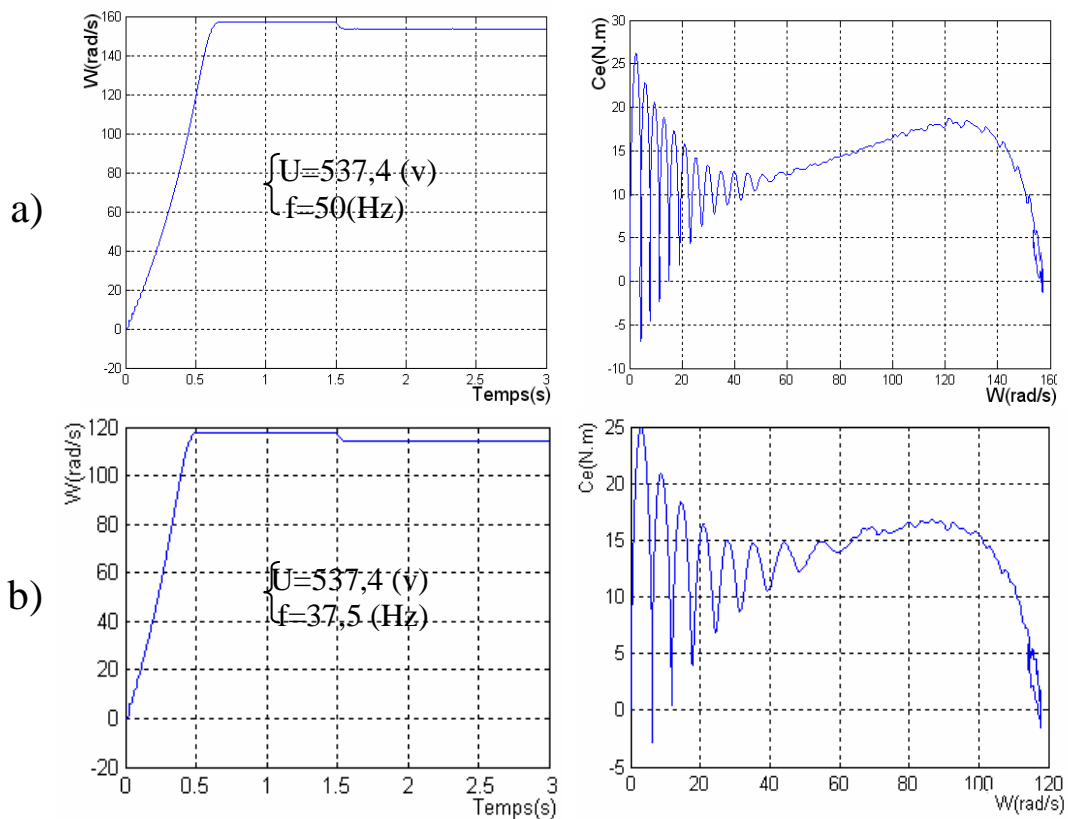


Fig. II.10 : Action sur la fréquence

-Action sur la tension d'alimentation**1^{er} cas :**

$$\begin{cases} U=U_0=537.4 \text{ (v)}. \\ f=50 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

2^{ème} cas :

$$\begin{cases} U=\frac{3}{4} U_0=403.05 \text{ (v)}. \\ f=50 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

Les résultats des caractéristiques mécaniques et les vitesses pour les deux cas précédentes sont représentés dans les figure (II.11.a) et (II.11.b) successivement:

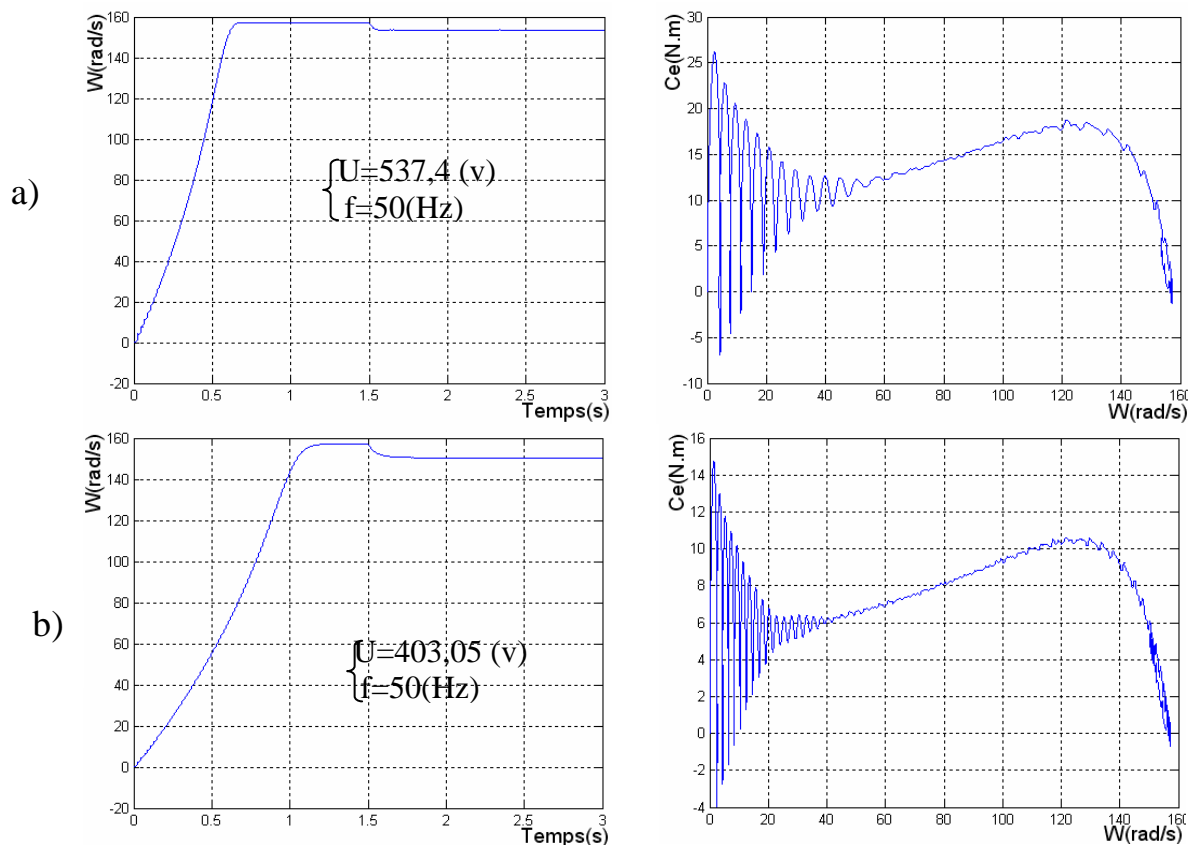


Fig. II.11 : Action sur l'alimentation.

-Action sur le rapport $V/f=cst$ **1^{er} cas :**

$$\begin{cases} U=U_0=537.4 \text{ (v)}. \\ f=50 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

2^{ème} cas :

$$\begin{cases} U=\frac{3}{4} U_0=403.05 \text{ (v)}. \\ f=\frac{3}{4} 50=37.5 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

Les résultats des caractéristiques mécaniques et les vitesses pour les deux cas précédentes sont représentés dans les figure (II.12.a) et (II.12.b) successivement:

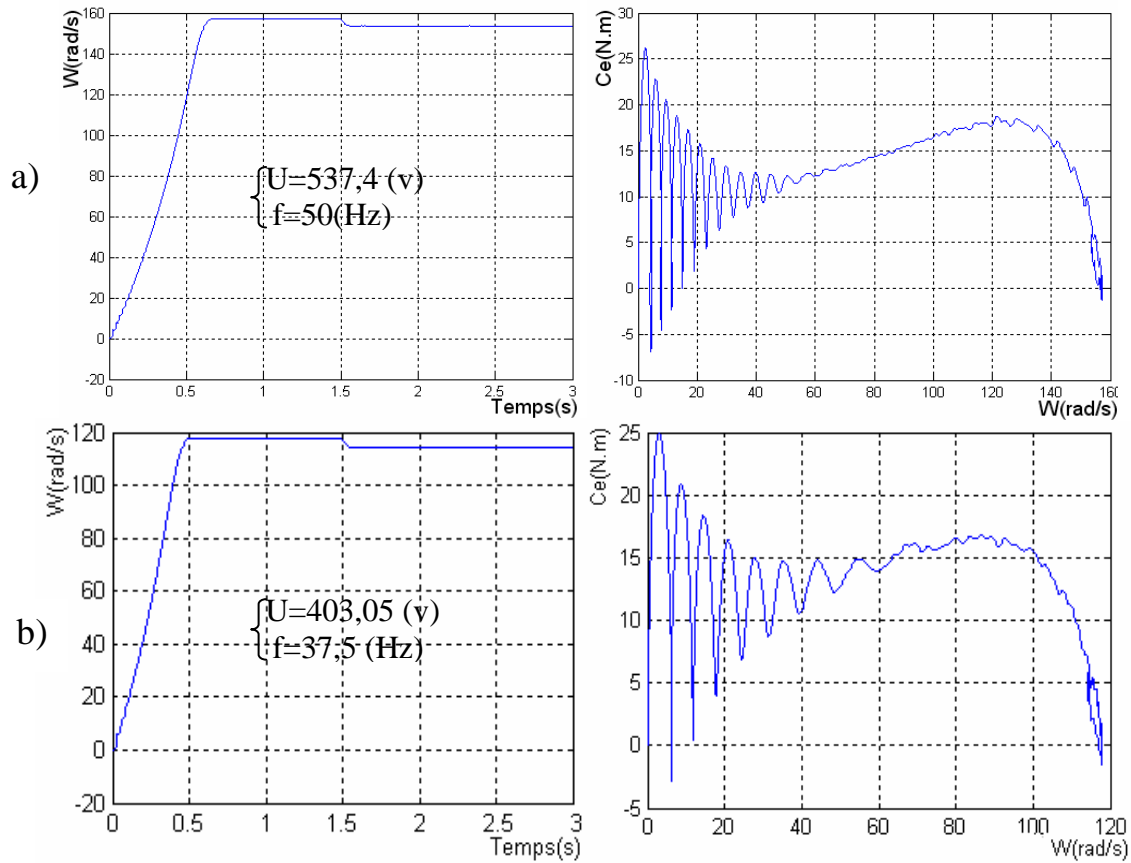


Fig. II.12 : Action sur le rapport $V/f=cst$.

◆ Réglage de vitesse en boucle fermé

Afin d'asservir la vitesse de rotation, on rajoute une boucle externe qui, à partir de l'erreur de vitesse, permet d'augmenter la fréquence des tensions statoriques de façon à l'erreur de vitesse due au glissement.

La figure (II.13) représente la commande en boucle fermé pour une machine asynchrone associée à l'onduleur de tension.

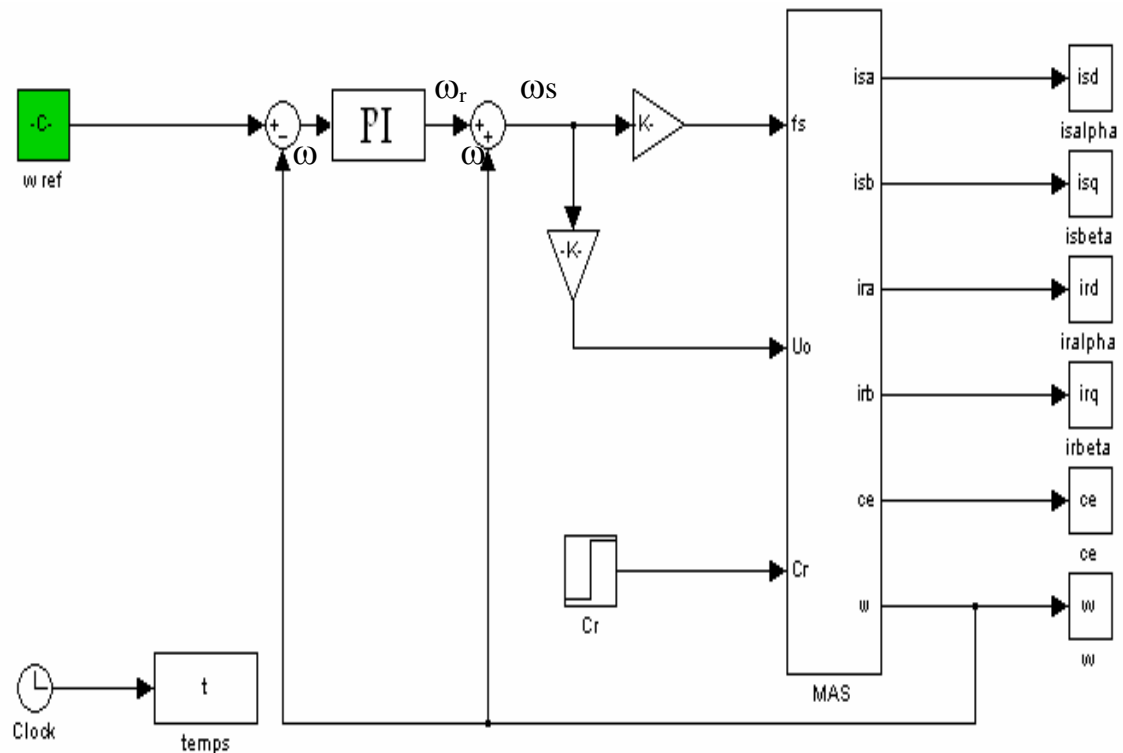


Fig. II.13 : Schéma bloc du réglage de vitesse de la MAS en boucle fermé

Le correcteur, généralement de type PI, permet d'estimer la pulsation rotorique. La tension de sortie du correcteur notée ω_r est additionnée à la tension image de la vitesse de rotation ω et ceci de façon à obtenir la valeur adéquate pour la pulsation statorique. La pulsation statorique est calculée par la relation: $\omega_s = \omega_r + \omega$. C'est l'autopilotage fréquentiel.

◆ **Test de robustesse pour la commande en boucle fermé**

-Action sur le rapport $V/f=cst$

1^{er} cas :

$$\begin{cases} U=U_0=537.4 \text{ (v)}. \\ f=50 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

2^{ème} cas :

$$\begin{cases} U=\frac{3}{4} U_0=403.05 \text{ (v)}. \\ f=\frac{3}{4} 50=37.5 \text{ (Hz)}. \end{cases}$$

Les résultats des caractéristiques mécaniques et les vitesses pour les deux cas précédentes sont représentés dans les figures (II.14.a) et (II.14.b) successivement:

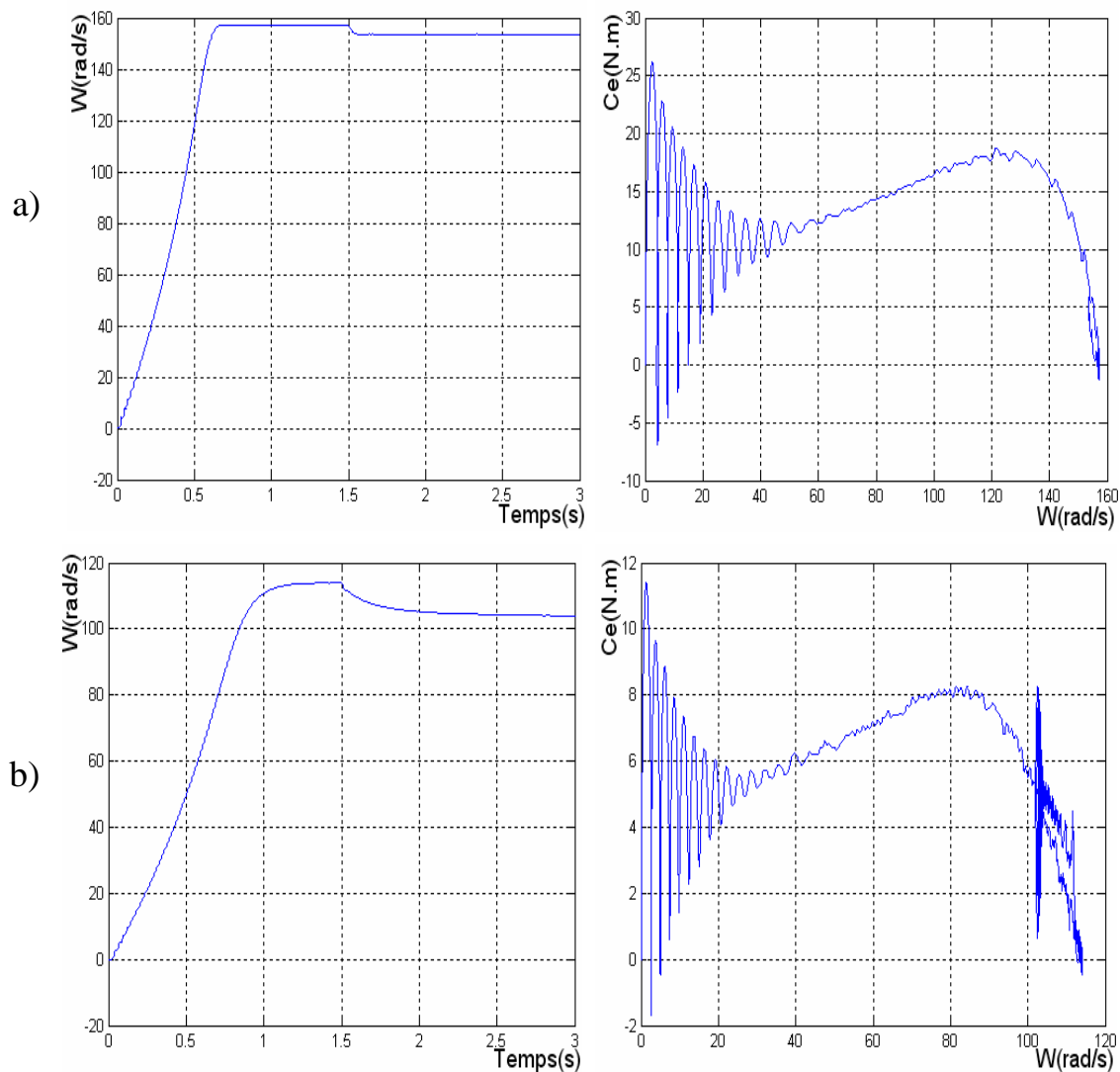


Fig. II.14 : Caractéristique du réglage en boucle fermé de l'association OND-MAS.

Conclusion :

On a présenté l'étude par simulation de l'association machine asynchrone - onduleur triphasé de tension en pont complet à deux niveaux. D'après les résultats de simulation nous avons constaté que les performances de l'onduleur à deux niveaux se sont beaucoup améliorées à savoir:

- l'allure du courant de phase qui se rapproche de la sinusoïde.
- les formes des ondes de tension de sortie qui ont les mêmes formes d'ondes instantanées.

Des différents tests ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande. Cependant cette technique de commande est moins robuste à la variations paramétriques de la machine c'est dû aux régulateurs PI qui sont dimensionner à par des paramètres initiales de la machine. Dans ce cas l'utilisation d'autres techniques de commande devienne une nécessité. Notamment la commande par mode glissant qui est l'objectif du 3^{ème} chapitre.

Chapitre III

*REGLAGE PAR MODE DE
GLISSEMENT*

III.1.Introduction

Les lois de commande classique du type (PI) donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [Bel 05].

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importantes et multiples : tel que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc. et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations: augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et en commande discontinue de haute fréquence [Gio 04].

L'étude présentée dans ce chapitre concerne des algorithmes de CSV appliqués à un moteur asynchrone pour le contrôle en vitesse ou en position.

III.2.Principe de la commande par mode de glissement

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Parmi les propriétés des modes glissants: [Cri 04]

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de La variation de certains types de paramètres.

III.2.1.Bases mathématiques de la commande à structure variable

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles conduit à des équations différentielles de la forme. [Kha 05]. [Bel 05]:

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t)u(x, t) \quad (\text{III.1})$$

\mathbf{x} (vecteur d'état) $\in R^n$,

\mathbf{f} (vecteur de fonctions de x et t) $\in R^n$,

\mathbf{B} (matrice de fonctions de x et t) $\in R^{n \times m}$,

\mathbf{u} (vecteur de commande) R^m .

\mathbf{F} représente des fonctions continues par morceaux, ayant des discontinuités sur une Surface S.

III.2.2.Choix de la surface de glissement

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

La forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement, proposée par "J.J. Slotine" qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par [Bel 05]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

Avec:

$$e(x) = X_{\text{ref}} - X$$

$e(x)$: Écart de la variable à régler.

λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre " r ".

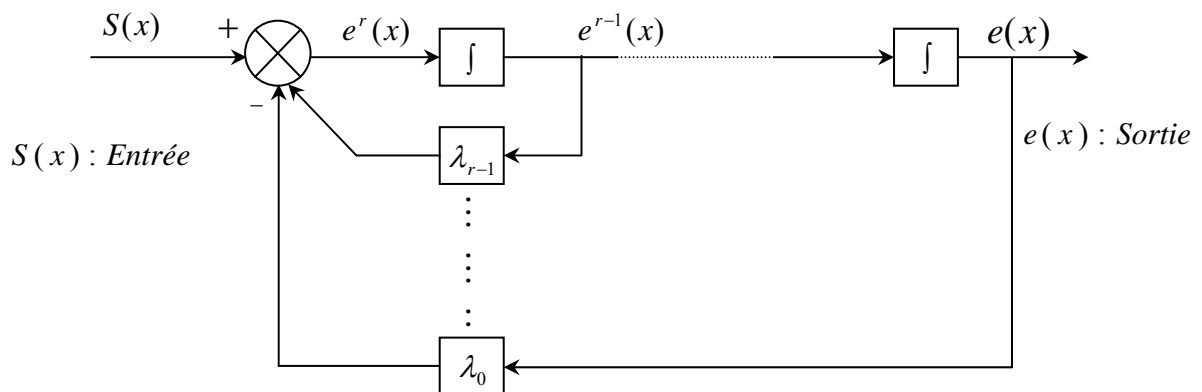


Fig. III.1 : Linéarisation exacte de l'écart.

Après le choix de la surface (S), le vecteur de commande (u), dont chaque composante u_i subit une discontinuité sur $S_i(x) = 0$, est donné par [Kha 05]. [M. S 03]:

$$\begin{cases} u_i = u_{\max}(x) & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i = u_{\min}(x) & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

L'équation (III.4) nous montre que le changement de valeur du vecteur de commande (u) dépend du signe de la surface $S(x)$. La surface $S(x) = 0$ s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface.

III.2.3 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Il s'agit de formuler une fonction scalaire de **Lyapunov** $V(x) > 0$ à énergie finie. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.6})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

III.2.4. Exemple de synthèse d'une commande à structure variable

Le réglage par mode de glissement, connu aussi comme système de réglage à structure variable (SSV) est fondamentalement une méthode qui s'adapte bien ou la réponse est forcé à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cette nature adaptative de réglage fait que la réponse du système d'entraînement est insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge. De plus, un système à structure variable peut posséder des nouvelles propriétés qui ne sont pas présentées dans les structures individuelles. Par exemple, un système asymptotiquement stable peut être composé à deux structures qui sont, asymptotiquement, non stables.

Dans cette section, cette possibilité est éclairée par un exemple très simples, dont le but est de présenter les avantages de changement des structures pendant une phase de contrôle.

- Considérons, pour cet exemple, un système de 2ème ordre [M. S 03]:

$$\ddot{x} = -\Psi \cdot x \quad (III.8)$$

Avec :

Ψ : La commande du système.

x : la variable d'état.

Le comportement du système dépend de la valeur de la commande Ψ . Ce système à deux structures est définies par :

$$\Psi = \alpha_1^2 \quad \text{et} \quad \Psi = \alpha_2^2, \quad \text{avec} \quad \alpha_1^2 > \alpha_2^2$$

Le système est donc stable lorsque sa structure varie selon la commutation suivante:

$$\Psi = \begin{cases} \alpha_1^2 & \text{si } x \cdot \dot{x} > 0 \\ \alpha_2^2 & \text{si } x \cdot \dot{x} < 0 \end{cases} \quad (III.9)$$

III.3. Condition pour l'existence du mode de glissement

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} la figure (III.2), lorsque le système à régler est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état sont X_{s1} et X_{s2} [Bel 05].

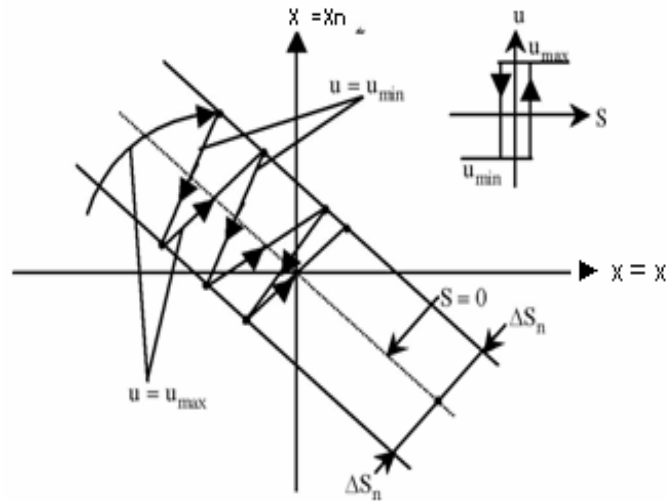


Fig. III.2 : Existence du mode de glissement

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande $S(X_s) = 0$, par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S_h$.

Une trajectoire avec $U=U_{\max}$ touche au point (a) le seuil de basculement inférieur. Si avec $U=U_{\min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point (b) le seuil de basculement où a lieu une commutation sur $U=U_{\min}$.

Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point (c) le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(X_s)$. Par conséquent, le vecteur d'état X_s suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée.

III.4. Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties :

La première concerne la linéarisation exacte et la deuxième est stabilisante. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

III.4.1. La commande équivalente

Un vecteur commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'application n'a négligé aucune constante du temps, ce régime n'ayant lieu que sur [Bel 05] :

$$S_i(X) = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (\text{III.10})$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{dS_i}{dt} = S_i = 0$$

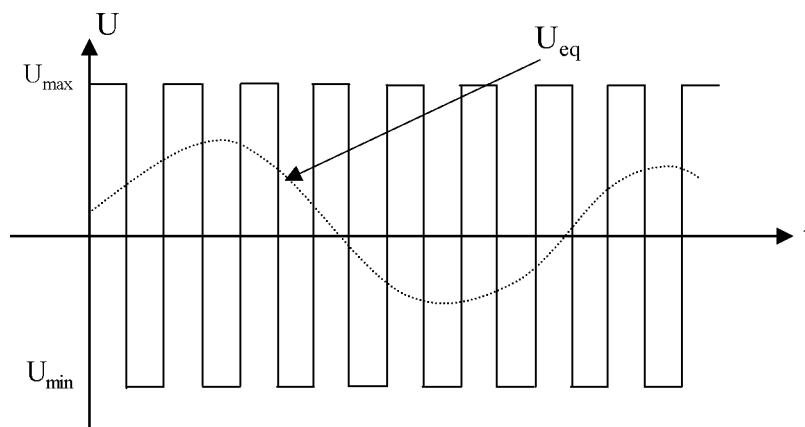


Fig. III.3 : Interprétation de U_{eq}

La commande effective U_i pour $i = 1, 2, 3, \dots, m$ peut être constituée par une composante U_{ieq} de basse fréquence et une composante U_{in} non linéaire. On obtient ainsi :

$$U_i = U_{ieq} + U_{in}$$

Tel que :

$$U_i = \begin{cases} U_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ U_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les amplitudes des oscillations sur les réponses du système en régime glissant peuvent être fortement réduites en utilisant la commande décrite par l'équation (III.2), au lieu de celle représentée par l'équation (III.1) et qui n'introduit pas la commande équivalente.

III.4.2. La commande discontinue de base

- **Commande signe**

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction signe par rapport à

$S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$, tel que:

$$\begin{cases} \text{sign}(S) = +1 & \text{si } S > 0 \\ \text{sign}(S) = -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III-4) :

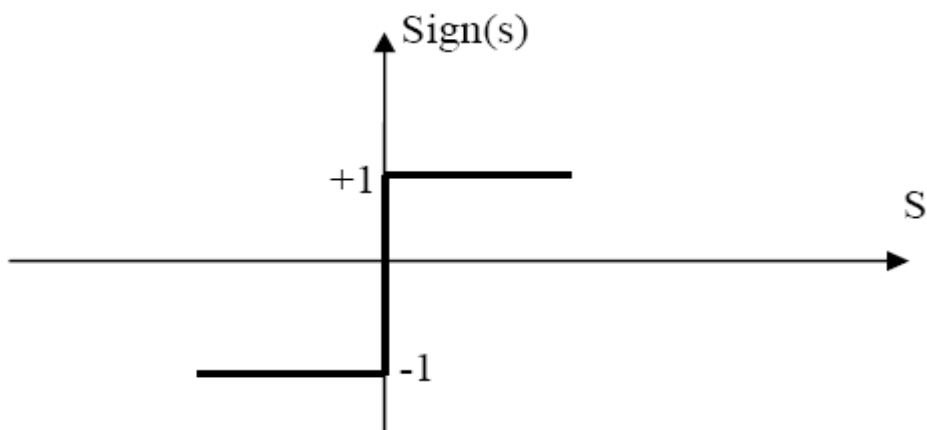


Fig. III.4 : Définition de la fonction signe

(U) s'exprime donc comme :

$$U = K \operatorname{sign}(S) \quad (\text{III.13})$$

Où K est un gain positif

III.4.3. Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue U_n , et en remplaçant la fonction signe par la fonction continue.

Tel que :

$$\begin{cases} I = I_0 + |g| \\ g = g_0 \int S(X) dt & \text{si } |S(X)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(X)| > e \\ h = h_0 \int S(X) dt & \text{si } |S(X)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(X)| > e \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

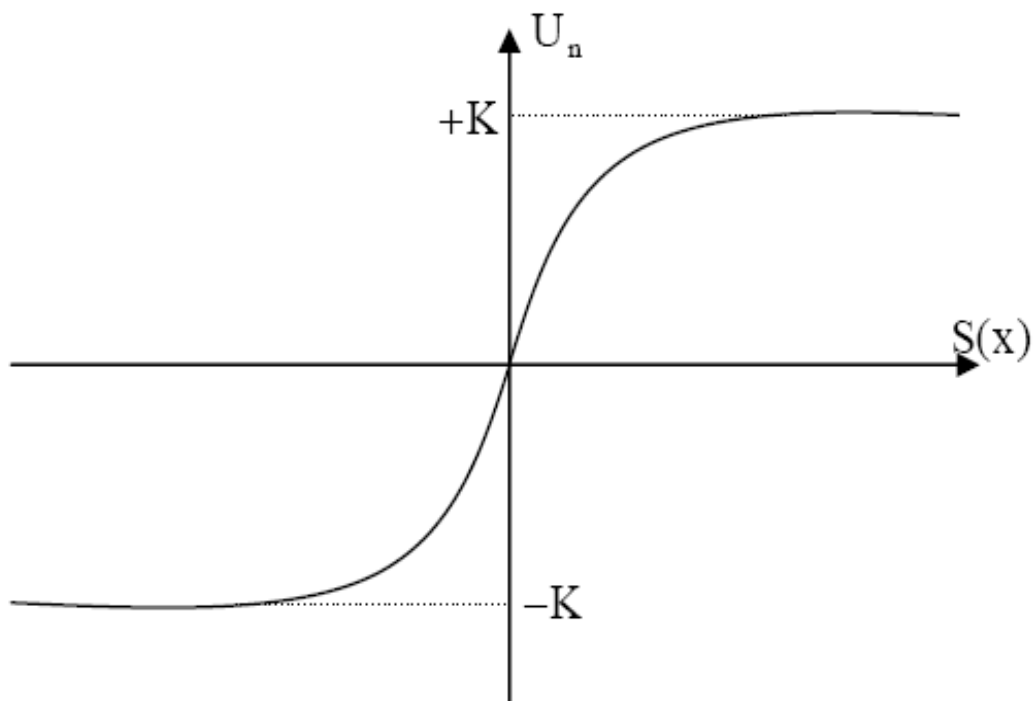


Fig. III.5 : CSV rendu continu

III.5. Structure d'application du réglage a la MAS [M.S. 99]

La forme de la variable de contrôle employée dans la trajectoire de glissement est donnée par la relation suivante:

$$U = \Psi_1 X_1 + \Psi_2 X_2 \quad (\text{III.15})$$

avec :

X_1 : Erreur de vitesse.

X_2 : dérivée de l' erreur de vitesse.

U : Variable de contrôle.

Ψ_1, Ψ_2 : Paramètres de contrôle (gains de contrôle).

$$\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{Pour } \sigma \cdot X_1 \geq 0 \\ \beta_1 & \text{Pour } \sigma \cdot X_1 < 0 \end{cases}$$

$$\Psi_2 = \begin{cases} \lambda_1 & \text{Pour } \sigma \cdot X_2 \geq 0 \\ \delta_1 & \text{Pour } \sigma \cdot X_2 < 0 \end{cases}$$

σ : désigne la courbe la glissement (droite de glissement)

La structure du système à régler est représentée par la figure suivante :

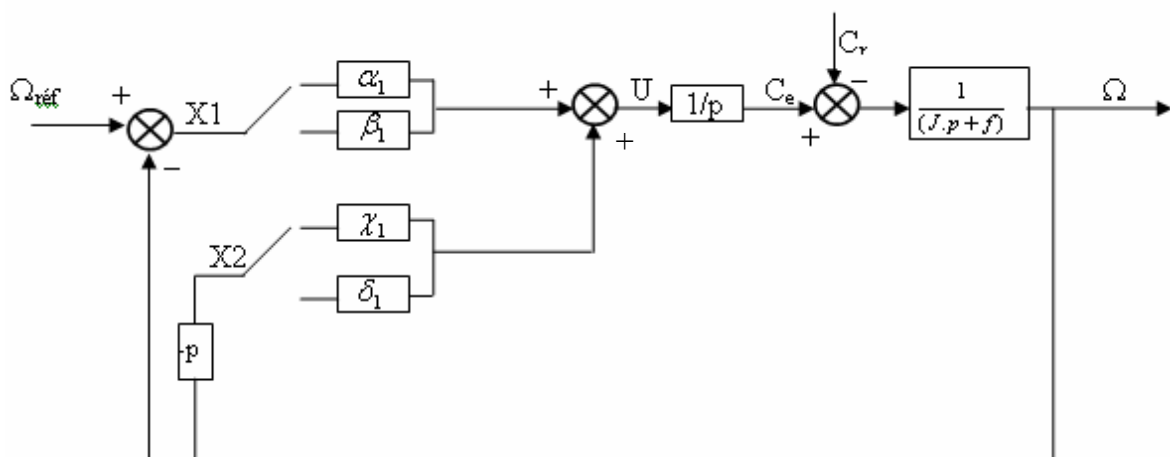


Fig. III.6 : Modèle simplifié du système d'entraînement

Pour déterminer les paramètres du régulateur, il faut appliquer la condition de stabilité de Popov suivante :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \frac{d\sigma}{dt} < 0$$

III.6.Représentation Matricielle du système

Le modèle mathématique qui régit le système mécanique de la machine est défini par l'équation suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_{rot} \Omega \quad (III.16)$$

On considère comme variable d'état X_1, X_2 , tel que :

$$\begin{cases} X_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ X_2 = \frac{dX_1}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \\ \frac{dX_2}{dt} = -\frac{f_{rot}}{J} \left(\frac{dX_1}{dt} \right) - \frac{1}{J} \frac{dC_e}{dt} \end{cases} \quad (III.17)$$

Et comme variable de contrôle $U = \frac{dC_e}{dt}$ tel que :

$$\frac{dX_2}{dt} = -\frac{f_{rot}}{J} X_2 - \frac{1}{J} U \quad (III.18)$$

Les équations (III.17) et (III.18) peuvent être écrites sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{dX_1}{dt} \\ \frac{dX_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{f_{rot}}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} U \quad (III.19)$$

III.7. Estimation des paramètres du régulateur par mode glissant

Pour assurer la convergence de la stabilité du contrôle par mode glissant, il faut que la valeur de la pente (C) soit toujours positive sa valeur est obtenue par simulation pour assurant la rapidité du système [M.S. 99]

Les paramètres $(\alpha_1, \beta_1, \chi_1, \delta_1)$ sont déterminés selon la condition d'existence du mode de glissant où on considère

$$\sigma = CX_1 + X_2$$

On obtient :

$$\frac{d\sigma}{dt} = C \frac{dX_1}{dt} + \frac{dX_2}{dt} = CX_2 + \left(-\frac{f_{rot}}{J} X_2 - \frac{1}{J} U \right) \quad (III.20)$$

On multiplie l'équation (III.20) par :

$$\begin{aligned} \sigma \frac{d\sigma}{dt} &= (CX_1 + X_2) \left(CX_2 + \left(-\frac{f_{rot}}{J} X_2 - \frac{1}{J} U \right) \right) \\ \sigma \frac{d\sigma}{dt} &= (CX_1 + X_2) \left(CX_2 - \frac{f_{rot}}{J} X_2 - \frac{1}{J} (\Psi_1 X_1 + \Psi_2 X_2) \right) \end{aligned}$$

Finalement On obtient :

$$\sigma \frac{d\sigma}{dt} = (CX_1 + X_2) \left(\left(C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J} \Psi_2 \right) X_2 - \frac{1}{J} \Psi_1 X_1 \right) \leq 0 \quad (III.21)$$

Les conditions sont donc :

$$\begin{cases} CX_1 + X_2 \geq 0 \\ \left(C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J} \Psi_2 \right) X_2 - \frac{1}{J} \Psi_1 X_1 < 0 \end{cases} \quad (III.22)$$

et

$$\begin{cases} CX_1 + X_2 < 0 \\ \left(C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J} \Psi_2 \right) X_2 - \frac{1}{J} \Psi_1 X_1 \geq 0 \end{cases} \quad (III.23)$$

L'estimations des paramètres $(\alpha_1, \beta_1, \chi_1, \delta_1)$ sont obtenues en considérant

$$(X_1 > 0, X_2 < 0)$$

1^{er} Cas : si $\sigma = CX_1 + X_2 \geq 0$

Alors :

$$\begin{cases} \sigma \cdot X_1 \geq 0 \Rightarrow \Psi_1 = \alpha_1 \\ \sigma \cdot X_2 < 0 \Rightarrow \Psi_2 = \delta_1 \end{cases}$$

$$(C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J}\delta_1) X_2 - \frac{1}{J} \alpha_1 X_1 < 0$$

$$\begin{cases} (C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J}\delta_1) X_2 < 0 \Rightarrow C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J}\delta_1 \geq 0 \\ -\frac{1}{J} \alpha_1 X_1 < 0 \Rightarrow -\frac{1}{J} \alpha_1 < 0 \end{cases}$$

Finalement On obtient :

$$\begin{cases} \delta_1 \geq JC - f_{rot} \\ \alpha_1 < 0 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

2^{eme} Cas : si $\sigma = CX_1 + X_2 < 0$

On obtient :

$$\begin{cases} \sigma \cdot X_1 < 0 \Rightarrow \Psi_1 = \beta_1 \\ \sigma \cdot X_2 \geq 0 \Rightarrow \Psi_2 = \chi_1 \end{cases}$$

$$(C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J} \chi_1) X_2 - \frac{1}{J} \beta_1 X_1 \geq 0$$

$$\begin{cases} (C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J} \chi_1) X_2 \geq 0 \Rightarrow C - \frac{f_{rot}}{J} - \frac{1}{J} \chi_1 < 0 \\ -\frac{1}{J} \beta_1 X_1 \geq 0 \Rightarrow -\frac{1}{J} \beta_1 \geq 0 \end{cases}$$

Alors :

$$\begin{cases} \chi_1 < JC - f_{rot} \\ \beta_1 > 0 \end{cases} \quad (III.25)$$

Finalement On obtient avec un couple résistant et une erreur de vitesse positive

l'algorithme de contrôle donné par :

$$\begin{cases} \Psi_1 = \alpha_1 \dots \dots \dots \text{pour} & \sigma X_1 \geq 0 \\ \Psi_1 = \beta_1 \dots \dots \dots \text{pour} & \sigma X_1 < 0 \\ \Psi_2 = \chi_1 \dots \dots \dots \text{pour} & \sigma X_2 \geq 0 \\ \Psi_2 = \delta_1 \dots \dots \dots \text{pour} & \sigma X_1 < 0 \end{cases} \quad (III.26)$$

$$\begin{cases} \beta_1 < 0 < \alpha_1 \\ \delta < JC - f_{rot} < \chi_1 \end{cases} \quad (III.27)$$

III.8.Simulation et interprétation des résultats

Dans le but de régler la vitesse de la MAS on utilise le schéma bloc suivant dont le modèle présenté traduit le comportement dynamique de la MAS figure (III.7) présente le schéma bloc d'application de RMG à la MAS associé à un onduleur de tension.

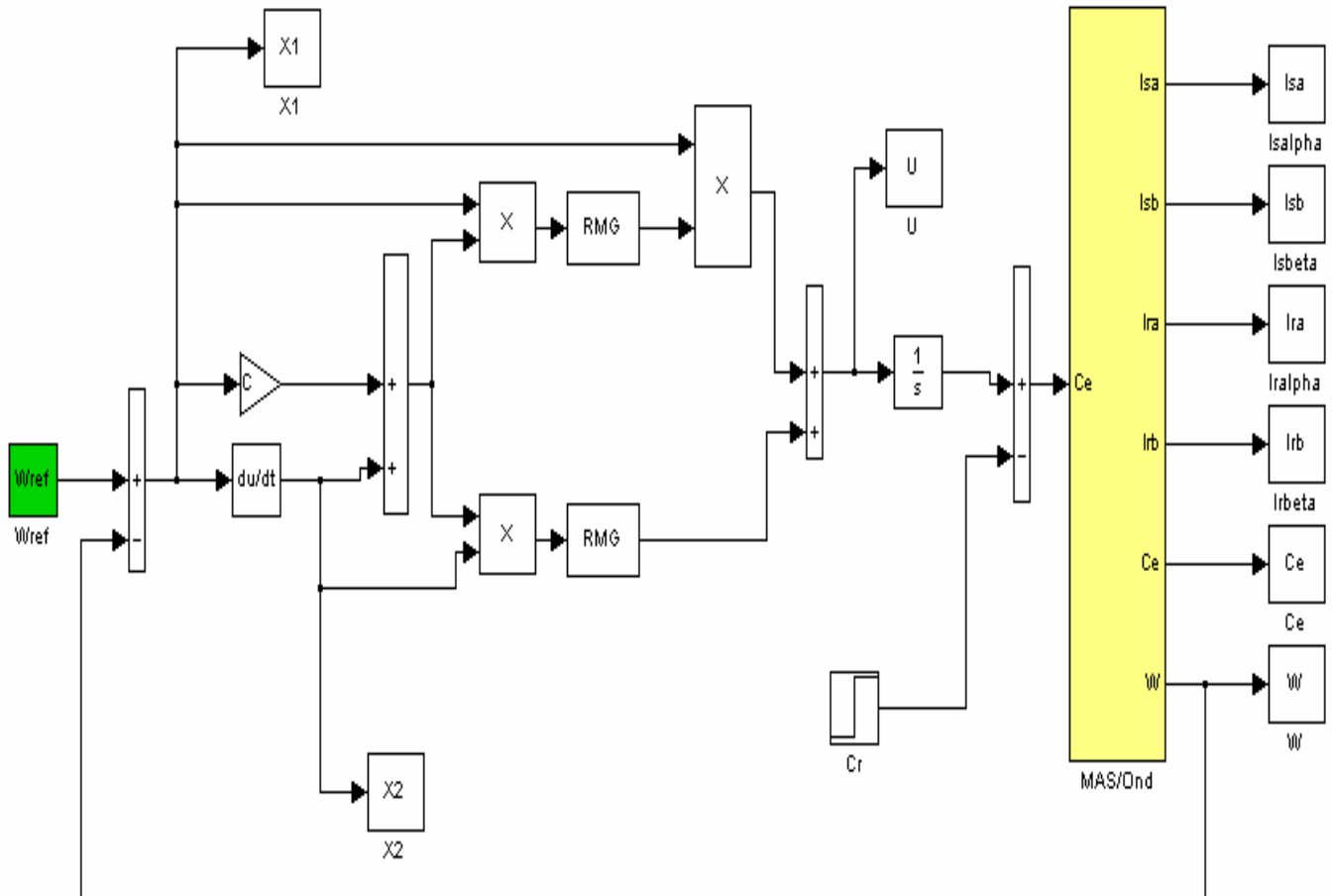


Fig.III.7: Schéma bloc du réglage par mode glissant de la machine asynchrone.

La figure (III.8) sous dessous presente la réponse du système d'entraiment pour $C=2\text{Hz}$.

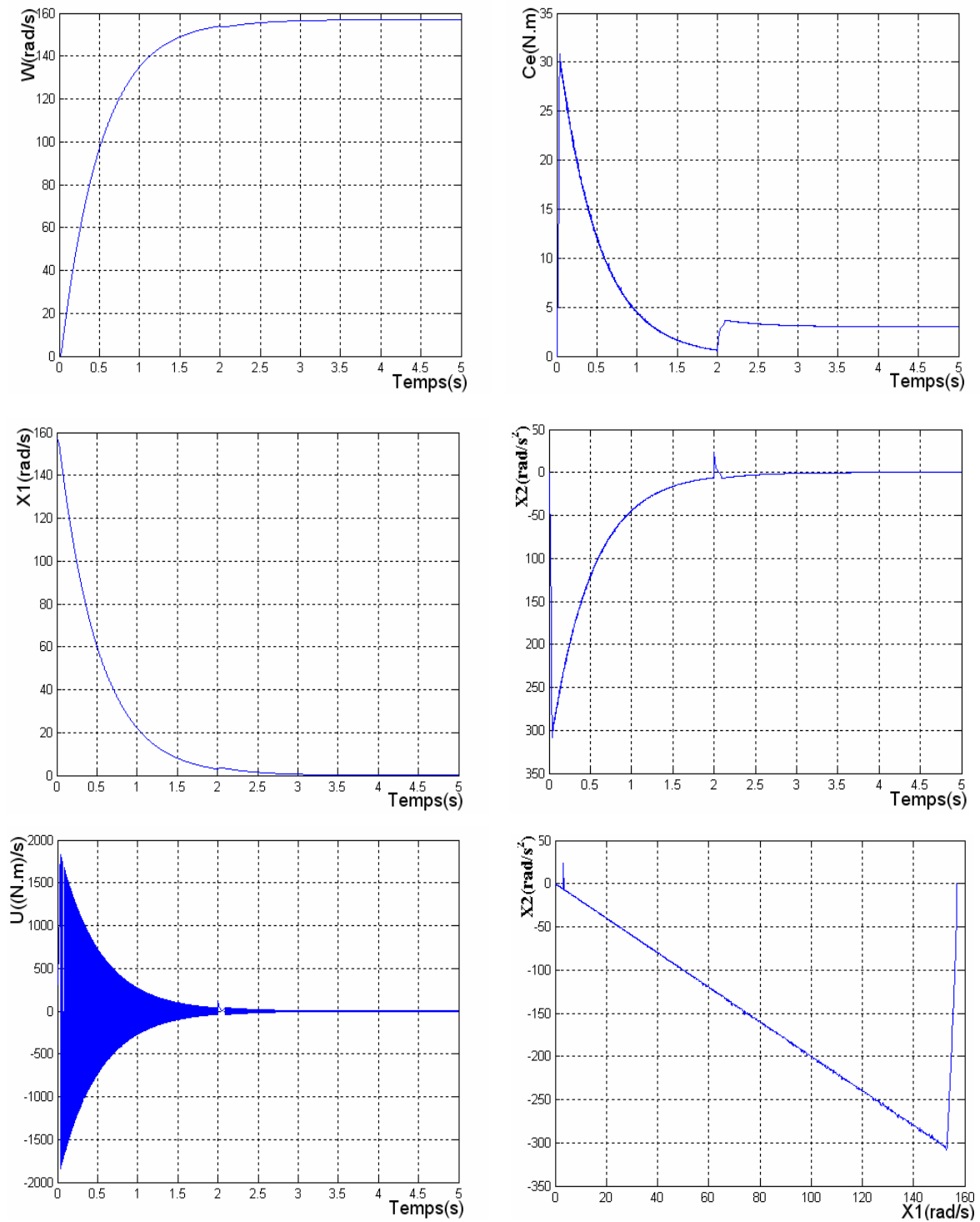


Fig. III.8 : Réponse de système d'entraînement pour $C=2\text{Hz}$.

Les résultats obtenus pour $C=5\text{Hz}$ sont représenté dans la figure (III.9) sous dessous.

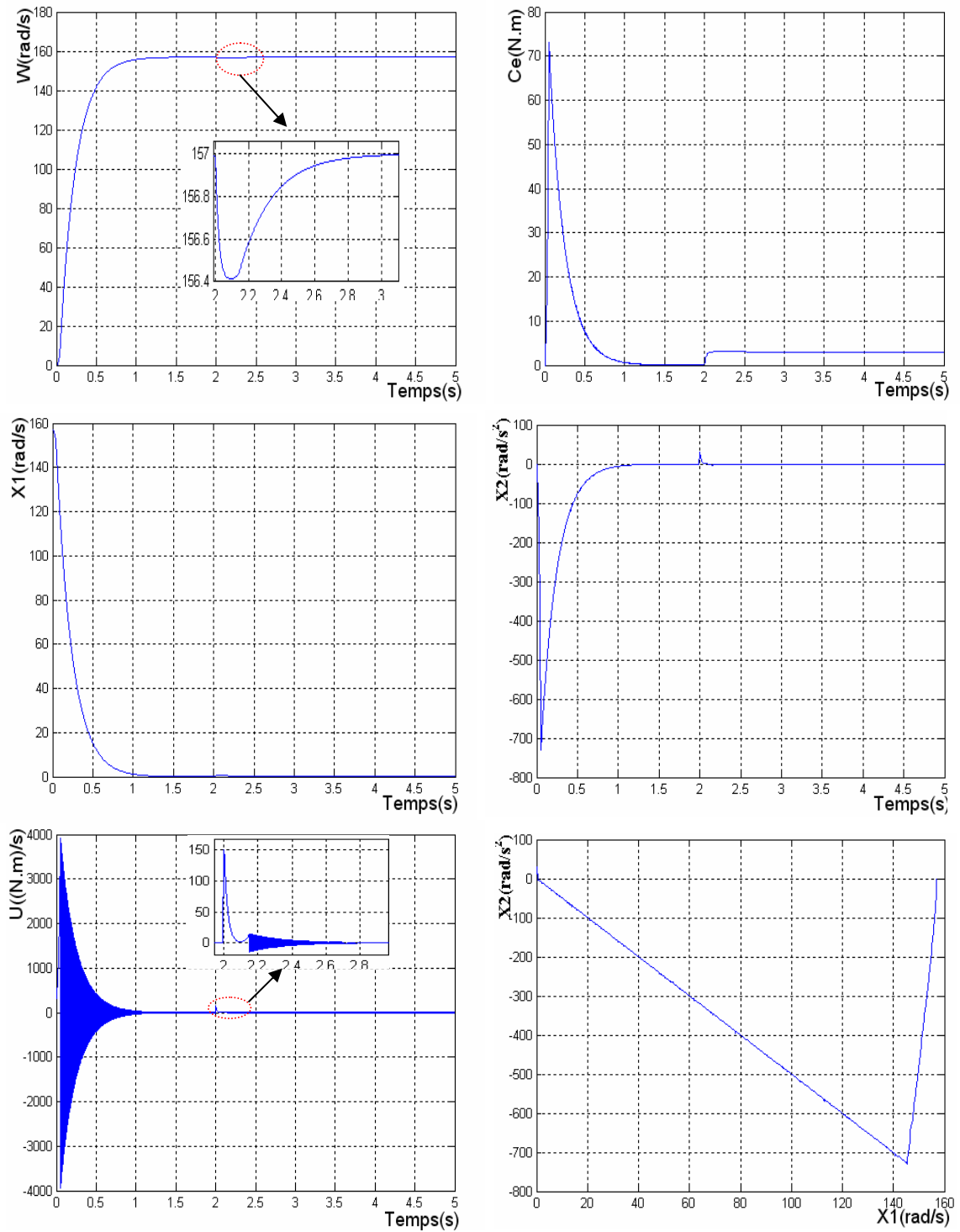


Fig. III.9 : Réponse de teste de robustesse pour $C=5\text{Hz}$.

La figure (III.10) sous dessous présente la réponse du système d'entraînement pour $C=100\text{Hz}$.

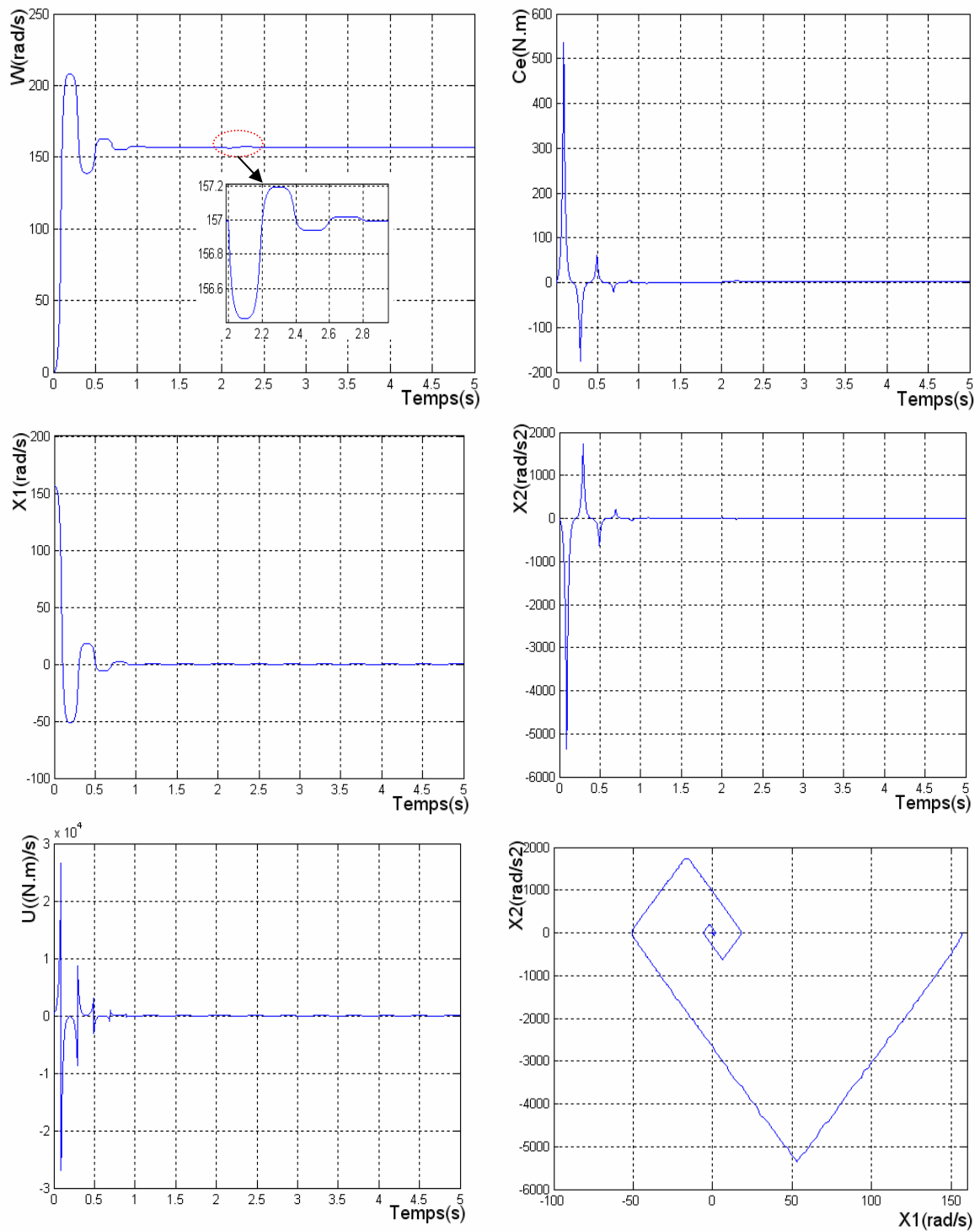


Fig. III.10 : Réponse de teste de robustesse pour $C=100\text{Hz}$.

Les résultats obtenus pour la variation paramétrique du moment d'inertie ($J=2J_n$) sont représenté dans la figure (III.11) sous dessous.

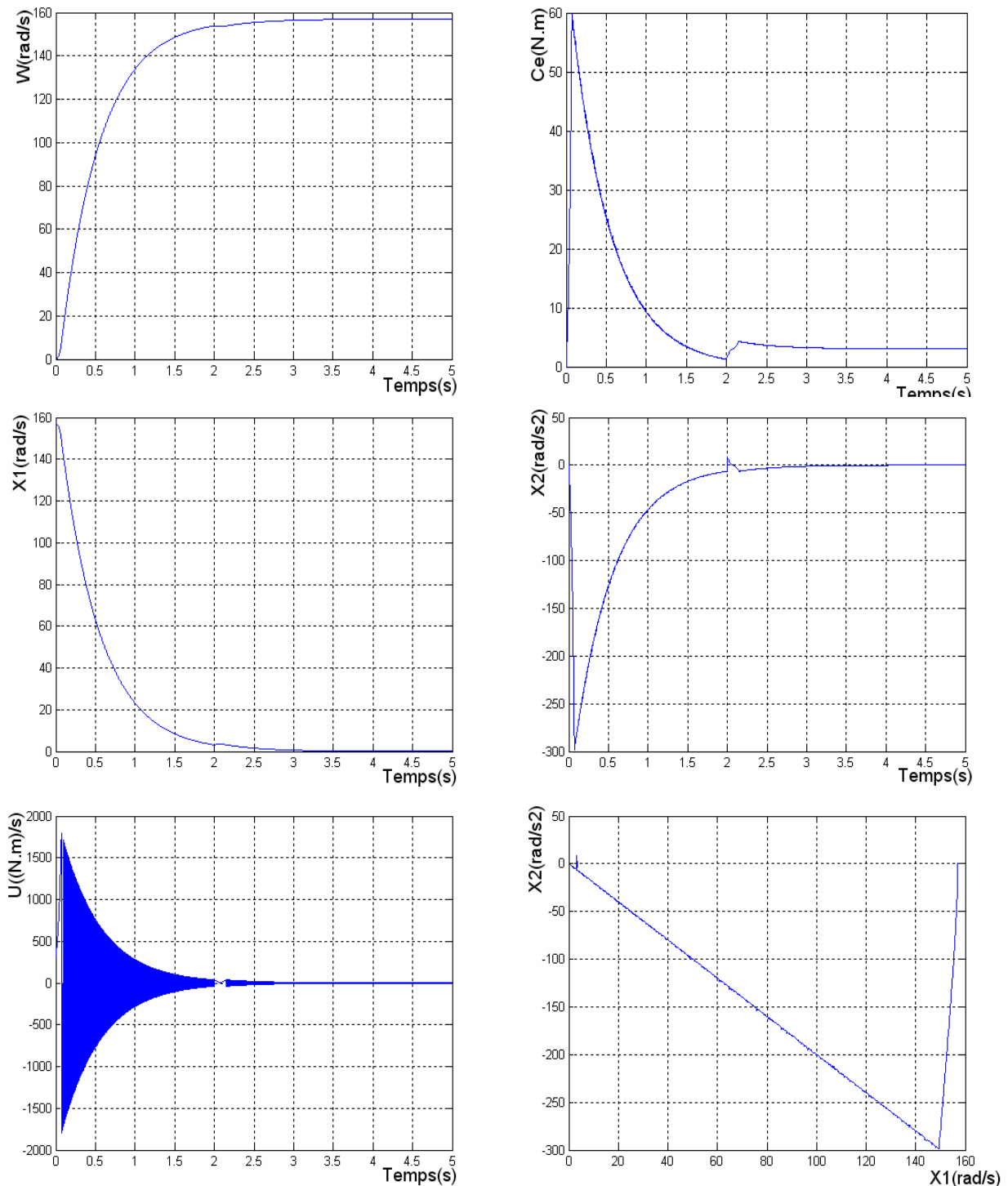


Fig. III.11 : Réponse du système pour variation du moment d'inertie $J=2.J_n$

➤ **Interprétation des résultats**

***Réponse du système avec RMG pour $C=2\text{Hz}$:** les résultats de simulation (Fig.III.8) montrent que la réponse en vitesse converge rapidement vers la vitesse de référence.

Sous dépassement et avec un erreur statique nulle quand la vitesse est réglée autour de la droite de glissement. Nous constatons que la contrôle est parfait. Ce dernier conduit à une très haut fréquence d'oscillation pour le signal de régulation U , à $t=2\text{sec}$ on charge la MAS, on constate que le couple se stabilisé à la valeur du couple résistant mais si on augmente les valeurs des paramètres du régulateur, pour des valeurs obtenues par simulation, on remarque que la vitesse se rapproche de la vitesse de référence pendant le régime en charge comme le montre (Fig. III.9).

***Réponse de teste de robustesse pour une pente $C=5\text{Hz}$:** les résultats de simulation (Fig.III.9) montrent bien que le fait de varier la pente de la droite de glissement. Ca réponse du système sera plus rapide c'est à dire la vitesse est obtenue sous dépassement et avec un temps de réponse court ainsi que le couple se stabilisée à la valeur de couple résistant.

***Réponse de teste de robustesse ($C=2\text{Hz}$, $J=2J_n$):** les résultats de simulation (Fig.III.11) montrent l'ensemble des réponses lorsque le moment d'inertie est double, il est évident que la vitesse est obtenue sous dépassement avec la même temps de réponse et un erreur statique nulle. Ce qui traduit que le changement des paramètres de la MAS n'influent pas sur la réponse de la vitesse de système.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la CSV qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

On constate que dans ce type de réglage le fait de prendre un rapport linéaire entre l'erreur de vitesse et l'accélération assure une bonne convergence vers la référence et avec un repense de vitesse rapide et sans dépassement.

*CONCLUSION
GÉNÉRALE*

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le but assigné dans ce mémoire est l'étude théorique et la simulation numérique d'une commande scalaire obtenue en considérant $v/f = \text{cst}$ et de faire comparer à celle utilisant RMG. Nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande scalaire présentée dans le deuxième chapitre et le réglage par mode glissant.

L'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une nouvelle commande robuste et rapide dite la commande par mode glissant.

En premier lieu nous avons établi le modèle mathématique du moteur asynchrone d'après la modélisation linéarisée de Clarke, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Nous venons de voir les principales structures permettant la commande à vitesse variable de la machine asynchrone

L'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif.

Afin de mettre en évidence les principes généraux de réglage du couple électromagnétique de la machine asynchrone, on fait des tests de robustesse de cette commande scalaire.

Les principes de contrôle du couple électromagnétique de la machine asynchrone que nous venons de décrire sont valables en régime permanent sinusoïdal

Ceci a pour conséquence que le couple électromagnétique n'est plus contrôlé lors des régimes transitoires

Dans le cas où l'on désire parfaitement contrôler le couple électromagnétique même lors des régimes transitoires, il faut contrôler en permanence l'amplitude et la position relative des champs tournants statorique et rotorique. C'est ce qu'on appelle la commande par mode glissant. Grâce à ce principe, la machine asynchrone peut remplacer les machines à courant continu.

Dans le troisième chapitre, nous avons utilisé la commande par mode de glissement et sa théorie, nous avons vu que cette technique est plus robuste et plus rapide que celle de la commande vectorielle par régulation PI Cette technique de commande par mode

glissement nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse.

Comme perspectives, pour les travaux futures

- Introduction de la saturation dans le modèle de Park par introduction de caractéristique de magnétisation de la machine.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc simulink pour contrôle en temps réel de la machine par utilisation d'un DSP.

ANNEXE

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

$R_s = 11.98 \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 0.9048 \Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.588 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.078 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M_{sr} = 0.195 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$J = 0.05 \text{ Kg.m}$	Moment d'inertie
$f = 0 \text{ SI}$	Coefficient de frottement
$C_n = 5 \text{ N.m}$	Couple nominal
$P = 2$	Nombre de paire de pôle.

Bibliographie

[Bel 05] : Belhamdi Saad "Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone", Thèse de magister université de Biskra [2005].

[Kha 05] : Khaled Yahia "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé", Thèse de magister université de Biskra [2005].

[M. S 99] : M.S.Nait Saïd "Contribution à la commande vectorielle d'une MAS à cage:

- Robustesse contre les dérivés paramétriques.

- Amélioration des performances énergétiques", Thèse de doctorat université de Batna [1999].

[Ema 99] : Emmanuel. S "Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts" Thèse de doctorat université de Nantes [1999].

[M.S 03] : M.S.Nait Saïd "Commande par mode glissant d'un moteur asynchrone", Cours de magistère promo [2003].

[C.CAR] : C.Carlos "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones" édition termes science Europe [2000].

[Fad 06] : Fadli O. "Modélisation et commande non linéaire de l'association machine synchrone à aimants permanents-Onduleur de tension à trois niveaux", Thèse de magister université de Batna [2006].

[Yak 05] : Yakoub K. "Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction". Thèse de Magistère de l'université de Batna [2005].

[A 06] : Abdelmalak A; Azedine A. " Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone". Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila [2005].

[Kaf 03] : B.KAFIA " Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène (chattering)". Thèse de magister, université de Batna [2003].

[Cri 04] : Ph.Cristian Iascu "Direct Control of Sensorless Induction (Motor Drivers): A sliding-Mode Approach" IEEE Transactions on industry applications, vol.40, April 2004.

[B 06] : Amirouche.D et Abdelbassit.S "Commande non linéaire adaptative avec observateurs d'état d'une MAS alimentée en courant" Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila [2005].

[AMR 03] : Ameur.A "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants". Thèse de Magistère de l'université de Batna [2005].

[Gio 04] : Ph.Giorgio.B "Robust Speed and Torque Estimation in Electrical Drivers by Second-order Sliding Modes" IEEE Transactions on control systems technology, vol. 11, January 2003.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Monsieur : S. BELHAMDI

Présenté par : Y. OMAR & L. TAHAR

Thème :

ETUDE ET SIMULATION D'ASSOCIATION ONDULEUR
DE TENSION-MOTEUR ASYNCHRONE ET REGLAGE
PAR MODE GLISSANT

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire, propose étude comparative entre la commande scalaire et la commande à structure variable de la machine asynchrone alimentée en tension .cette dernière est un procédé relativement difficile à commander puisque son modèle comporte des non-linearités et un fort taux de couplage et est sujet à des fortes variations paramétriques fonction de son état magnétique et thermique.

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en " V / f ", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un contrôle scalaire. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir le point de fonctionnement sont basées sur le modèle "régime permanent" de la machine.

L'objectif du sujet est la mise au point par la simulation dans l'environnement MATLAB/SIMULINK le fonctionnement de MAS associée à un onduleur ainsi l'étude du réglage de vitesse et l'application de la technique de réglage MG.

Mots Clés :

Moteur asynchrone, MLI, commande scalaire, réglage de vitesse, réglage par mode de glissement