

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et la Recherche Scientifique
Université HASSIBA BEN BOUALI – CHLEF

Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique



Projet de Fin d'Etude

Pour l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'Etat en électrotechnique
Option : Machine Electrique

Thème :

**Commande par mode de glissement avec
observateur d'un moteur asynchrone
alimenté en tension**

Présenté par :

AMAMRA	Kamel
BENYAMINA	Abdelkader

Devant le jury composé de:

A. KANSAB	Président de jury
A. DJAHBAR	Encadreur
M. BOUNAJA	Examineur
M. LATROCH	Examineur

Promotion: Juin 2005

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Nous adressons nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur Monsieur DJAHBAR Abdelkader pour l'aide qu'il nous a apportée, ses excellents conseils, son attention si aimable et sa grande patience.

Nos remerciements vont également à nos camarades et amis de la promotion et que tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent l'expression de notre profonde gratitude, et en particulier les enseignants de notre institut.

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidé à élaborer ce modeste travail.

Sommaire

NOTATIONS	5
INTRODUCTION GENERALE	7
I- MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	10
I-1- INTRODUCTION	10
I-2- MISE EN EQUATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	10
I-2-1- Description	10
I-2-2- Hypothèses simplificatrices.....	11
I-2-3- Équations aux tensions.....	12
I-2-4- Transformation de Park.....	13
I-2-5- Choix du référentiel (d. q)	15
I-3- CALCUL DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	18
I-4- EQUATIONS MECANIQUE	19
I-5- MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT	20
I-6- SIMULATION.....	23
I-6-1- Interprétation et commentaires.....	23
I-7- CONCLUSION.....	28
II- MODELISATION DU CONVERTISSEUR STATIQUE.....	30
II-1- INTRODUCTION	30
II-1-1- Description du système d'association	30
II-2- MODELISATION DU SYSTEME REDRESSEUR – FILTRE – ONDULEUR.....	31
II-2-1- Modélisation du redresseur	31
II-2-2- Modélisation du filtre	32
II-2-3- Modélisation de l'onduleur	34
II-3- COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (STRATEGIE TRIANGULO – SINUSOÏDALE).....	36
II-4- MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR STATIQUE-MAS.....	37
II-5- SIMULATION NUMERIQUE	38
II-5-1- Interprétation et commentaire	43
II-6- CONCLUSION.....	43
III- COMMANDE PAR FLUX ORIENTE	45
III-1- PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE DE LA MAS	45
III-2- THEORIE DU FLUX ORIENTE	47
III-3- METHODES DE COMMANDE PAR FLUX ORIENTE.....	48
III-4- COMMANDE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX	49
III-4-1-Description	49
III-5- COMMANDE INDIRECTE SANS REGLAGE DE LA VITESSE	49

III-6- STRUCTURE DE COMMANDE EN TENSION PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	52
III-7- SIMULATION NUMERIQUE	54
III-7-1-Interprétation et commentaire	57
III-8- COMMANDE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE AVEC REGLAGE DE LA VITESSE	58
III-8-1-Calcul de régulateur	59
III-8-2-Simulation numérique	60
III-9- CONCLUSION	66
 IV- COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT AVEC OBSERVATEUR.....	68
IV-1- INTRODUCTION	68
IV-1-1- Principe de la commande par mode de glissement	69
IV-1-2- Commande équivalente	69
IV-1-3- Limite du domaine du mode de glissement.....	70
IV-2- CONFIGURATION AVEC LOI DES COMMUTATIONS PAR CONTRE REACTION D'ETAT ET REGULATEUR INTEGRATEUR.....	71
IV-2-1- Equations d'états du système global	72
IV-2-2- Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode de placement des pôles	72
IV-2-3- Détermination du coefficient K_w	74
IV-2-4- Choix des pôles	75
IV-3- APPLICATION A LA COMMANDE DU MAS	76
IV-3-1- Modèle réduit de la MAS	76
IV-3-2- Equations d'états de système réduit	77
IV-3-3- Simulation numérique	78
IV-3-4- Interprétation des résultats de simulation.....	82
IV-4- OBSERVATEUR D'ORDRE GLOBALE DE LA MAS	82
IV-4-1- Introduction	82
IV-4-2- Structure générale d'un observateur.....	83
IV-4-3- Observateur d'ordre global.....	84
IV-4-4- Détermination des coefficients à l'aide de la forme canonique de l'observateur.....	85
IV-4-5- Application à la commande du MAS	86
IV-4-6- Résultats de simulation.....	87
IV-4-7- Interprétation et commentaire	94
IV-5- CONCLUSION.....	95
 CONCLUSION GENERALE.....	96
 ANNEXES	98
BIBLIOGRAPHIE	101

NOTATIONS

Généralement l'indice s indique les grandeurs statoriques, r indique les grandeurs rotoriques. Les grandeurs estimées sont notées avec un accent circonflexe. Les grandeurs de références sont notées avec un astérisque.

a, b, c	: indice correspondants aux trois phases statoriques
A, B, C	: indice correspondants aux trois phases rotoriques.
$d-q$: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
x_d, x_q	: Les composantes de la grandeur x dans le repère (d, q)
Φ	: Flux.
V	: Tension.
I	: Courant
ω_s, ω_m	: Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
ω_{gl}	: Glissement de vitesse angulaire électrique.
Ω_m	: vitesse mécanique.
$\theta_s, \theta_m, \theta_{sl}$: Angles électriques statorique, rotorique et de glissement
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_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.
T_s, T_r	: Constantes de temps statorique et rotorique
σ	: coefficient de fuite totale
L_m	: Inductance mutuelle propre.
k_f	: Coefficient de frottement visqueux.
J	: Moment d'inertie.
p	: Nombre de paires de pôles.
L_f	: Inductance du filtre.
C_f	: Capacité du filtre.
S	: Opérateur de Laplace.
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.
i, j, k	: Entier naturel.
A_s, B_s, B_{sv}, C_s^t	: Matrices de la représentation d'état
I	: Critère quadratique.
I_n	: Matrice identité d'ordre $(n \times n)$
k_s^t, k_r, k_w, k_v	: Paramètres de réglage.
tr	: Tours

Introduction générale

Introduction générale

Dans divers applications industrielles modernes, la machine asynchrone bénéficie d'une attention particulière due essentiellement à sa fiabilité, à sa robustesse, son coût relativement faible et sa simplicité de construction.

Toute fois et contrairement aux simplifications offertes par le système balais-collecteur dans la machine à courant continu, la dynamique de ce type de machine se trouve être non-linéaire, multi-variables et fortement couplée, en plus, non seulement certains de ces variables d'états sont inaccessible aux mesures direct (flux rotorique) mais aussi, les paramètres de la machine (en particulier, la résistance rotorique) sont affectés par l'effet thermique et les conditions de fonctionnements, ce qui rend sa commande relativement difficile.

De nos jours et vu l'intérêt porté à ces actionneurs, les techniques de commande synthétisées sont de plus en plus complexes du fait qu'elle doivent répondre à des exigences de plus en plus sévères.

En effet, toute commande développée doit d'une part avoir pour objectif, la simplification du modèle mathématique de la machine asynchrone tout en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (la vitesse et le flux), et une certaine robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres, de l'incertitude liée aux mesures et / ou estimations (observations) des variables d'états.

Ce n'est qu'au début des années 70 que cette ambition qui consiste à faciliter la commande de la machine asynchrone est devenue réalisable, et ce avec la proposition de la commande vectorielle introduite par "BLASCHKE", basée sur un changement de coordonnées qui permet de réduire la complexité du modèle dynamique de la machine et assure un découplage asymptotique en régime établi des deux principales grandeurs (couple, flux). Dans le cas où le flux est maintenu constant, la machine acquiert ainsi un comportement similaire à celui de la machine à courant continu dont les propriétés de découplage sont réalisés naturellement par le biais de l'ensemble balais-collecteur.

Néanmoins, il est à signaler que cette technique de commande basé sur l'orientation du champ, possède quelques inconvénients qui ont limité leurs performances. On effet le découplage ciblé ne peut être assurer qu'asymptotique ou dans les régimes statiques (permanents) quant l'amplitude du flux rotorique est maintenue constant, ce qui présente une contrainte sérieuse tout particulièrement pour les machines de faible puissance et celles tournantes à grandes vitesses (supérieur à la vitesse nominale) .

Pour pallier à ces problèmes, le recours aux techniques de commande performantes à savoir la commande à structure variable (la commande par mode de glissement), qui est connue pour sa puissance du point de vue rapidité en temps de réponse, de rejette de perturbation et insensibilité vis-à-vis des variation paramétriques.

Cette technique possède deux objectifs successifs : Contraindre de point représentative du système à joindre une hypersurface le plus rapidement possible, puis de le faire glisser jusqu'à ce qu'il atteigne un certain point d'équilibre, lors de cette dernière phase, le système est en régime glissant et adopté la dynamique de l'hypersurface considérée qui est indépendante des paramètres du système, ainsi que des perturbations, et par conséquent insensible aux variation de ces derniers, que ce soit dans les deux commandes développées, la connaissance des valeur des variables d'état est exigée, l'utilisation des capteurs encombre l'installation mécanique est présent une fragilité et un manque de précision face à ces problèmes on fait recourt à l'utilisation d'un observateur.

Les méthodes d'estimation simulent en générale les équations du modèle avec introduction des termes correcteurs pour réduire la sensibilité aux variations paramétriques, suivant le nombre d'état à estimer. On distingue entre les observateurs d'ordre réduit et d'ordre global.

Pour un observateur d'ordre réduit, on estime seulement une partie de vecteur d'état et pour un observateur d'ordre global on estime tous les vecteurs d'état.

Ce mémoire comporte quatre chapitres. Au premier chapitre nous donnons les équations de la machine asynchrone dans différents repères associés au modèle équivalent de Park.

Le second chapitre nous étudions l'association du convertisseur statique « redresseur, filtre et onduleur autonome » avec le moteur asynchrone.

Dans le troisième chapitre nous étudions la commande par flux orienté indirect appliquer au moteur asynchrone alimenté en tension.

Enfin, le quatrième chapitre est consacré à la commande par mode de glissement associée à un observateur d'ordre globale.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

I- Modélisation de la machine asynchrone

I-1- Introduction

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement et facilité de la commande).

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de foucaults, l'effet pelliculaire etc....

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, voir même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou, du moins, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices; puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée) après une brève mise au point de certaines conventions. Nous présenterons ensuite, le modèle général de Park, duquel, nous déduirons après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine alimentée en tension.

I-2- Mise en équation de la machine asynchrone

I-2-1- Description

La machine asynchrone représentée par le schéma de la figure (I-1) se compose:

- D'un circuit porté par le stator et comportant trois phases identiques décalées dans l'espace faisant entre elles un angle égale à $2\pi/3$. Ce circuit est relié à une source alternative d'alimentation triphasée.
- D'un circuit porté par le rotor, comportant trois phases identiques en court-circuit décalées également de $2\pi/3$.

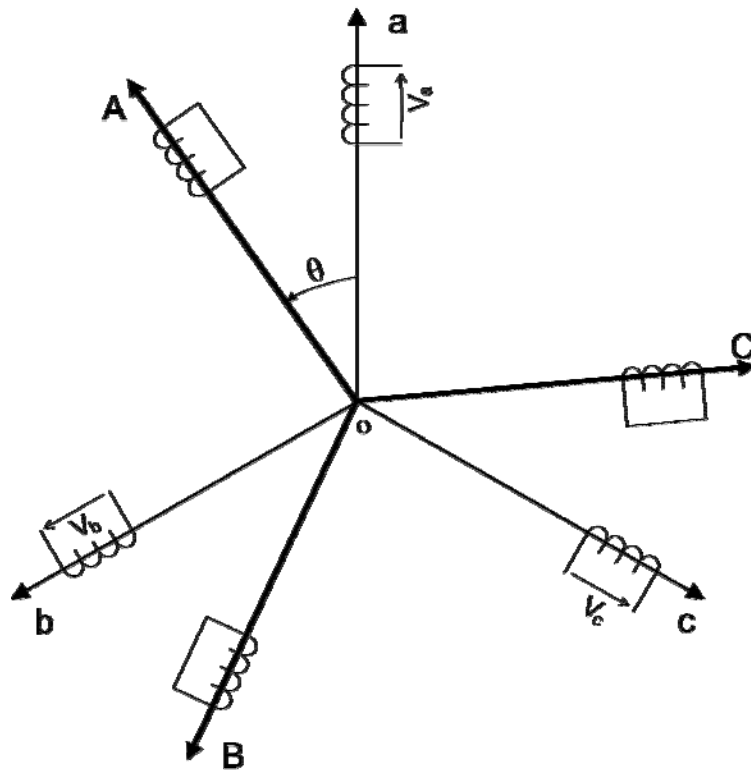


Fig. I-1 : Schéma des enroulements de la machine asynchrone.

I-2-2- Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, qui est employé dans les étapes de conception et de mise en oeuvre des stratégies de commande, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés et sont parfaitement feuilletés;
- Seuls les enroulements sont parcourus par des courants, dont la densité est supposée uniforme dans la section des conducteurs. (L'effet pelliculaire est négligeable);
- La répartition des forces magnétomotrices dans l'espace est sinusoïdale. On ne tiendra compte, par conséquent, que de l'harmonique fondamentale.

I-2-3- Équations aux tensions

Dans ces conditions, les tensions statoriques et rotoriques, représentées sur la figure (I-1) sont données par;

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

Les relations entre les flux et les courants sont les suivantes :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_s & L_s & M_s & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \\ M_s & M_s & L_s & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & L_r & M_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_r & L_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

I-2-4- Transformation de Park

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple [B-2].

La matrice de transformation est définie par :

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

L'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques. (Voir schéma de la figure (I-2)).

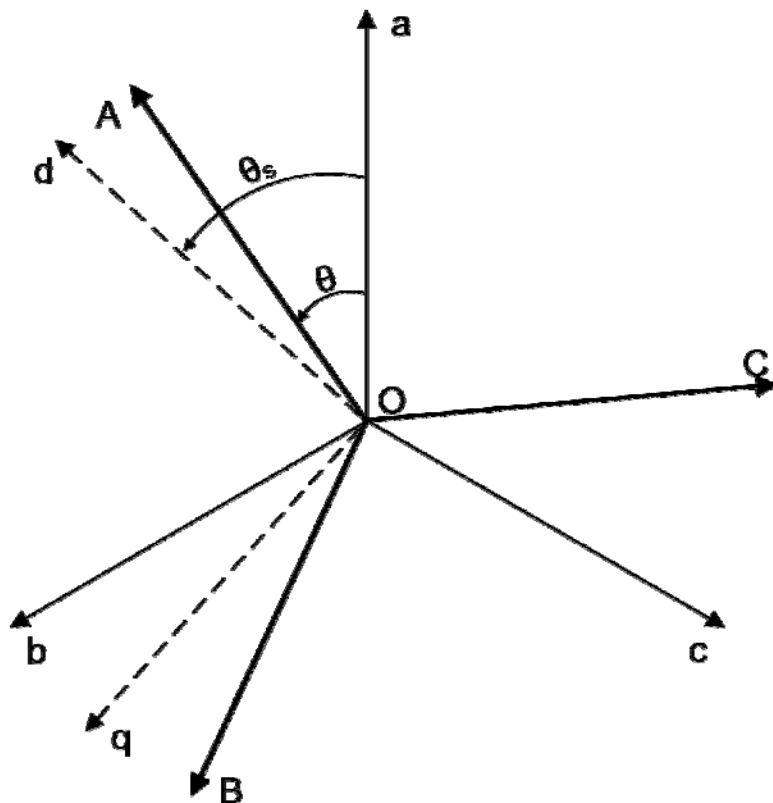


Fig. I-2 : Schéma des référentiels.

On a alors :

- Pour les grandeurs statoriques :

$$[G_{dq}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [G_{abc}] \quad (I-6)$$

- Pour les grandeurs rotoriques :

$$[G_{dq}]_r = [A(\theta_s - \theta_r)] \cdot [G_{ABC}] \quad (I-7)$$

Avec :

G: grandeur physique (V, I, Φ).

En appliquant la transformation de Park aux équations (I-1) à (I-7) , on obtient les équations suivantes:

- Equation des tensions :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_e \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \omega_e \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - (\omega_e - \omega_m) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I-8)$$

Avec:

$$\begin{aligned} \omega_e &= \frac{d\theta_s}{dt} \\ \omega_m &= \frac{d\theta_m}{dt} \end{aligned} \quad (I-9)$$

- Equations des flux :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\
 \Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\
 \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs}
 \end{aligned} \tag{I-10}$$

I-2-5- Choix du référentiel (d. q) : [B-3]

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

I-2-5-1- Cas d'un référentiel lié au stator

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = 0$. Il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non aux variations de la fréquence d'alimentation. Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\
 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_m \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_m \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I-11}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sqrt{3/2} V_m \cos(\omega_s t + \delta) \\
 V_{qs} &= \sqrt{3/2} V_m \sin(\omega_s t + \delta)
 \end{aligned} \tag{I-12}$$

Avec :

δ : Angle initiale.

I-2-5-2- Cas d'un référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_m$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

Dans ce repère, les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_m \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_m \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\
 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt}
 \end{aligned} \tag{I-13}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sqrt{3/2} V_m \cos(\omega_{sl} t + \delta) \\
 V_{qs} &= \sqrt{3/2} V_m \sin(\omega_{sl} t + \delta)
 \end{aligned} \tag{I-14}$$

Avec :

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m : \text{Fréquence de glissement}$$

I-2-5-3- Cas d'un référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_s$. Dans ce cas, les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone.

C'est dans ce repère que nous allons travailler par la suite.

Les équations de la machine s'écrivent dans ce cas sous la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I-15}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sqrt{3/2} V_m \cos \delta \\
 V_{qs} &= -\sqrt{3/2} V_m \sin \delta
 \end{aligned} \tag{I-16}$$

Pour $\delta = 0$, les composantes continues V_{ds} et V_{qs} sont données par :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sqrt{3} V_{eff} \\
 V_{qs} &= 0
 \end{aligned} \tag{I-17}$$

I-3- Calcul du couple électromagnétique

Il existe plusieurs méthodes pour calculer le couple électromagnétique. Dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques aussi bien que statoriques ne sont pas nulles [B-4]. En utilisant le principe de conservation de l'énergie et en écrivant les bilans énergétiques au stator et au rotor, on obtient :

- Au stator :

$$dW_{fs} = dW_{js} + dW_{ems} + dW_{tr} = Pe(t)dt \quad (I-18)$$

Avec

$$Pe(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}$$

D'où

$$(v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs})dt = R_s [i_{ds}^2 + i_{qs}^2]dt + [L_s i_{ds} di_{ds} + L_s i_{qs} di_{qs} + L_m i_{qs} di_{qr} + L_m i_{qs} di_{qr}] + \omega_s L_m [i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}]dt$$

Avec :

dW_{fs} : Energie fournie au stator.

dW_{js} : Pertes joules au stator.

dW_{ems} : Energie emmagasinée au stator.

dW_{tr} : Energie transmise au rotor.

$Pe(t)$: Puissance instantanée fournie au stator.

- Au rotor :

$$dW_{tr} = dW_{jr} + dW_{emr} + dW_{mv} \quad (I-19)$$

$$= R_r [i_{dr}^2 + i_{qr}^2]dt + [L_r i_{dr} di_{dr} + L_r i_{qr} di_{qr} + L_m i_{dr} di_{ds} + L_m i_{qr} di_{qs}] + (\omega_s - \omega_m) L_m [i_{qr} i_{ds} - i_{dr} i_{qs}]dt$$

$$dW_{mv} = dW_{js} + dW_{ems} + dW_{tr} = Pe(t)dt \quad (I-20)$$

Avec :

dW_{jr} : Pertes joules au rotor.

dW_{emr} : Energie emmagasinée au rotor.

dW_{mv} : Energie transmise au rotor.

Le couple électromagnétique est définie par:

$$C_{em} = P \frac{\partial W_{mv}}{\partial \omega_m} \quad (I-21)$$

p : nombre de paires de pôles.

Donc :

$$C_{em} = P L_m (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \quad (I-22)$$

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (I-23)$$

I-4- Equations mécanique

En appliquant les relations fondamentales de la dynamique à la machine asynchrone, l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{J}{p} \frac{d(\omega_m)}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I-24)$$

Où :

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

Le couple de frottement est donné par:

$$C_f = \frac{K_f}{p} \omega_m \quad (I-25)$$

Avec :

K_f : coefficient de frottement.

Ainsi, l'équation mécanique peut être formulé par :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - C_r - (K_f / p) \omega_m \quad (I-26)$$

I-5- Mise sous forme d'équations d'état

Différentes possibilités sont offertes pour le choix des variables d'état électriques, nous allons choisir le vecteur d'état suivant :

$$[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega_m]^T$$

Pour cela, exprimons I_{dr} , I_{qr} , Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction des variables d'état choisies, on a:

$$\begin{aligned} I_{dr} &= \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} &= \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s \sigma I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s \sigma I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \end{aligned} \quad (I-27)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (I-28)$$

En remplaçant Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction de Φ_{dr} et Φ_{qr} dans le système (1-15), on aboutit aux équations suivantes:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \right] \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \right] \end{aligned} \quad (I-29)$$

D'après (1-15), on a :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= -R_r I_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= -R_r I_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I-30)$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné par :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{d}{dt} I_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_m \end{aligned} \right. \quad (I-31)$$

Le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension peut être représenté par le schéma fonctionnel de la figure (I-3) :

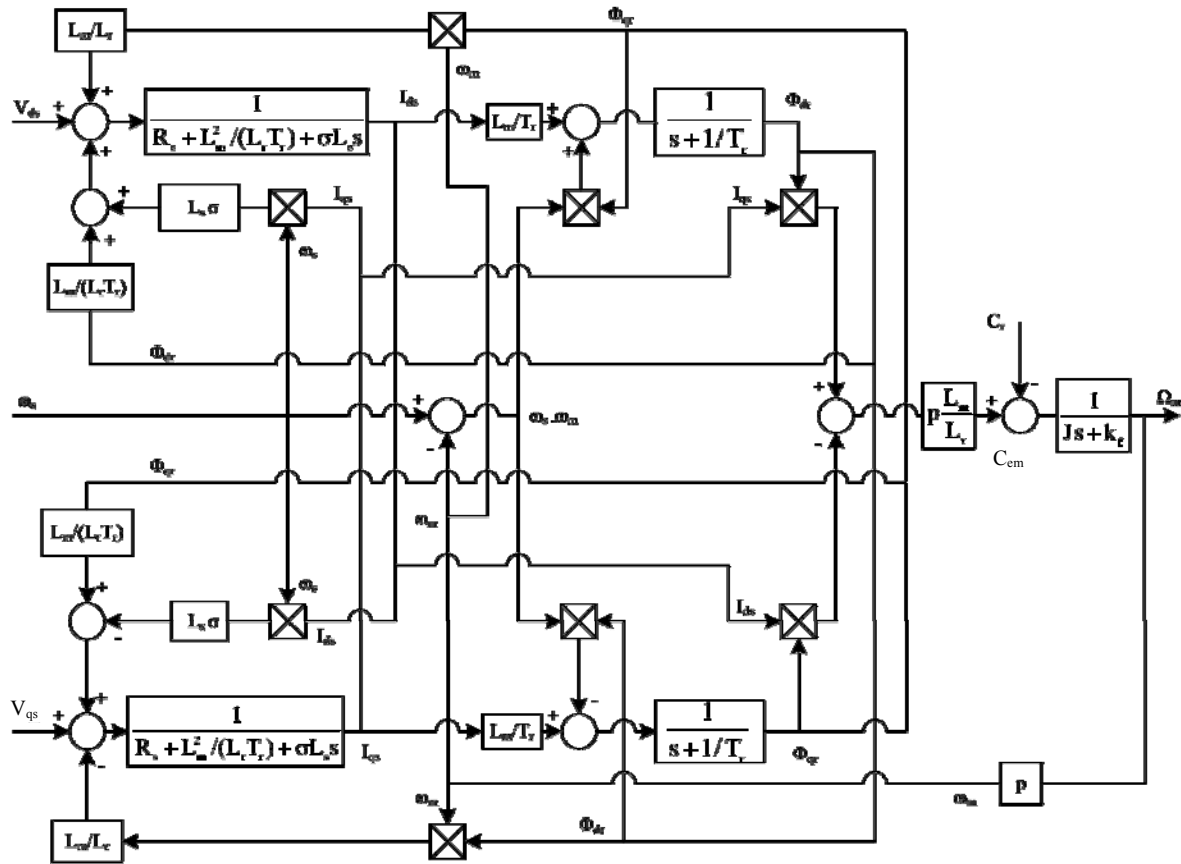


Fig. I-3 : Schéma fonctionnel de la machine asynchrone alimentée en tension.

I-6- Simulation

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude, en ce qui concerne les systèmes complexes.

Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (Simulink/Matlab) pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et sa commande associée.

I-6-1- Interprétation et commentaires :

Les figures (I-4-a) et (I-4-b) montrent l'évolution de la vitesse du couple électromagnétique, des courants I_{ds} et I_{qs} des flux Φ_{dr} , Φ_{qr} , Φ_r et du courant de ligne i_{as} lors d'un démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée en tension. On constate que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.

Le démarrage sous la pleine tension à vide permet d'avoir un établissement rapide, le temps de démarrage est de (0.27s).

Le courant I_{qs} se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant I_{ds} prend une valeur constante. Le régime transitoire du courant de ligne a une durée équivalente au temps de démarrage, avec une pointe de (24.3A) lors des premiers instants de la mise sous tension. En régime permanent ce courant est sinusoïdal de valeur efficace de (3A).

Les figures (I-5-a) et (I-5-b) montre une application d'un échelon de couple résistant C_r de (10N.m) à l'arbre de la machine pendant une durée de (1s).

on constate que:

- Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant.
- Une chute de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.

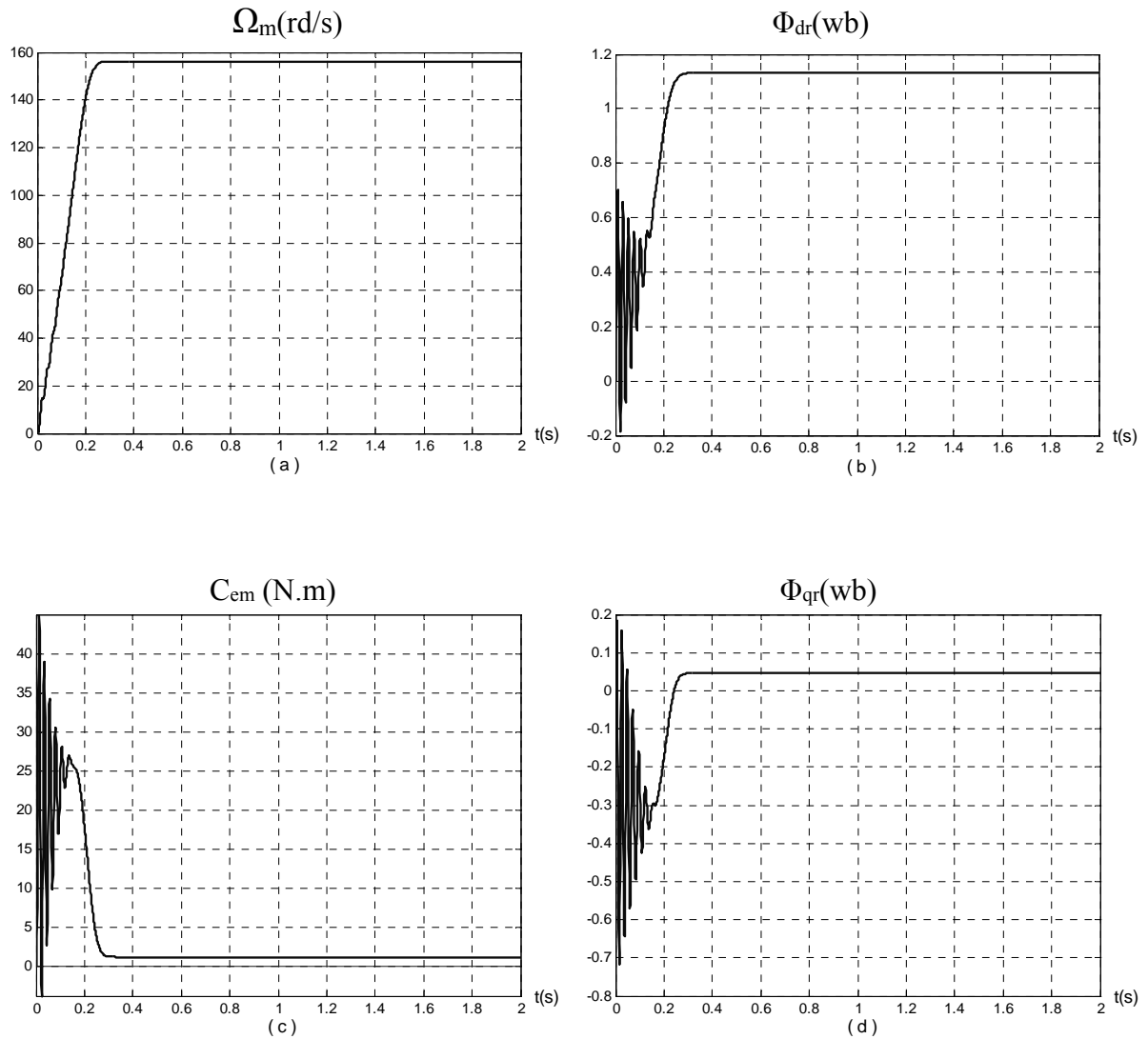


Fig I-4-a : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

- a) Réponse de la vitesse mécanique.*
- b) Réponse de la composante directe du flux rotorique.*
- c) Réponse de couple électromagnétique.*
- d) Réponse de la composante inverse du flux rotorique.*

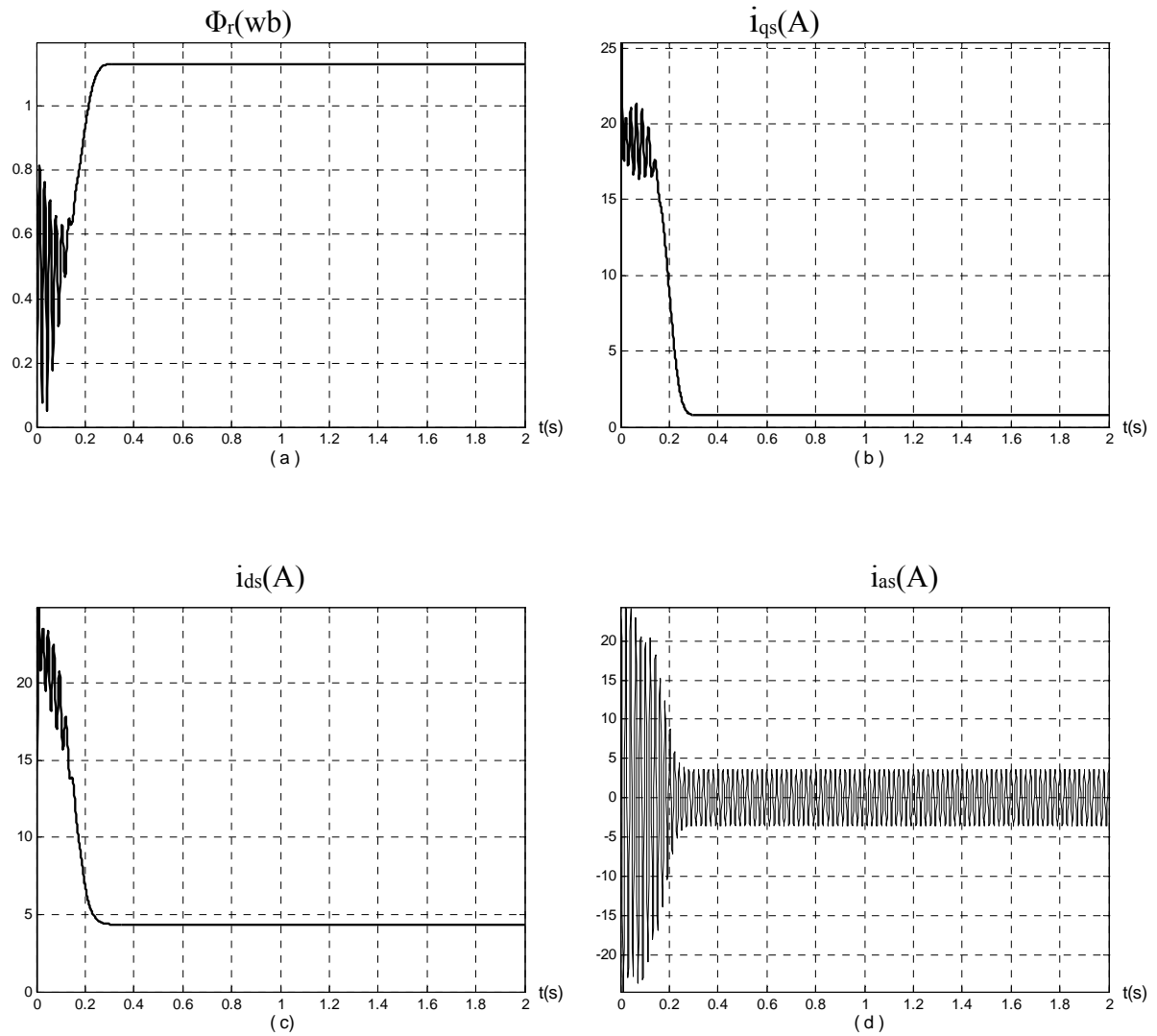


Fig I-4-b : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

- a) Réponse du flux rotorique.*
- b) Réponse de la composante inverse du courant statorique.*
- c) Réponse de la composante directe du courant statorique.*
- d) Courant du phase statorique.*

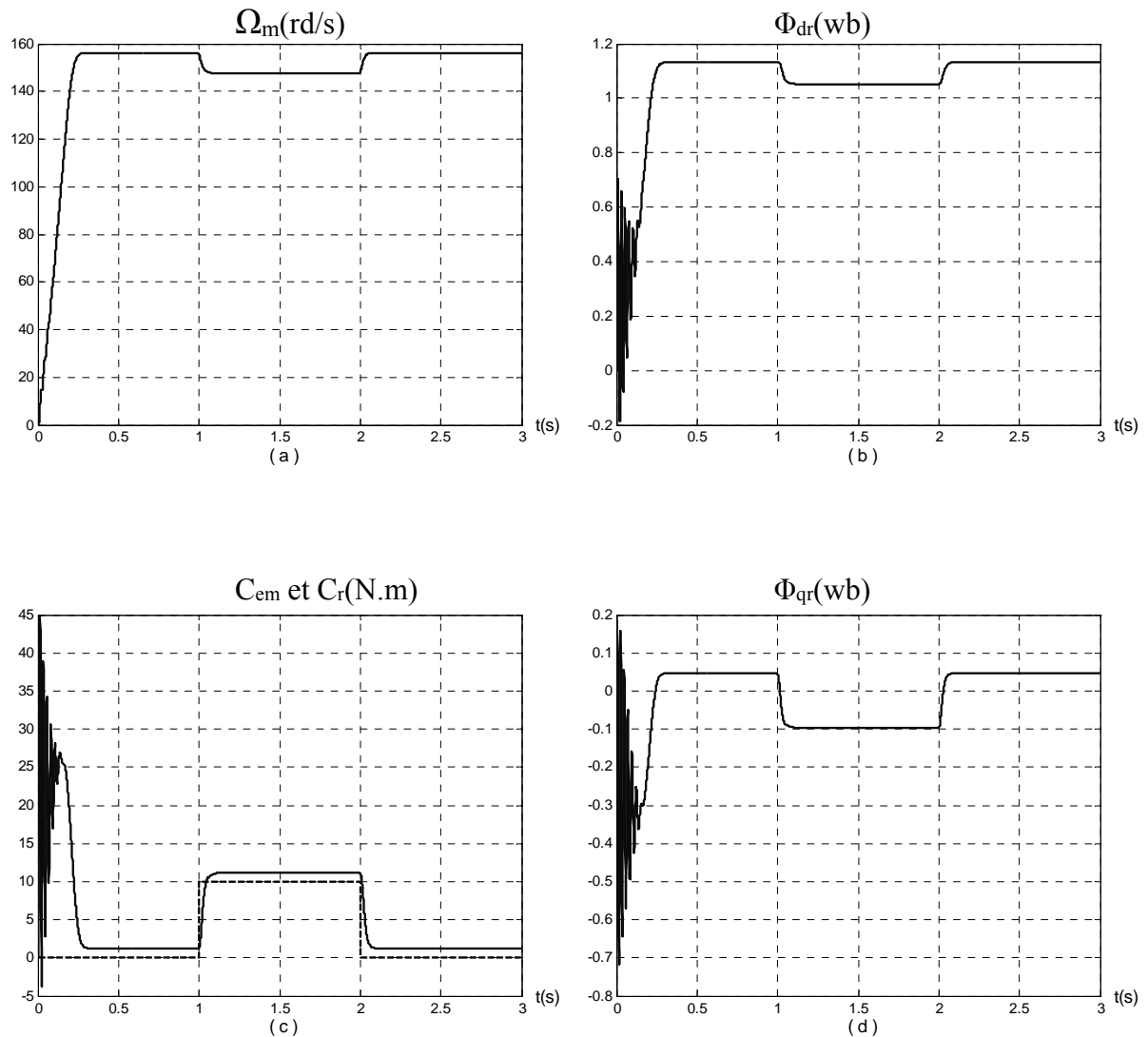


Fig I-5-a : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10 N.m

- a) Réponse de la vitesse.*
- b) Réponse de la composante directe du flux rotorique.*
- c) Réponse de couple électromagnétique.*
- d) Réponse de la composante inverse du flux rotorique.*

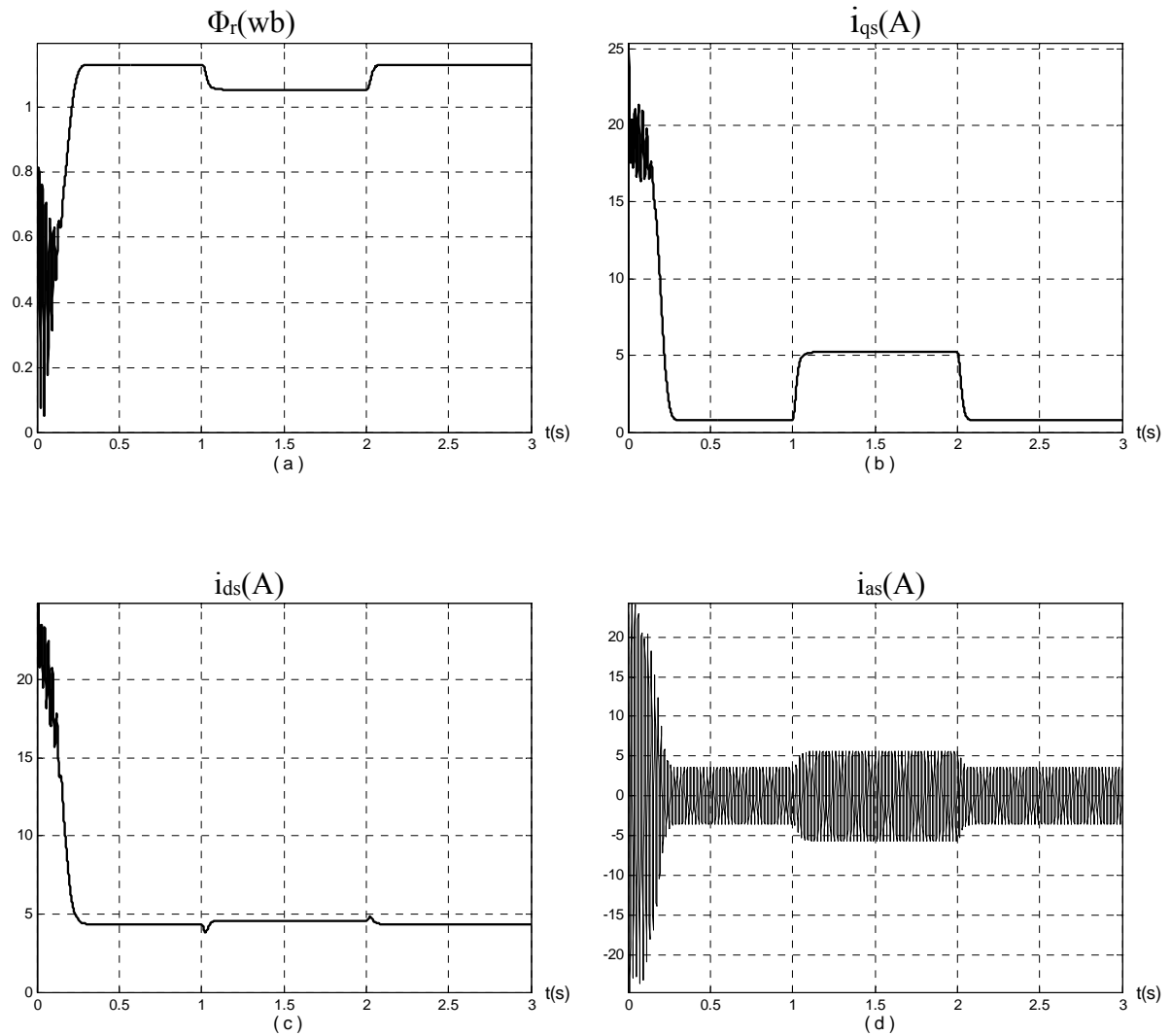


Fig. I-5-b : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10 N.m

- a) Réponse du flux rotorique.*
- b) Réponse de la composante inverse du courant statorique.*
- c) Réponse de la composante directe du courant statorique.*
- d) Courant du phase statorique.*

I-7- Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'établir un modèle de PARK qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à quatre équations.

CHAPITRE II

Modélisation du Convertisseur statique

II- Modélisation du Convertisseur statique :

II-1- Introduction

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternative. Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre inférieur. Ces harmoniques ont pour effet de nuire au fonctionnement normal de la machine. En effet la présence de ces harmoniques entraînent des couples pulsatiles indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires [B-5].

Pour réduire l'effet de ces harmoniques, on utilise le procédé de la modulation de largeur d'impulsion [B-6].

Il existe plusieurs techniques de commande en MLI. On s'intéresse à la technique triangulo-sinusoïdale.

II-1-1- Description du système d'association

Le circuit principal du système d'association représenté par la figure (II-1) possède, sur le coté réseau, un pont redresseur à diodes supposé parfait. Il est suivi d'un filtre passif, comportant une inductance L_f et une capacité C_f dont le rôle principal est de réduire les ondulations de courant et de tension provoquées par le fonctionnement de l'onduleur.

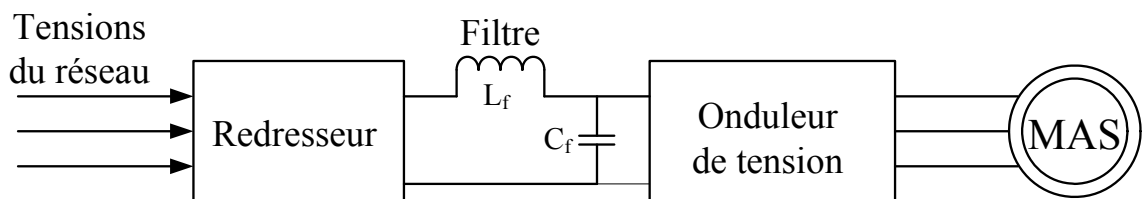


Fig. II-1: Schéma du système d'association.

L'onduleur permet de produire, à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables. L'onduleur alimente le stator d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

II-2- Modélisation du système Redresseur – Filtre – Onduleur

II-2-1- Modélisation du redresseur

Le schéma de principe d'un pont redresseur à diode est donné à la figure (II-2)

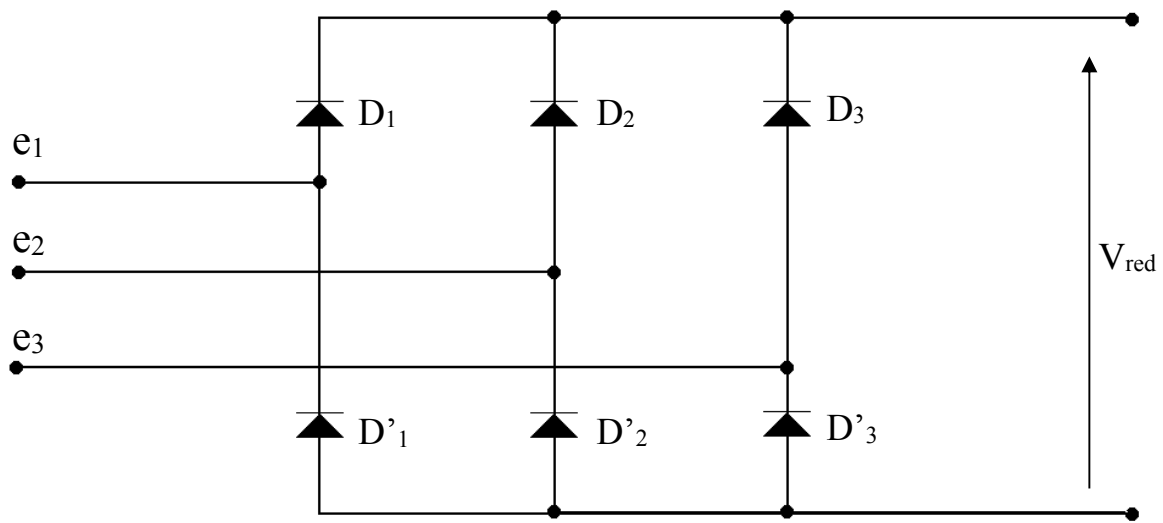


Fig. II-2 : Schéma d'un pont redresseur.

Les diodes sont supposées parfaites fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associé une fonction logique de connexion D_{pj} et D_{nj} ($j = 1, 2, 3$), définie comme suit :

$$D_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } e_j \text{ est la plus positive} \\ 0 & \text{si } e_j \text{ est la plus négative} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$$i = p, n$$

La tension redressée s'écrit :

$$V_{\text{red}} = \sum_{j=1}^3 (D_{pj} - D_{nj}) e_j \quad (\text{II-2})$$

Le schéma de la figure (II-3), montre l'allure du système de tension triphasée (e_1, e_2, e_3) à l'entrée du pont redresseur ainsi que la tension redressée V_{red} à la sortie de celui-ci.

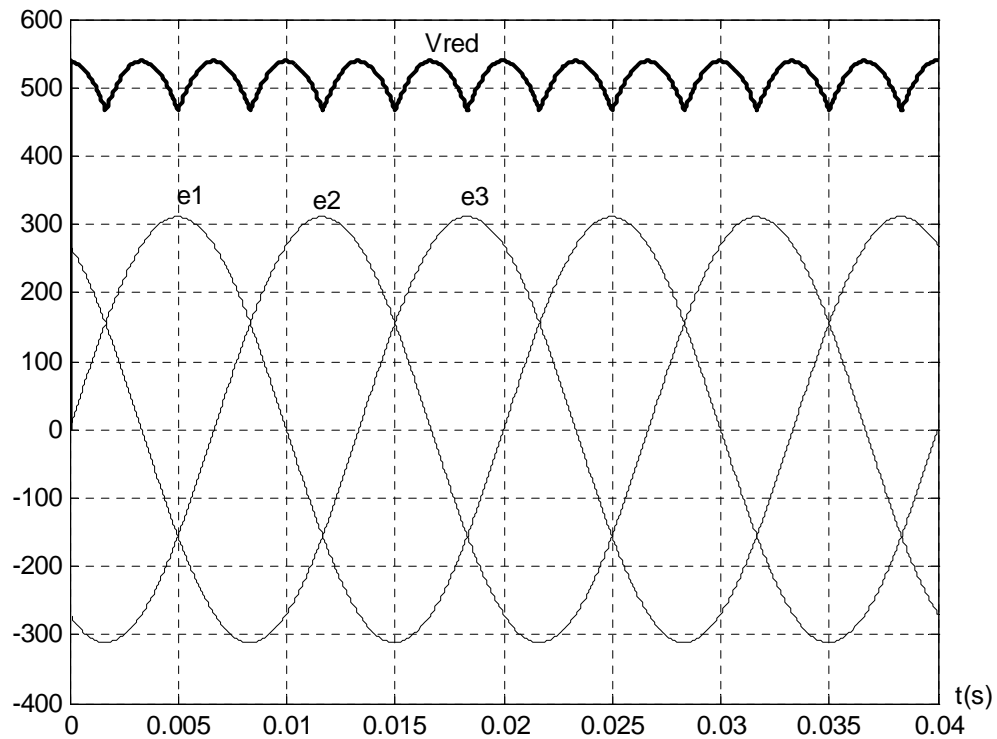


Fig. II-3 : tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{\text{red Moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{\text{max}} \quad (\text{II-3})$$

II-2-2- Modélisation du filtre

Entre le pont redresseur et l'onduleur de tension, on insère un filtre LC passe-bas comme le montre la figure (II-4)

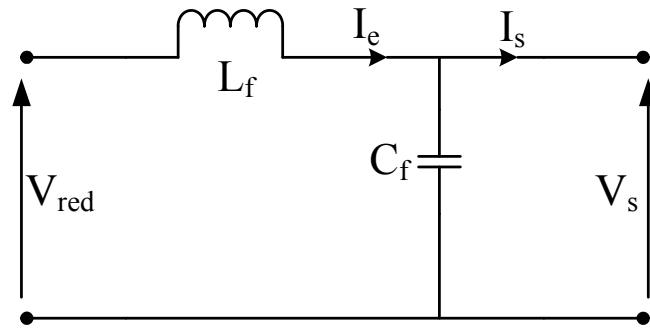


Fig. II-4 : Schéma du filtre.

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} \frac{di_e}{dt} = \frac{V_{red} - V_s}{L_f} \\ \frac{dv_s}{dt} = \frac{i_e - i_s}{C_f} \end{cases} \quad (II-4)$$

Calcul des paramètres du filtre :

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{V_s(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (II-5)$$

Cette fonction de transfert est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$F(s) = 1 / \sqrt{L_f C_f} \quad (II-6)$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures, on doit imposer le choix suivant :

$$f_c < 2f''$$

Avec $f'' = 6f$: fréquence de la tension redressée V_{red}

Alors :

$$L_f C_f > 2.78.10^{-6}$$

on choisit $C_f = 600 \mu F$

d'où , nous déduisons les paramètres de filtre :

$$C_f = 600 \mu F$$

$$L_f = 400 mH$$

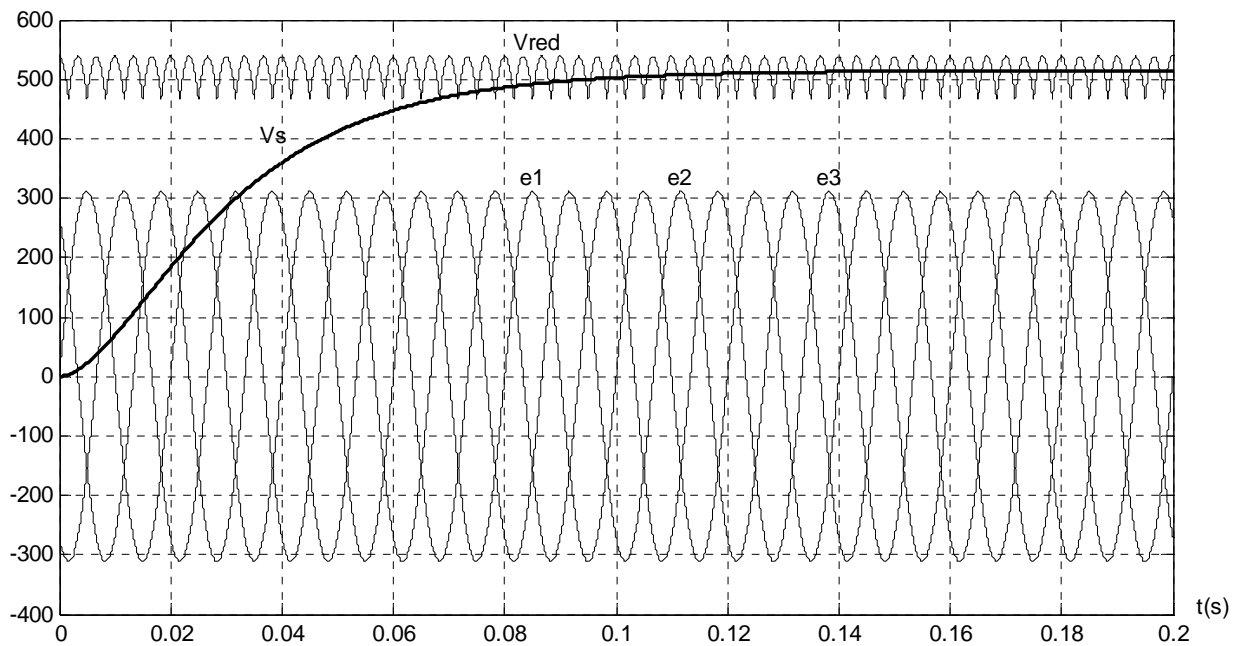


Fig. II-5 : tensions redressée et filtrée.

II-2-3- Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension triphasé se compose de trois bras (trois demi-ponts) identiques :

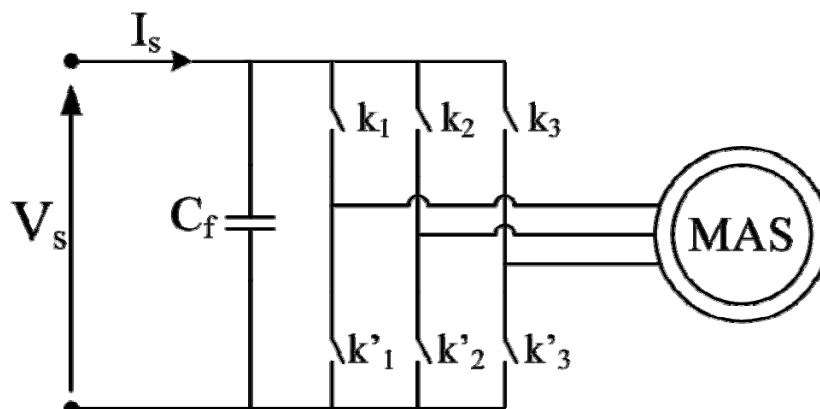


Fig. II-6 : Schéma de l'onduleur.

L'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans neutre.

Les deux interrupteurs K_j K'_j , ($j = 1, 2, 3$), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandable à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie. Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi, à chaque bras d'onduleur est associé une fonction logique de connexion F_j , ($j = 1, 2, 3$) définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé, } K'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert, } K'_j \text{ fermé} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Les différentes formes d'ondes de tensions de sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{13} \\ U_{21} \\ U_{32} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Avec : S_j ($j=1, 2, 3$) : Signaux de commande des interrupteurs.

Vu la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons :

$$\sum_{j=1}^3 V_j = 0$$

Par conséquent, les tensions simples V_j , s'expriment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

Le courant I à l'entrée de l'onduleur a pour expression :

$$I_s = S_1 I_1 + S_2 I_2 + S_3 I_3 \quad (\text{II-10})$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques correspondantes aux signaux de commande des interrupteurs S_j . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

II-3- Commande par modulation de largeur d'impulsion (Stratégie triangulo – sinusoïdale)

La stratégie triangulo-sinusoïdale est obtenue par la comparaison, du signal de porteuse (V_p) et les signaux de références (V_{ref}), définissant la fonction logique S_j comme le montre la figure (II-7)

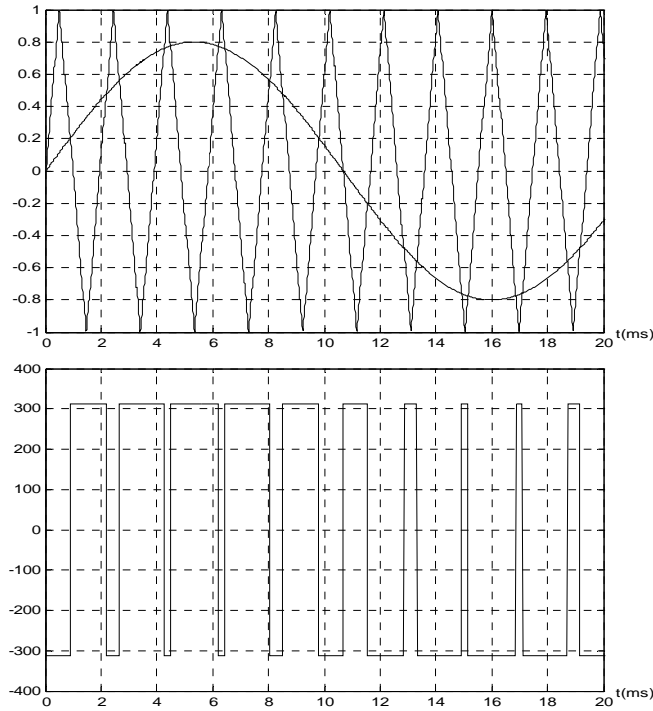


Fig. II-7 : principe de la commande en MLI

La fonction logique S_j , associée au signal de commande est définie par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} < V_p \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

La porteuse est définie par les équations :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{Si } t \in [nT_p, (n+1/2)T_p] \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{Si } t \in [(n+1/2)T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Avec

n : entier naturel.

Les signaux de références sont donnés par l'équation suivante :

$$V_{ref} = r \sin((2\pi f)t - 2(j-1)\pi/3) \quad (\text{II-13})$$

$$J = 1, 2, 3.$$

Lorsque la référence est sinusoïdale, dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m : est égale au rapport (f'_p/f) des fréquences de la porteuse et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r : est égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence par la valeur crête $(V_s/2)$ de l'onde de porteuse.

II-4- Modélisation de l'association convertisseur statique - M A S

La figure (II-8) représente le montage de principe de l'association redresseur - filtre - onduleur - MAS alimenté par un réseau triphasé de fréquence (50Hz).

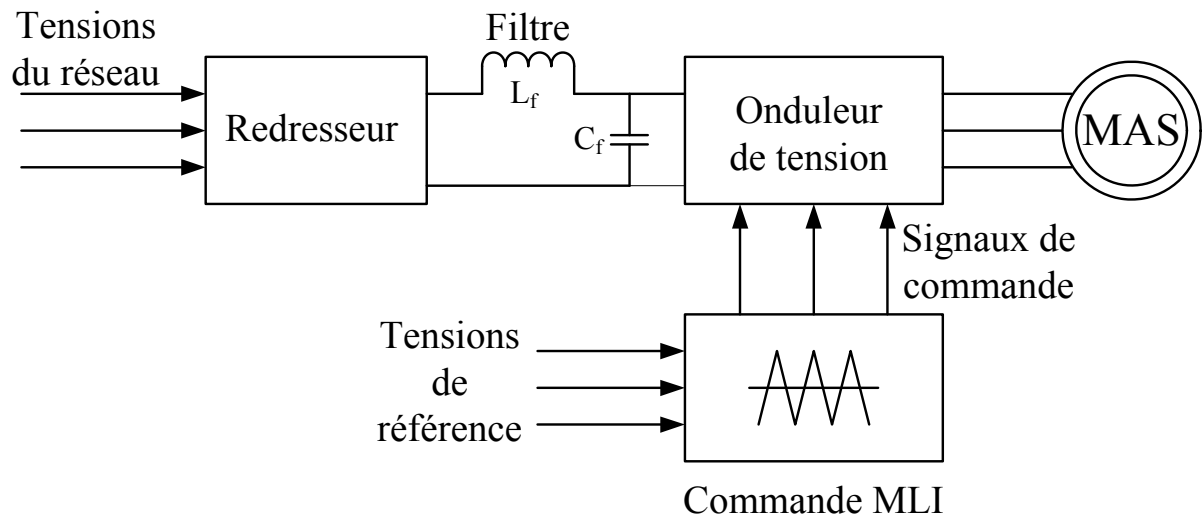


Fig. II-8 : Schéma du système globale.

En regroupant les équations du modèle globale (pont de diodes, filtre, onduleur et MAS) nous obtenons le modèle de tout le système. Les variables de simulation sont les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse du modèle de la machine. Ainsi que le couple électromagnétique et le courant de ligne à l'entrée de la machine.

II-5- Simulation numérique

La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS est donnée aux figures (II-9-a) à (II-10-b).

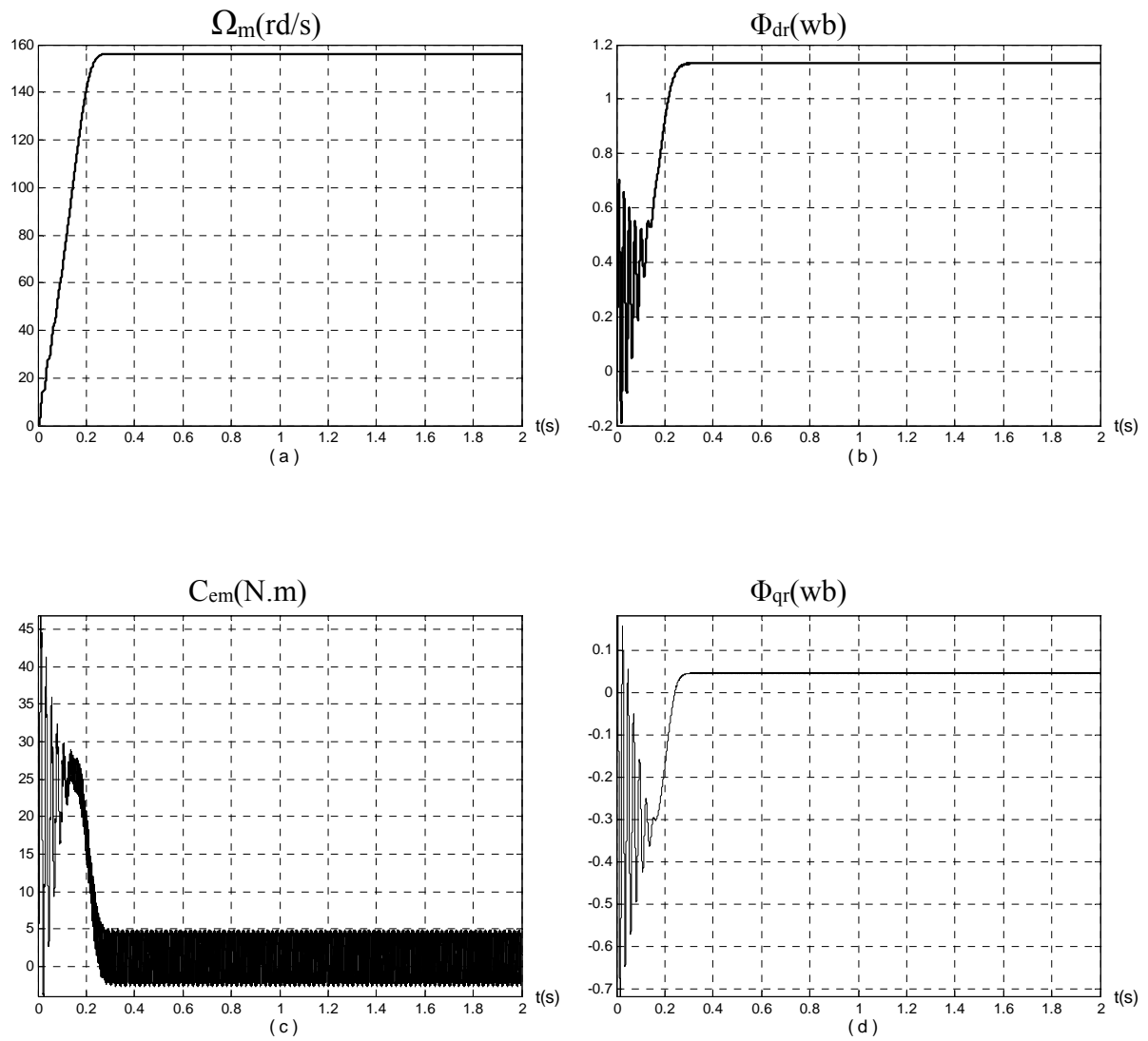


Fig. II-9-a : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

- a) Réponse de la vitesse.*
- b) Réponse de la composante directe du flux rotorique.*
- c) Réponse de couple électromagnétique.*
- d) Réponse de la composante inverse du flux rotorique.*

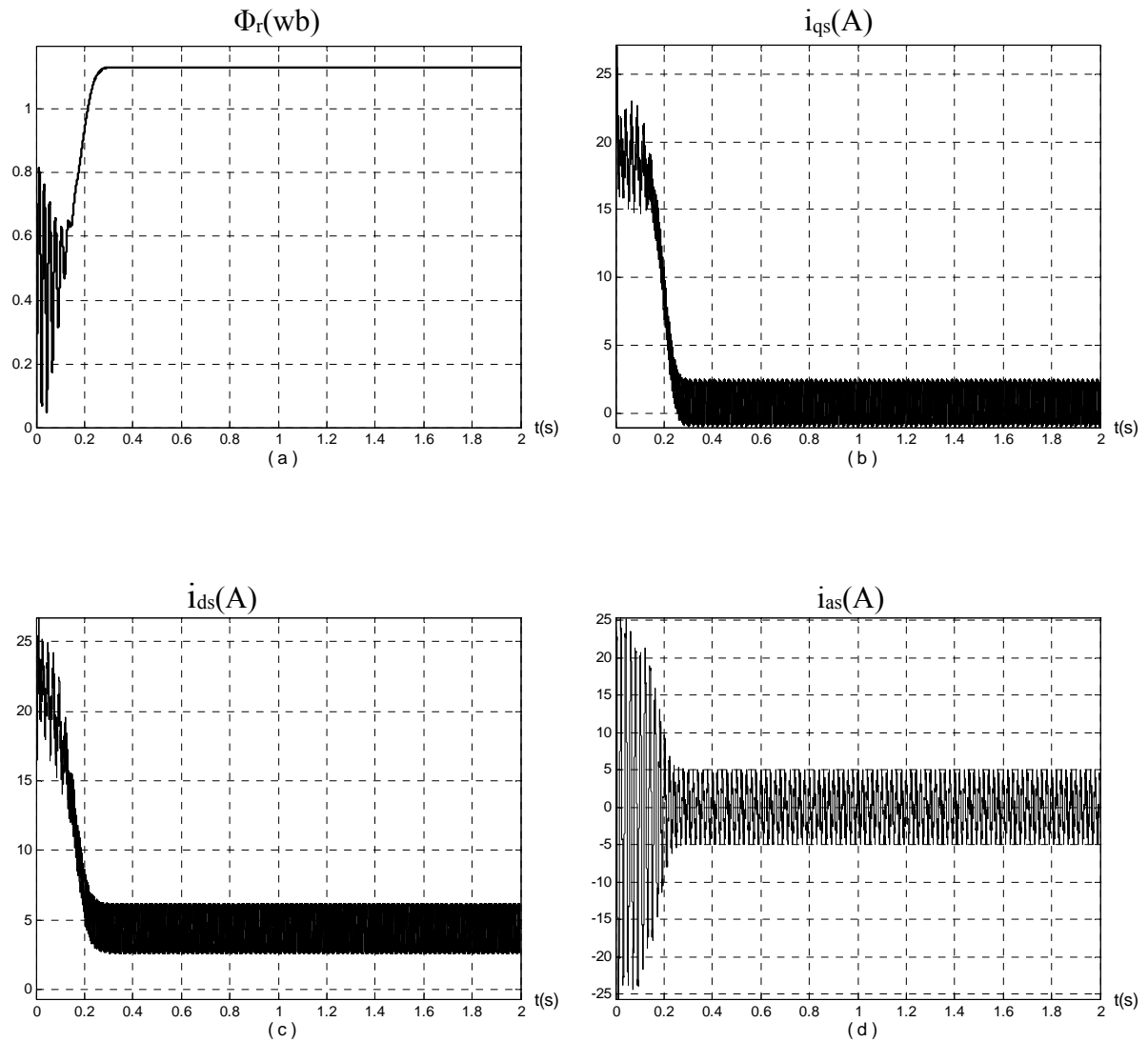


Fig II-9-b : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

- a) Réponse du flux rotorique.
- b) Réponse de la composante inverse du courant statorique.
- c) Réponse de la composante directe du courant statorique.
- d) Courant du phase statorique.

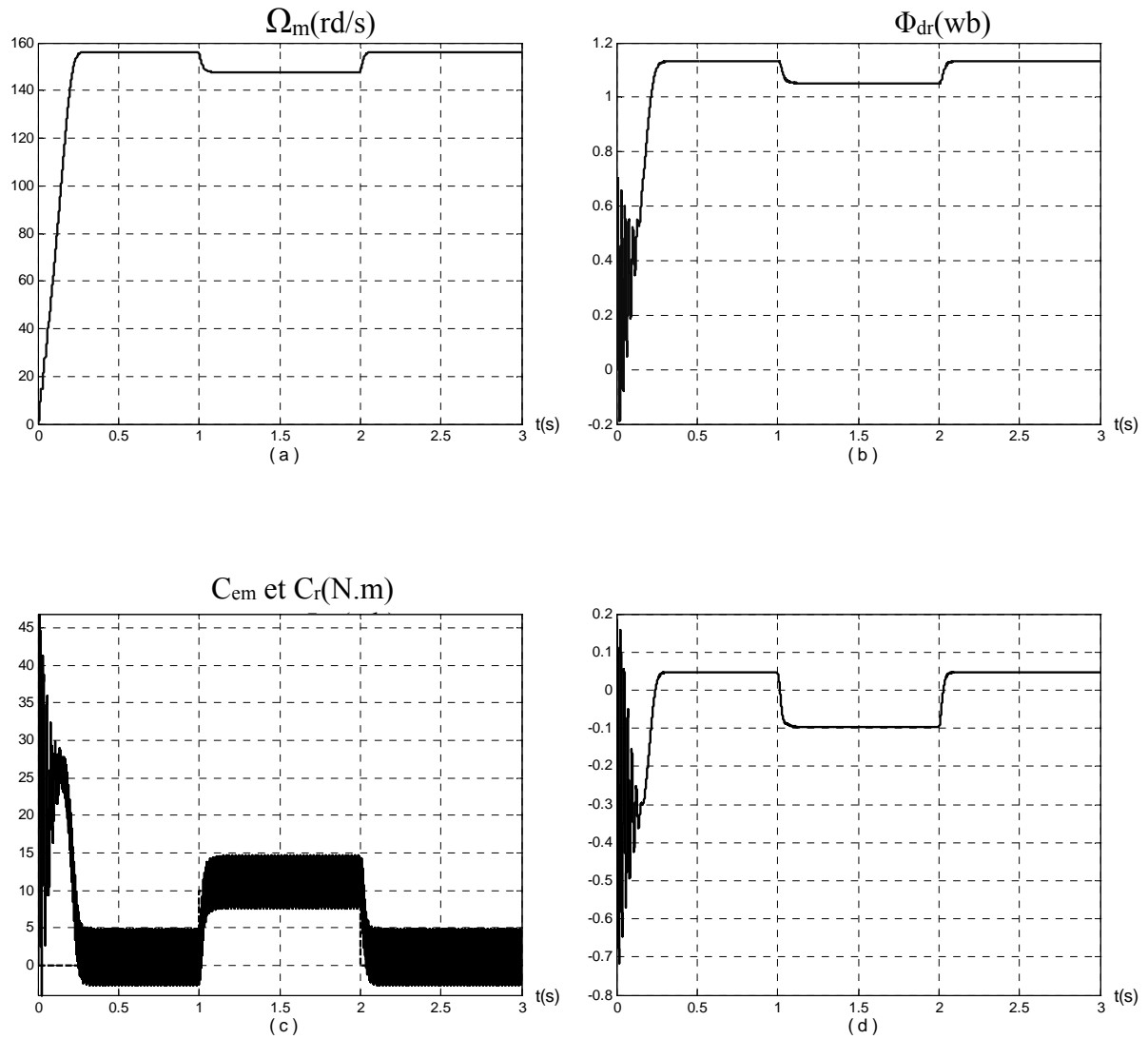


Fig II-10-a : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10 N.m

- a) Réponse de la vitesse.*
- b) Réponse de la composante directe du flux rotorique.*
- c) Réponse de couple électromagnétique.*
- d) Réponse de la composante inverse du flux rotorique.*

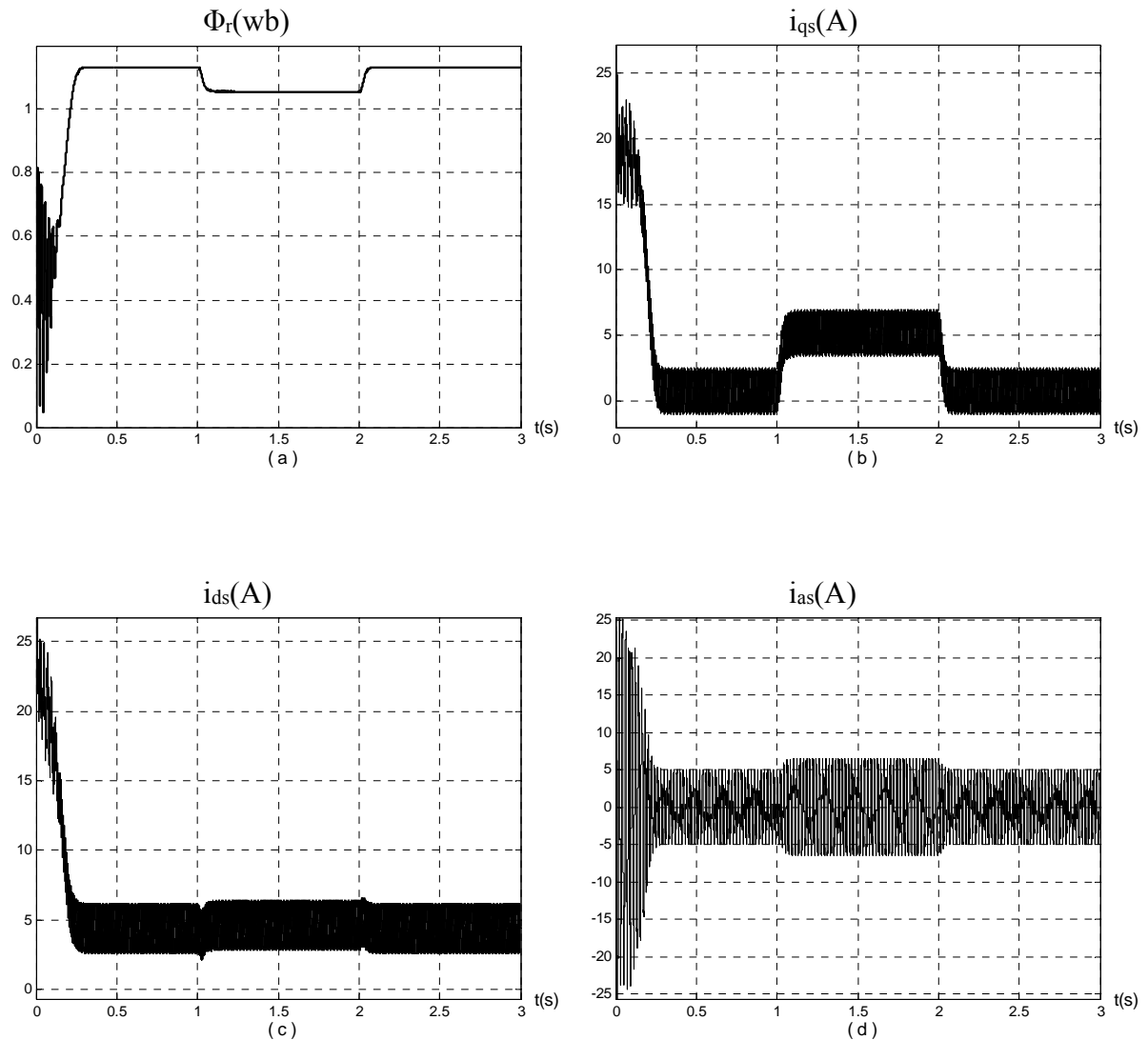


Fig II-10-b : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10 N.m

- a) Réponse du flux rotorique.*
- b) Réponse de la composante inverse du courant statorique.*
- c) Réponse de la composante directe du courant statorique.*
- d) Courant du phase statorique.*

II-5-1- Interprétation et commentaire

Le démarrage avec un onduleur de tension de la machine asynchrone à vide permet d'avoir un établissement pratiquement identique par rapport au démarrage sous la pleine tension.

Par contre, la courbe de variation du couple électromagnétique montre de forte pulsation de ce dernier au début du démarrage, il continu avec des oscillations moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme du courant de ligne absorbé est très rapprochée de la sinusoïde avec des oscillations autour de cette valeur.

II-6- Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de présenter le convertisseur statique qui assure l'alimentation de la MAS.

On a présenté aussi les résultats de simulations de l'ensemble MAS - Onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation de l'onduleur.

CHAPITRE III

COMMANDE

PAR FLUX

ORIENTE

III- Commande par flux orienté :

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande (micro - électronique), il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courants continus [B-1].

La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable.

Le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur, le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant le collecteur mécanique prohibe leur utilisation dans des conditions difficiles. Pour cette raison la machine à courant continu est remplacée par des machines à courant alternatif. Néanmoins le couplage entre les flux les rend difficilement commandables. En plus le régime transitoire de ces machines dépend de plusieurs grandeurs reliées entre eux d'une manière non linéaire [B-1].

Le modèle de Park permet certaines simplifications. En effet un choix convenable du repère permet d'obtenir un modèle simple de la MAS. Ce repère particulier peut être orienté sur le flux rotorique, sur le flux statorique ou sur le flux d'entrefer.

Dans ce chapitre l'étude est consacrée à la commande vectorielle (commande par flux orienté), et en particulier à l'orientation du flux rotorique par la commande indirecte.

III-1-Principe de la commande par flux orienté de la MAS:

la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position. Une méthode de commande classique consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à cause du manque de connaissance de cette quantité a priori [B-2].

En 1971, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la MAS à une machine à courant continu figure (III-1) [B-2].

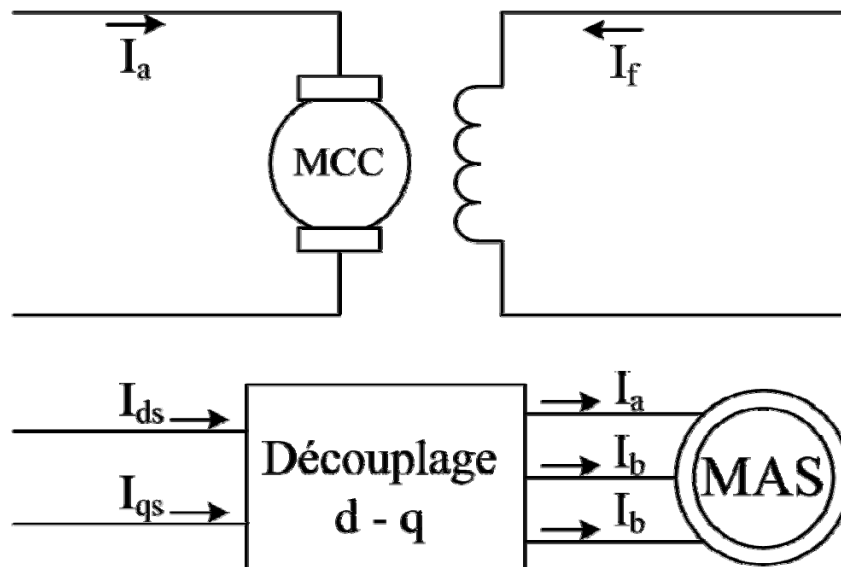


Fig. III-1: Principe de commande découplée pour la machine MCC à excitation séparée et la MAS

La commande d'une MCC est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une MAS est beaucoup plus difficile car il faut piloter trois grandeurs, deux courants ou deux tensions statoriques et la fréquence de ces signaux.

D'après la proposition de Blaschke [B-3], on peut maîtriser ces difficultés en introduisant des coordonnées de champ, la dynamique d'une MAS sera ramenée à celle d'une MCC.

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière que l'axe de la force magnéto - motrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit. Dans le cas d'une machine à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant induit peut l'être [B-3].

Dans une MAS, par contre, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, ce qui donne des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes.

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

Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et en développant des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des MAS.

III-2-Théorie du flux orienté:

dans le modèle de la MAS représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

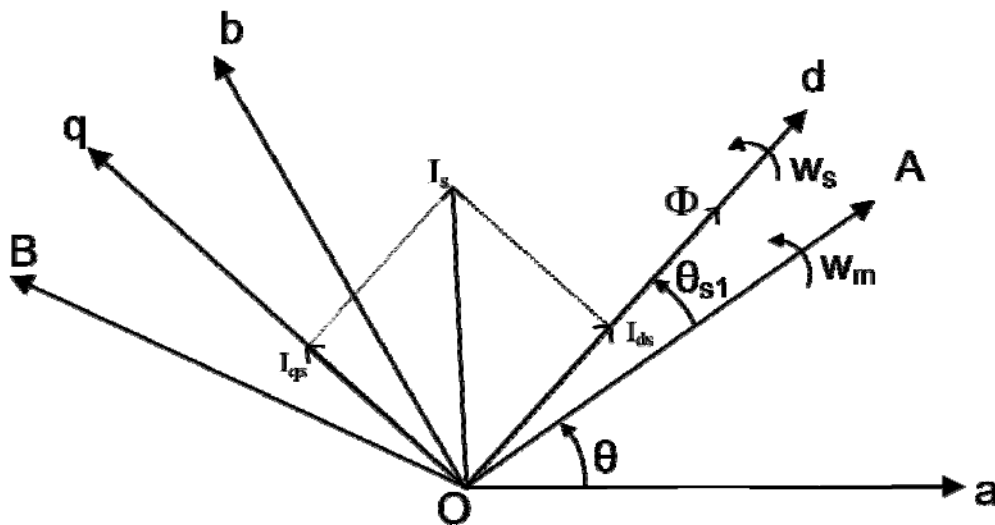


Fig. III-2: Orientation du flux
(rotorique, statorique ou d'entrefer)

Le flux Φ représenté à la figure (III-2) peut être le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. Cependant, nous pouvons orienter les trois différents flux :

- Soit le flux rotorique avec les conditions:
 $\Phi_{dr} = \Phi_r$; $\Phi_{qr} = 0$;
- Soit le flux statorique avec les conditions:
 $\Phi_{ds} = \Phi_s$; $\Phi_{qs} = 0$;
- Soit le flux d'entrefer avec les conditions:
 $\Phi_{dg} = \Phi_g$; $\Phi_{qg} = 0$;

III-3-Méthodes de commande par flux orienté:

La commande par flux orienté est une technique qui, malgré la structure complexe et non linéaire de la MAS, permet sa commande de façon similaire à celle de la machine à courant continu. Par conséquent, trois types de commande par flux orienté de la MAS sont possibles:

- Orientation du flux rotorique;
- Orientation du flux statorique;
- Orientation du flux d'entrefer.

Chacune de ces méthodes de commande permet d'obtenir un contrôle de flux et un contrôle de couple découplés comme une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique.

Deux méthodes sont possibles:

1. Méthode dite directe: Le flux considéré est directement mesuré ou estimé à l'aide d'un estimateur.
2. Méthode dite indirecte : La position du flux considéré est calculée à partir de la mesure de la vitesse du rotor et d'autres grandeurs accessibles comme les tensions et les courants statorique [B-9]

Dans notre travail l'étude est essentiellement consacrée à la méthode indirecte.

III-4-Commande indirecte par orientation du flux:

III-4-1-Description:

Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la MAS alimentée en tension (le couple et le flux). Cependant les contraintes du contrôle du couple par cette méthode de commande sont:

1°. Réalisation de la transformation directe et inverse du système stator au repère flux tournant.

Ceci nécessite:

1. L'estimation de la position du flux par rapport au rotor:

$$\theta_{sl} = \int \omega_{sl} dt \quad (\text{III-1})$$

2. La mesure de la position du rotor par rapport au stator :

$$\theta = \int \omega_m dt \quad (\text{III-2})$$

3. On peut déduire une estimation de la position du flux par rapport au stator:

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \quad (\text{III-3})$$

2°. Contrôles indépendants des courants I_{ds} et I_{qs} .

III-5-Commande indirecte sans réglage de la vitesse:

Le schéma globale de l'ensemble bloc de commande-MAS-onduleur de tension est représenté à la figure (III-3).

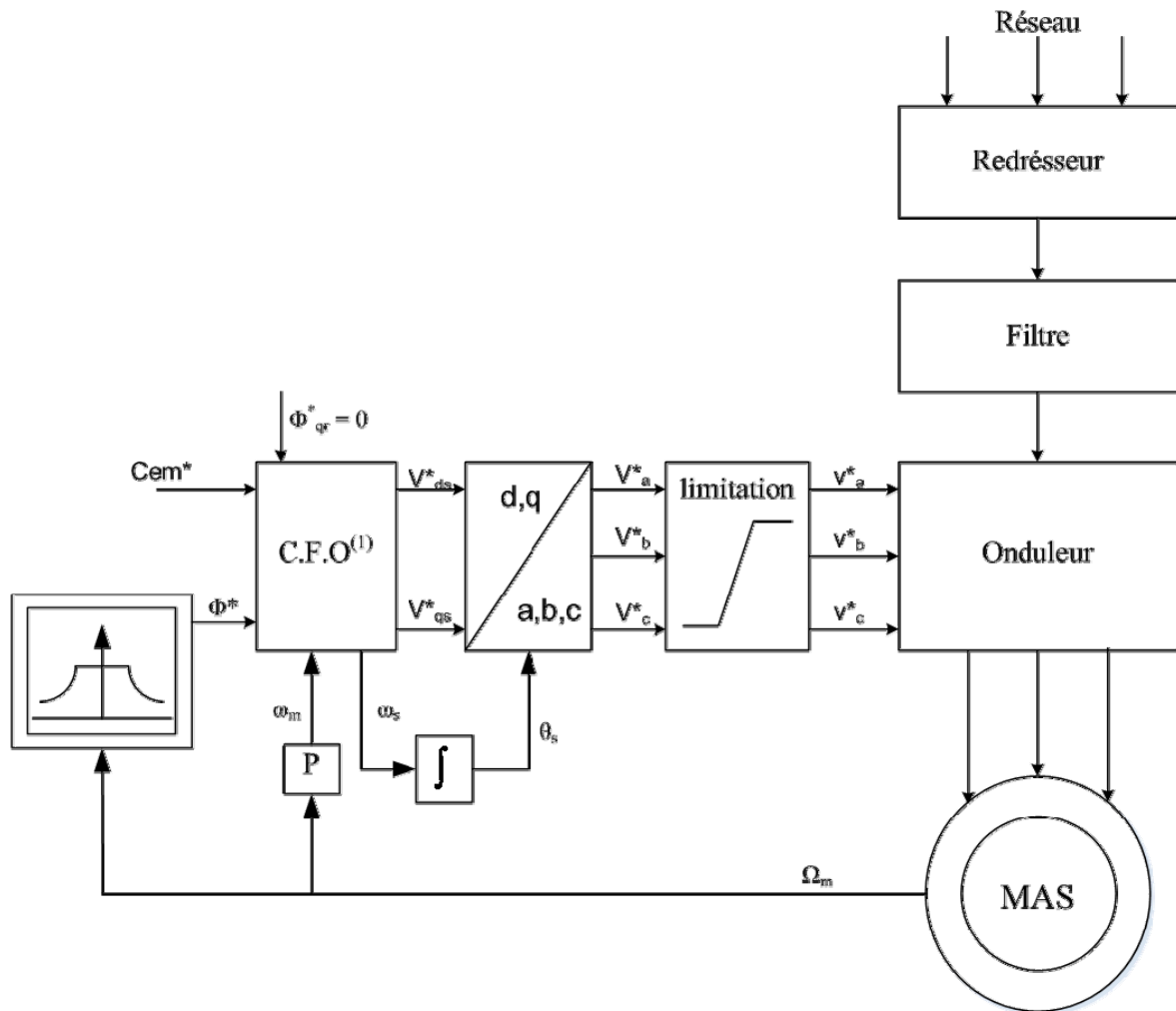


Fig. III-3: Schéma synoptique de la commande indirecte par flux orienté d'une MAS alimentée en tension.

La structure de commande est constituée de l'association d'une machine asynchrone avec onduleur de tension alimenté par un pont à diodes à travers un filtre passe-bas. Les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur. La stratégie triangulo-sinusoïdal, retenue le long de notre travail, est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste de comparer les trois tensions de référence (v_a, v_b, v_c), calculées par une transformation inverse de Park à partir de (V_{ds}, V_{qs}), à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation nettement supérieur à ω_s .

Après un choix ⁽²⁾ des grandeurs de référence, les commandes V_{ds}^* , V_{qs}^* et ω_s^* sont calculées par la structure de commande représentée par la figure (III-3).

⁽¹⁾ : Les lettres C.F.O signifient: commande par flux orienté.

⁽²⁾ : Le choix doit satisfaire aux cahier des charges.

Toute fois, on réalise directement la commande vectorielle sans avoir à capter l'amplitude du flux, c'est donc la commande indirecte.

En outre la consigne du flux, peut être absolue, soit être liée à la vitesse mécanique Ω , pour pouvoir obtenir un fonctionnement en régime défluxé ou à puissance constante.

Ceci est obtenu par le bloc de défluxage, définit par la non linéarité:

$$\Phi^* = \begin{cases} \Phi_N & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \frac{\Phi_N \Omega_N}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_N \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

Avec:

Φ_N : valeur nominale du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

Ω_N : valeur nominale de la vitesse mécanique.

Remarquons qu'un bloc de limitation a été intercalé entre les valeurs calculées des tensions transformées et l'onduleur pour des raisons de sécurité de celui-ci. En effet, le module du vecteur tension est donnée par:

$$|V_s| = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} \quad (\text{III-5})$$

D'après (I-16), on a:

$$V_{ds} = \sqrt{3/2} V_m \cos \delta, \quad V_{qs} = -\sqrt{3/2} V_m \sin \delta$$

D'où :

$$|V_s| = \sqrt{3/2} V_m \quad (\text{III-6})$$

Il faut donc que la relation (III-6) soit toujours vérifiée.

Si $|V_s| > \sqrt{3/2} V_m$ alors, il faut maintenir la valeur de V_{ds} et poser:

$$V_{qs} = \sqrt{V_s^2 - V_{ds}^2} \quad (\text{III-7})$$

III-6-Structure de commande en tension par orientation du flux rotorique:

Considérons le couple (C_{em}^*) et le flux (Φ_r^*) comme références de commande. Nous inversons le modèle (I-31), nous obtenons les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{qs} = \frac{L_r}{P L_m} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ I_{ds} = \frac{1}{L_m} \left(T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right) \\ \omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega_m + \omega_{sl} \\ V_{ds} = R_s \left[\sigma T_s \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} + \frac{T_s (1 - \sigma)}{L_m} \frac{d\Phi_r^*}{dt} - \sigma T_s \omega_s I_{qs} \right] \\ V_{qs} = R_s \left[\sigma T_s \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} + \omega_s \left(\sigma T_s I_{ds} + \frac{T_s (1 - \sigma)}{L_m} \Phi_r^* \right) \right] \end{array} \right. \quad (III-8)$$

Le schéma bloc de cette structure de commande est illustré à la figure (III-4) :

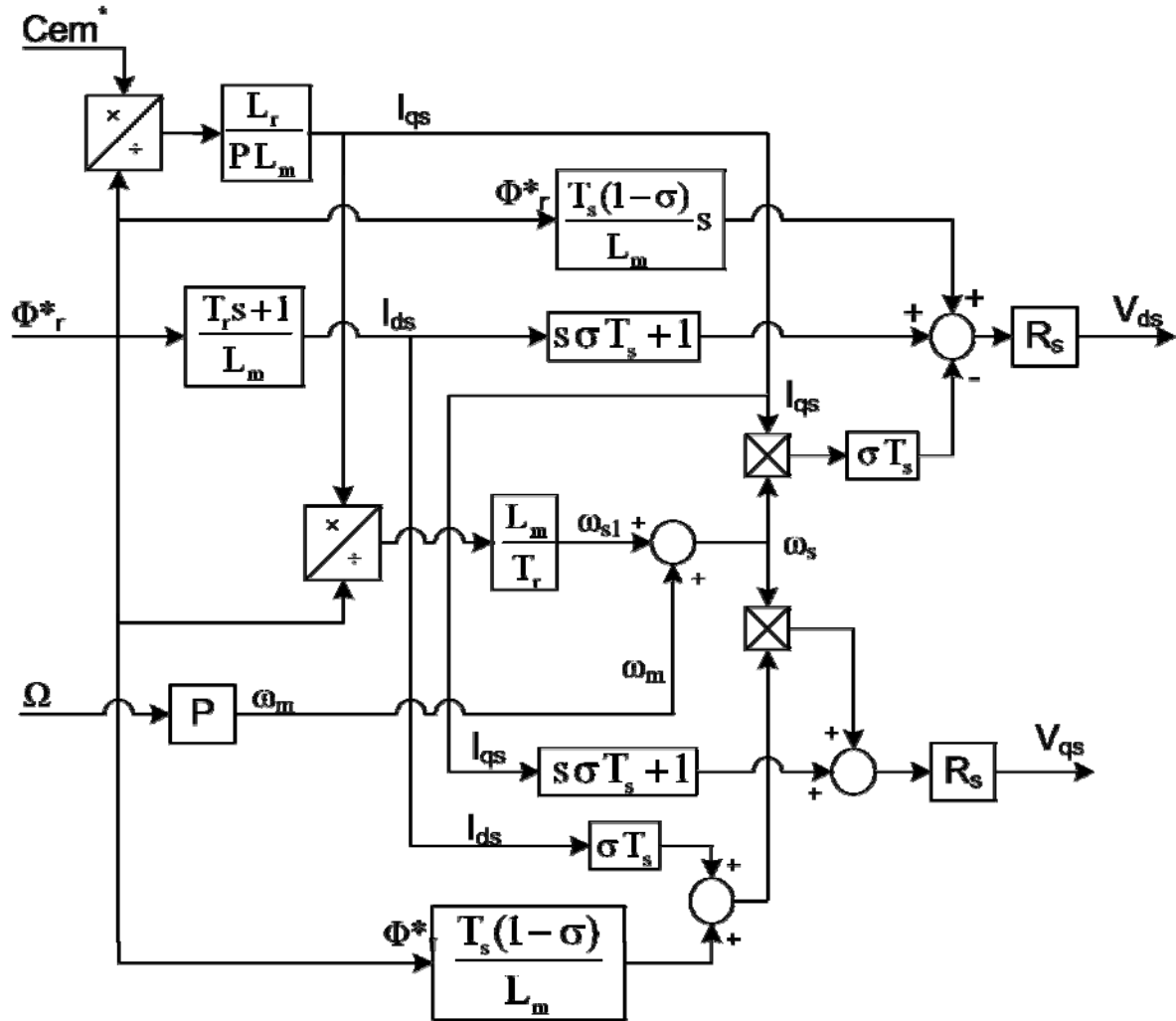


Fig. III-4: Schéma bloc de la structure de commande en tension par orientation du flux rotorique.

III-7-Simulation numérique:

La simulation numérique de cette structure de commande a été faite en imposant un couple de commande donné par la figure (III-5).

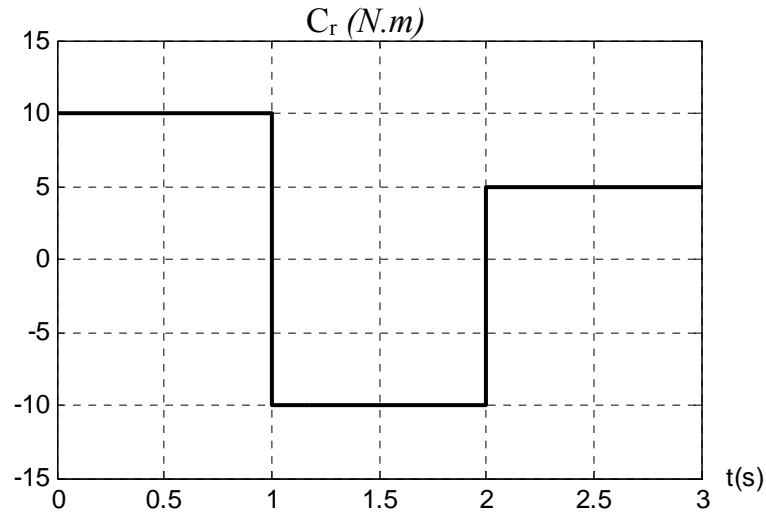


Fig. III-5 : le couple de commande

La consigne du flux Φ_r^* est obtenue à partir du bloc de défluxage défini précédemment.

a) Simulation de l'association: Commande vectorielle - MAS :

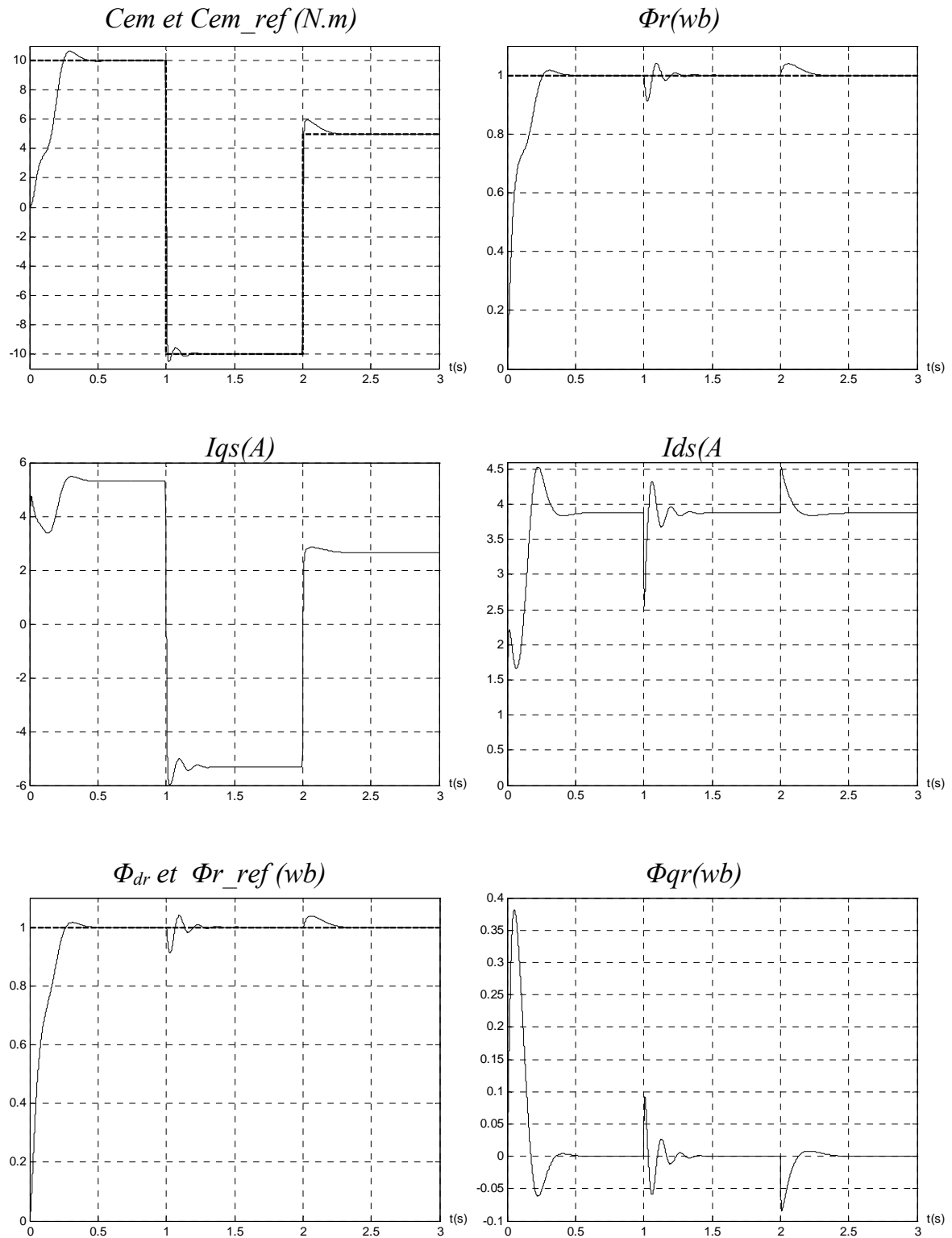


Fig. III-6 : Résultats de simulation pour le découplage du couple (C_{em}) et du flux rotorique (Φ_r)

b) Simulation de l'association: Commande vectorielle - Onduleur - MAS :

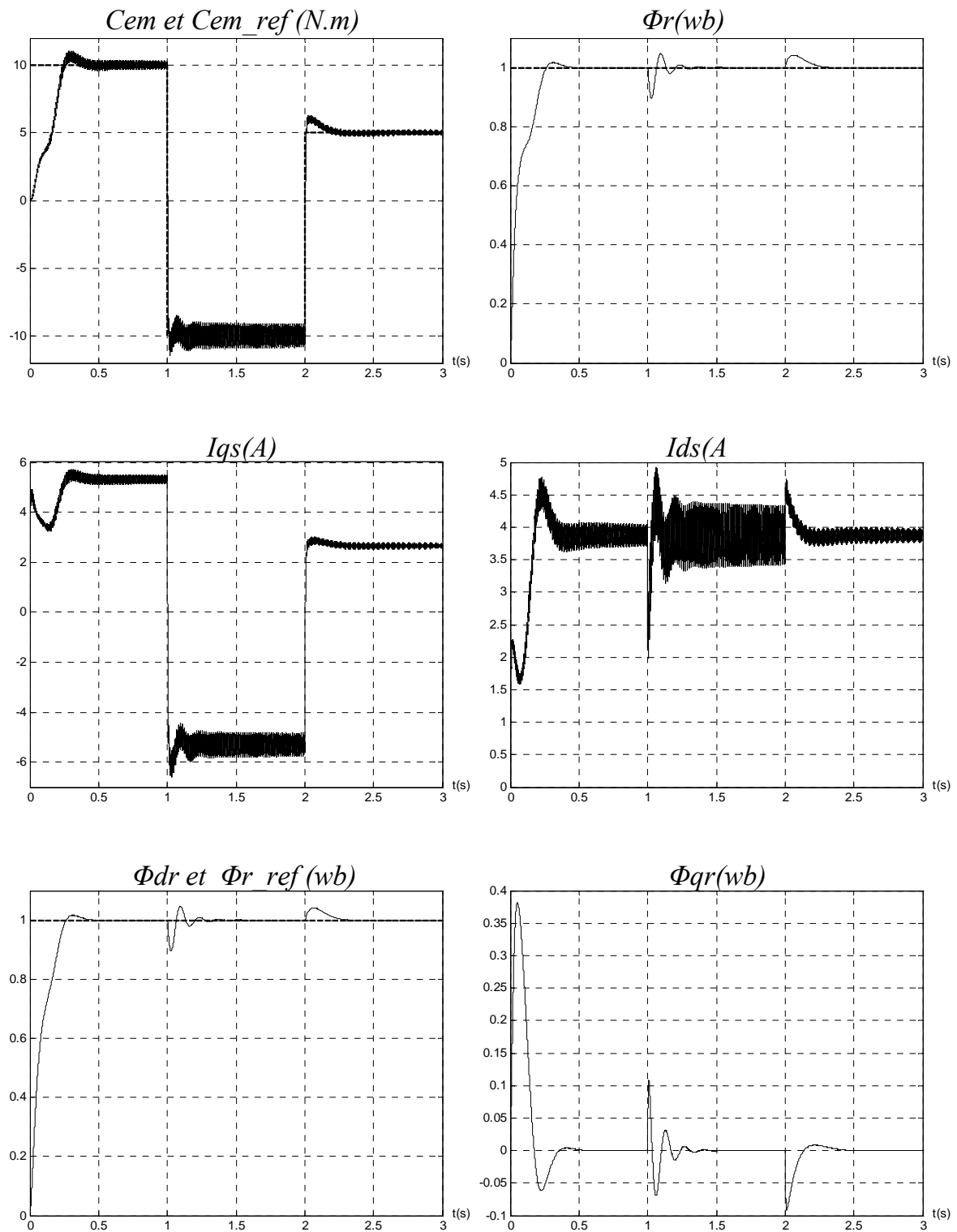


Fig. III-7 : Résultats de simulation pour le découplage du couple (Cem) et du flux rotorique (Φ_r)

III-7-1-Interprétation et commentaire :

D'après les résultats de simulation données à la figure (III- 6) et (III-7). on remarque que le couple électromagnétique de la machine suit la référence (C_{em}^*) imposée. En régime établi, le couple (C_{em}) et le flux rotorique (Φ_r) sont découplés, le flux (Φ_r) est orienté dans la direction « d ».

La phase d'initialisation du flux est plus perturbée, donc le découplage n'est plus parfait lors des régimes transitoires des types échelons du couple.

Lorsque l'alimentation de la machine se fait par un onduleur de tension, on constate que le couple (C_{em}) et le flux (Φ_r) suivent leurs références avec des ondulations importantes lorsque la machine subit un couple de type échelon. Celles-ci sont dues d'une part au couplage entre les axes (d, q) et d'autre part au fait qu'on a introduit un système qui provoque un retard sans le faire tenir en compte dans les équations globales.

III-8-Commande indirecte par orientation du flux rotorique avec réglage de la vitesse:

Dans le cas où une régulation de vitesse est envisagée, il suffit de reprendre le principe de la commande indirecte déjà présenté en ajoutant un régulateur proportionnel et intégral pour la boucle de vitesse et un contrôle du flux rotorique par réaction comme le montre la figure (III-8).

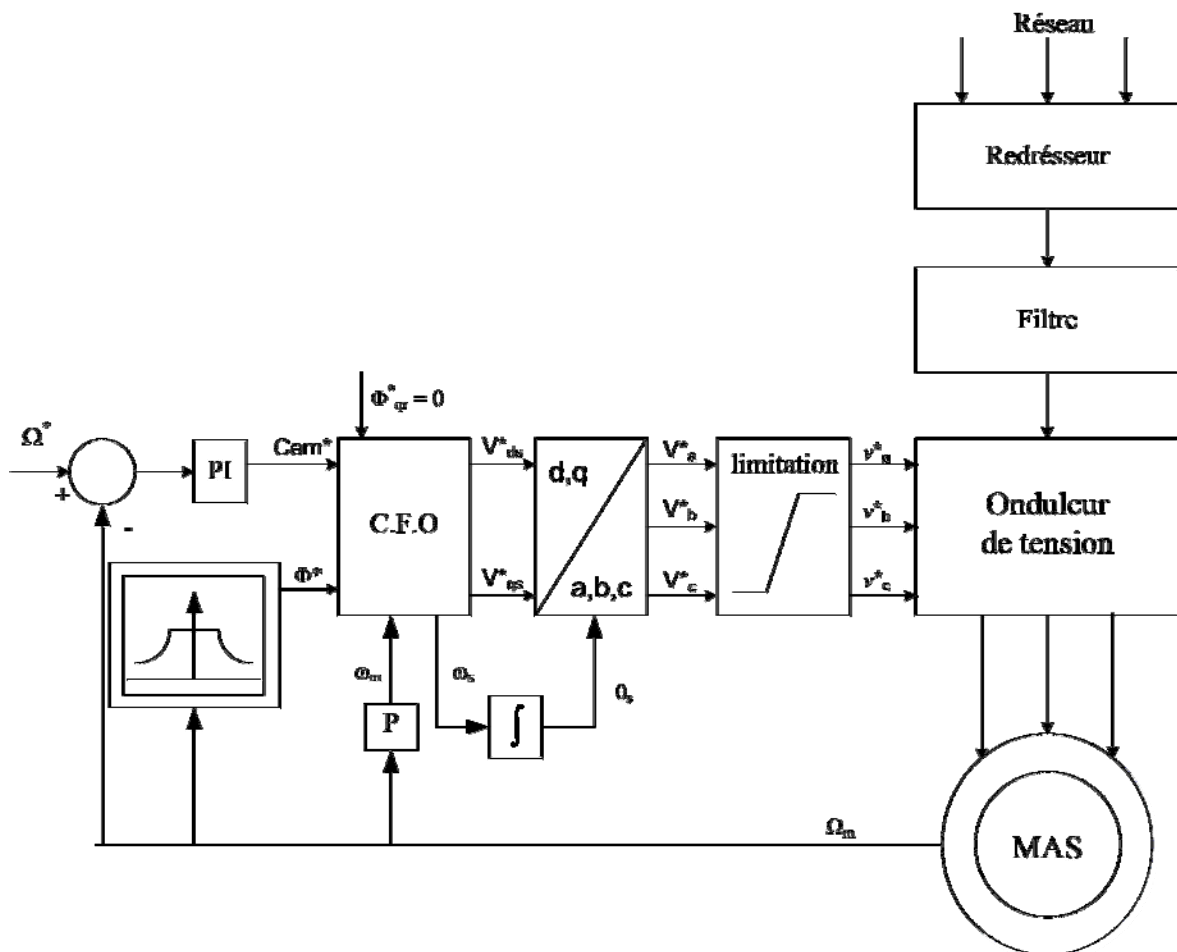


Fig. III-8: Schéma - synoptique de la commande de vitesse en tension par orientation du flux rotorique.

De la valeur du vitesse mesurée sert par contre-réaction pour le régulateur de vitesse dont la sortie est le couple de commande (Cem^*). De la vitesse nulle à celle nominale le flux est maintenu constant et la machine fonctionne à couple constant, pour des vitesses supérieures à celles nominales, le flux doit être affaibli et la machine fonctionne à puissance constante.

III-8-1-Calcul de régulateur :

Nous avons vu, précédemment qu'un découplage parfait entre les axes (d) et (q) conduit à transformer notre système d'un système multi variables en deux sous-systèmes mono variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et de couple.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

L'équation mécanique donne:

$$\frac{\omega_m S}{C_{em} S} = \frac{P}{k_f + JS} \quad (III-9)$$

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

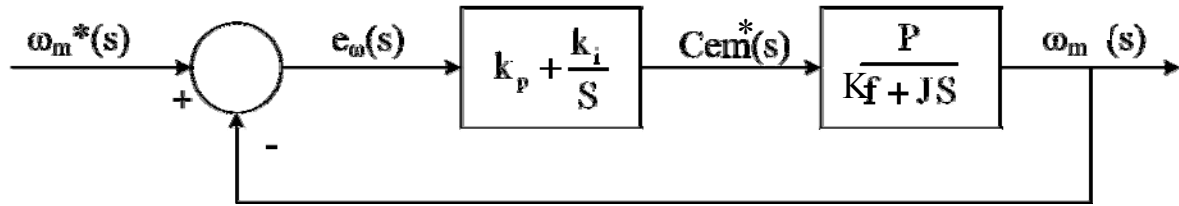


Fig. (III-9): Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

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

$$\frac{\omega_m S}{C_{em} S} = \frac{(k_p S + k_i)P/J}{P(s)} \quad (III-10)$$

L'équation caractéristique P(s) est:

$$P(s) = S^2 + \frac{k_f + k_p P}{J} S + \frac{k_i P}{J} = 0 \quad (III-11)$$

En imposant toujours 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:

$$k_i = \frac{2J\rho^2}{P} \quad \text{et} \quad k_p = \frac{2\rho J - k_f}{P} \quad (III-12)$$

Pour $\rho = 35$ on a : $k_p = 1.081$ et $k_i = 37.975$.

III-8-2-Simulation numérique:

a) Simulation de l'association : Commande vectorielle - MAS.

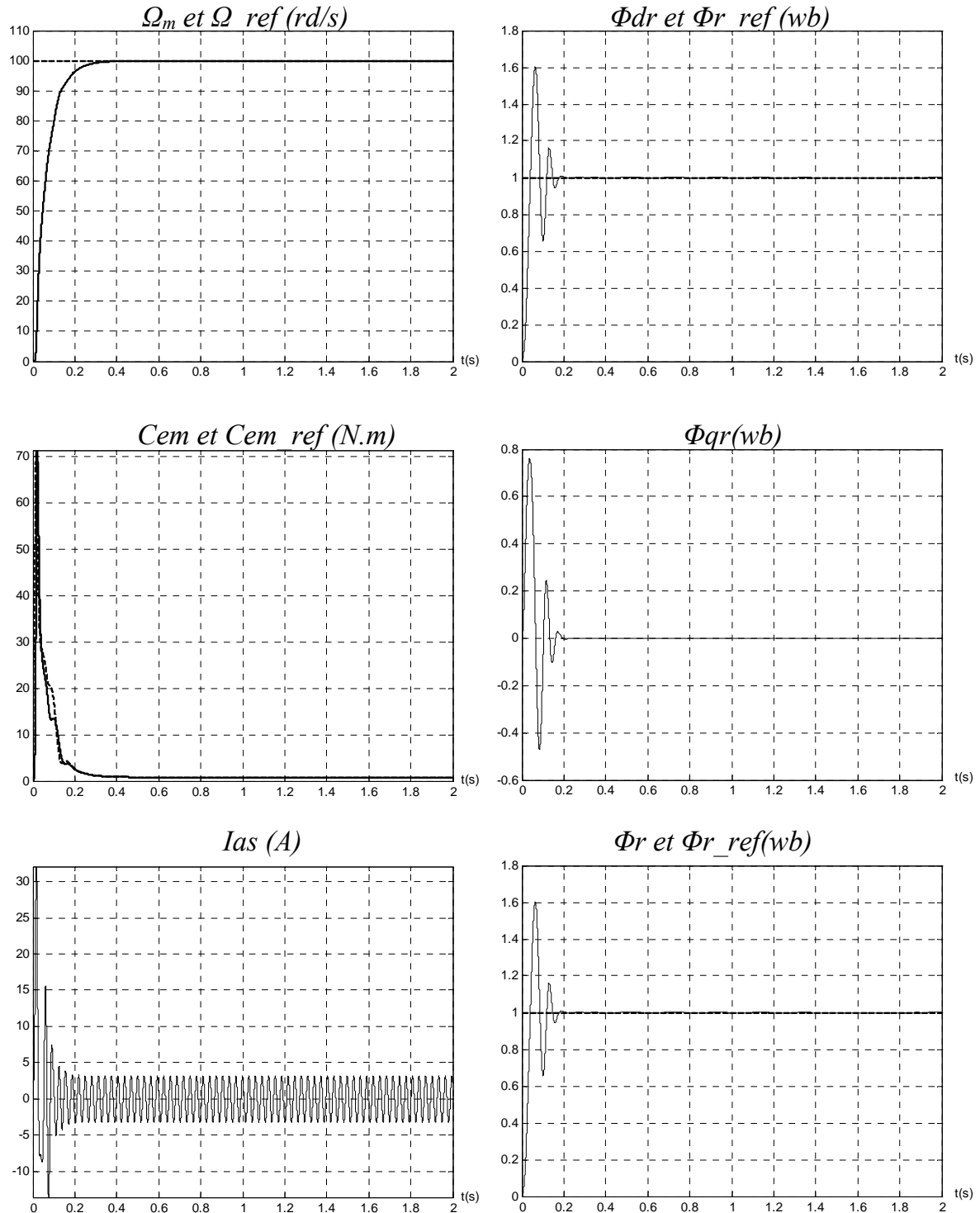


Fig. III-10: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (Φ_r) à vide.

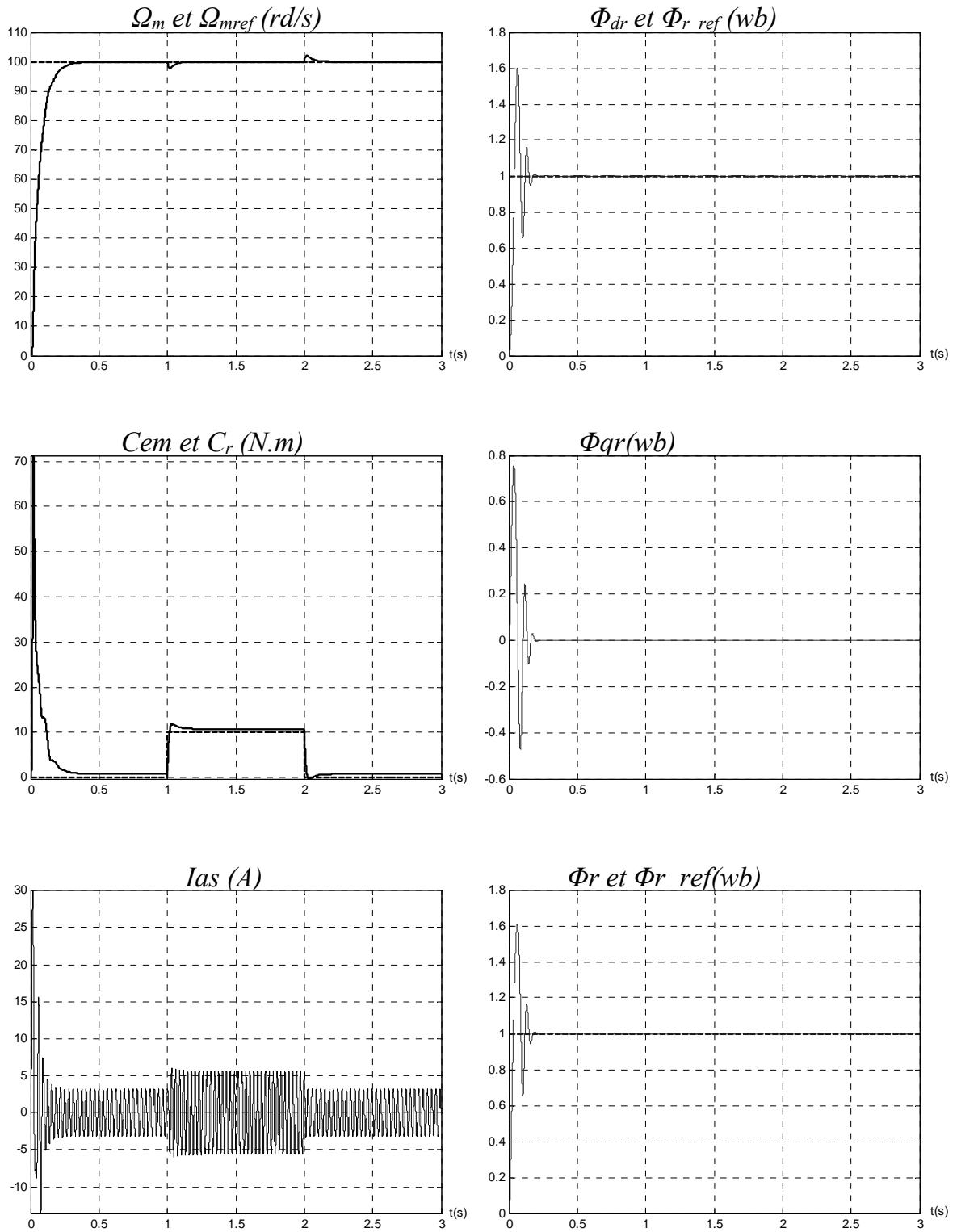


Fig. III-11: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (Φ_r) pour une variation du couple résistant (C_r) de 10(N.m).

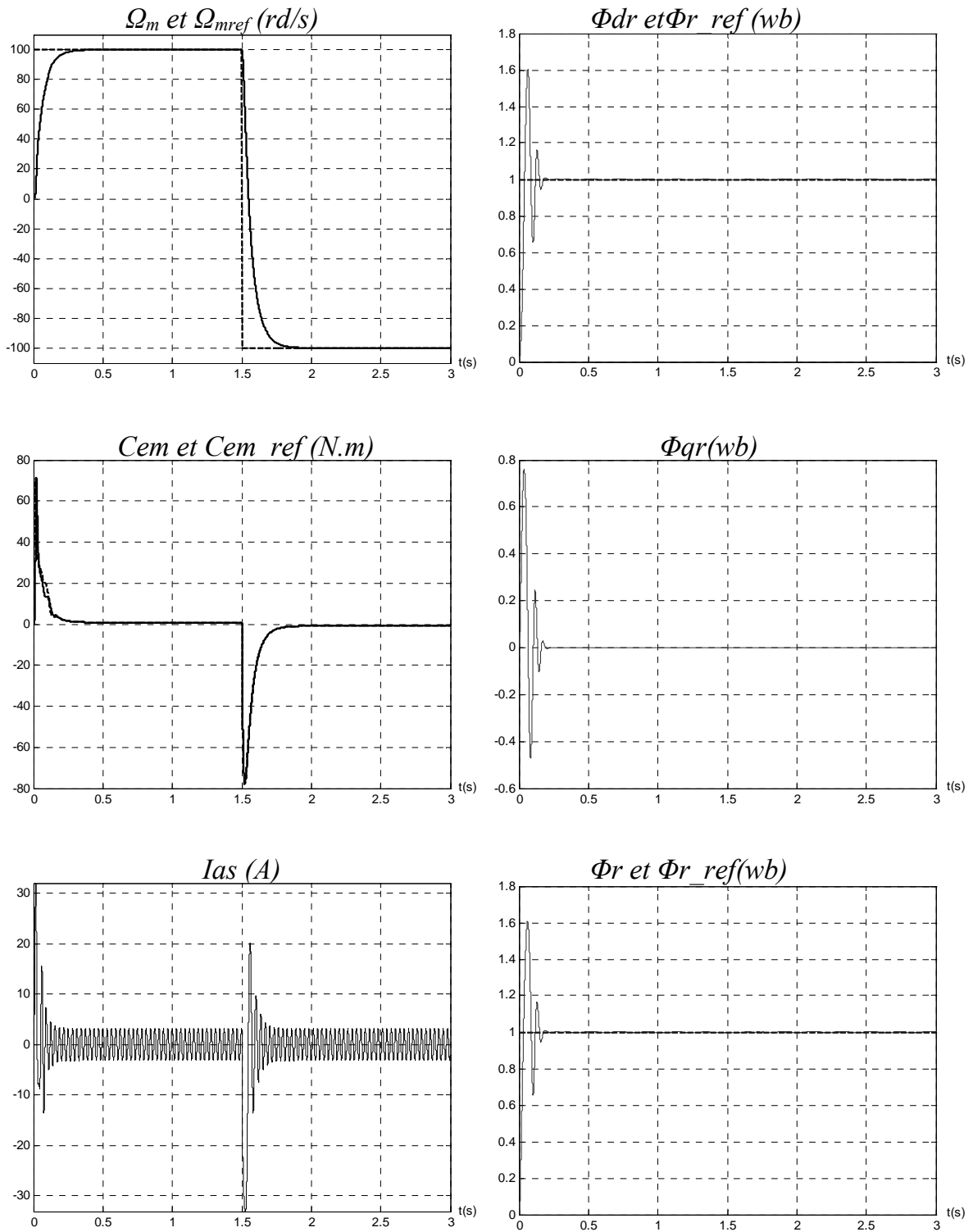


Fig. III-12: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (Φ_r) pour l'inversion du vitesse de +100(rad/s) à -100 (rad/s) .

b) Simulation de l'association : Commande vectorielle - Onduleur - MAS.

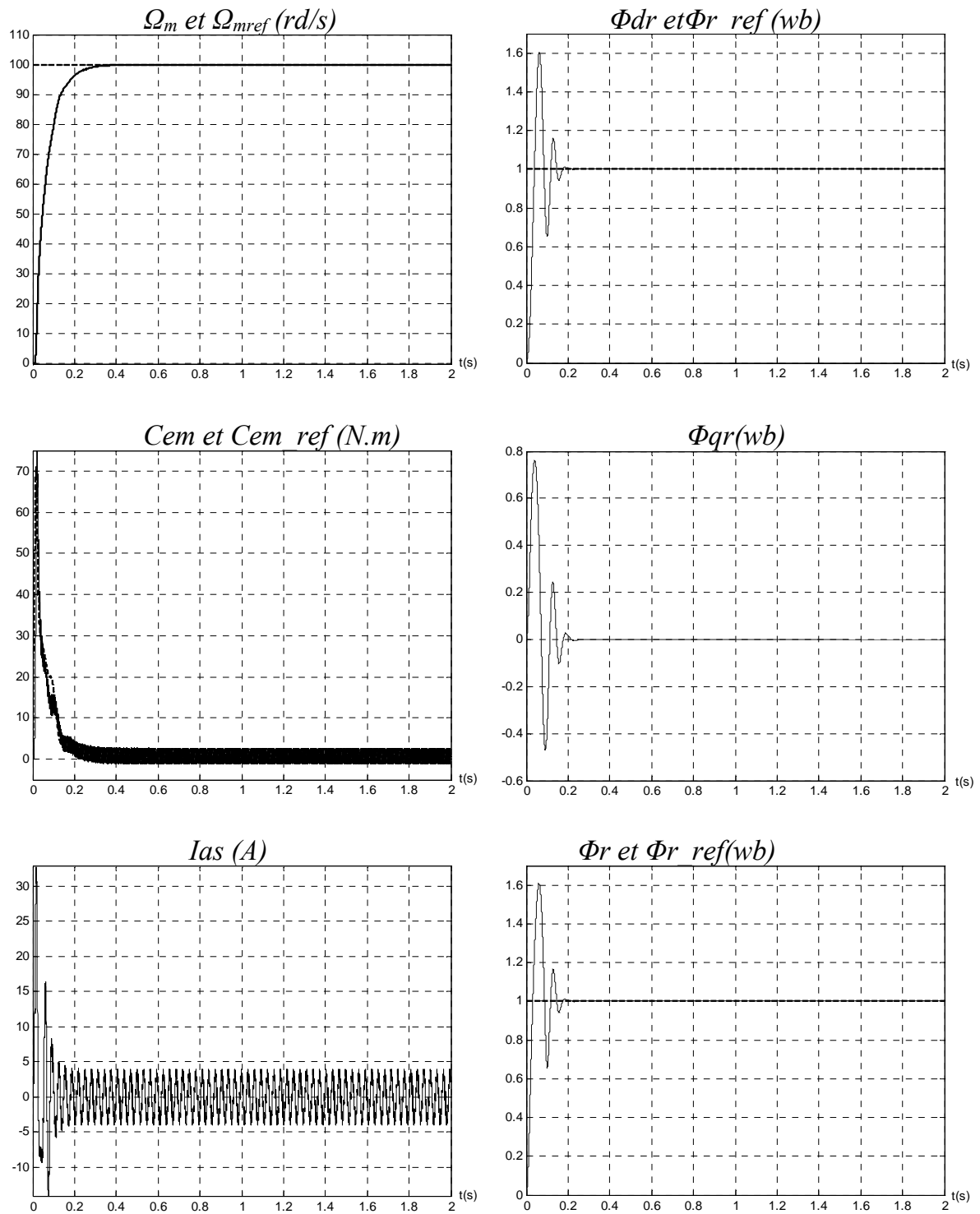


Fig. III-13: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (Φ_r) à vide.

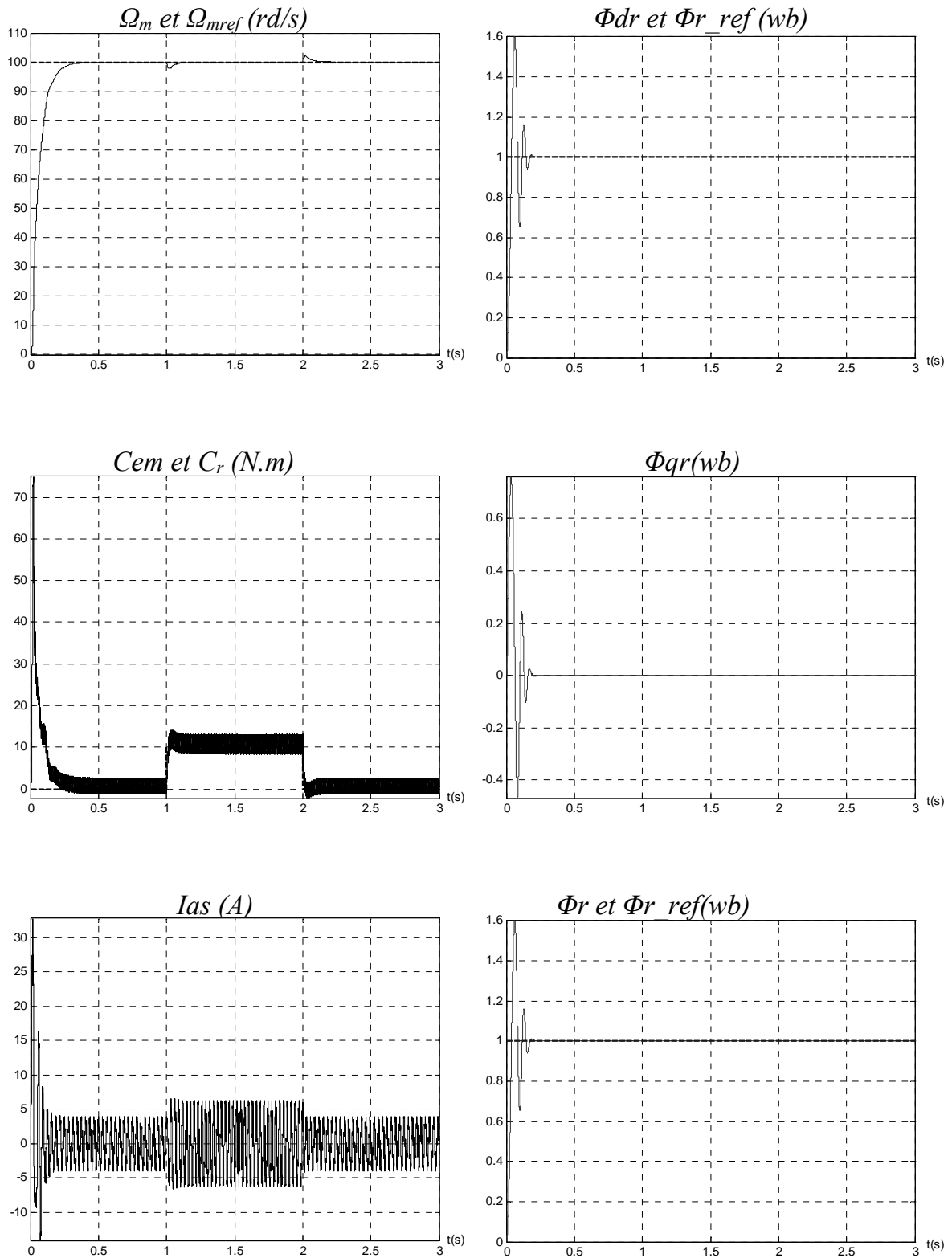


Fig. III-14: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (Φ_r) pour une variation du couple résistant (C_r) de 10(N.m).

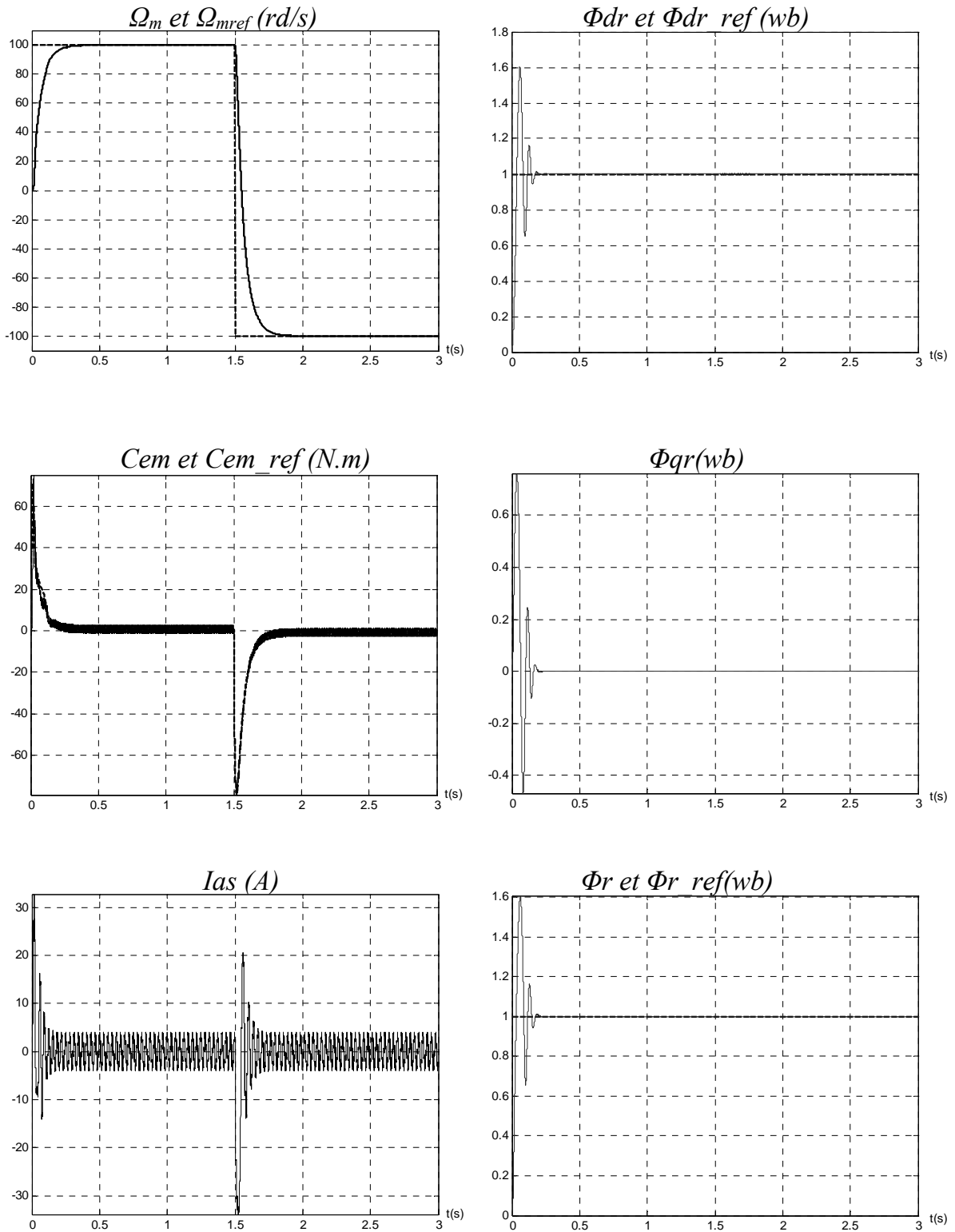


Fig. III-15: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (Φ_r) pour l'inversion du vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s) .

III-8-2-1-Interprétation et commentaire:

Nous avons examiné dans la figure (III-10) une phase de démarrage de la machine de (0 à 100 rd/s) à vide. La réponse à une perturbation de charge de (10 N.m), pendant une durée de (1s) à la figure (III-11).

Lors de la période de démarrage, on a remarqué une différence entre le couple de référence (C_{em}^*) et le couple électromagnétique de la machine (C_{em}) à cause de l'initialisation du flux rotorique, après cette phase d'initialisation, le couple (C_{em}) suit parfaitement le couple de référence.

Le régime permanent est établi pendant une durée de (0.3s), durant ce régime on a remarqué que le flux Φ_{qr} est toujours nul et le flux Φ_{dr} suit la référence imposée par le bloc de défluxage, le courant de ligne i_{as} a une allure sinusoïdale.

Nous avons simulé à la figure (III-12) un démarrage de (0 à 100 rd/s) et une initialisation simultanée du flux rotorique, puis une inversion du sens de rotation de (+100 rd/s à -100 rd/s). Lors de l'inversion de la vitesse le découplage n'est plus réalisé.

III-9-Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande par orientation du flux à savoir le flux rotorique, ainsi qu'une principale méthode employer 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 obtenue 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 MODE DE

GLISSEMENT AVEC

OBSERVATEUR

IV- Commande par mode de glissement [B-12], [B-13]

IV-1-Introduction :

La commande par mode de glissement est une technique qui consiste à amener, la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de le faire commuter à l'aide d'une logique de commutation approprié autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. Il est caractérisé par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation.

Parmi les propriétés des modes glissant :

- La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état.
- La technique des modes glissant s'adapte bien pour les systèmes dans la commande est discontinue.
- La dynamique des systèmes est déterminée par le choix des coefficients de la surface de glissement.

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes :

- la première configuration change la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable ;
- La deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette dernière sera retenue pour notre étude. Elle est caractérisée par le fait que la grandeur fournie pour l'organe de commande ne peut prendre que deux valeurs distinctes : U_{\max} , et U_{\min} , la commutation se fait par un organe non linéaire en fonction de la commutation $S(x)$ on aura :

$$U = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} \text{sign}(S) \quad (\text{IV-1})$$

$$\text{Sing}(s) = \begin{cases} 1 & \text{pour } s(x) > 0 \\ -1 & \text{pour } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV-2})$$

IV-1-1- Principe de la commande par mode de glissement:

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} .

Si la commutation de la grandeur de commande se fait immédiatement dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de :

$$S(x_s) = 0 \quad (\text{IV-3})$$

En analyse avec le réglage par contre-réaction d'état, il est judicieux de choisir pour la loi de commutation la relation :

$$S(x_s) = -K_s^T x_s + K_w w \quad (\text{IV-4})$$

telle que :

x_s : vecteur d'état du système;

w : grandeur de consigne;

K_s^T : Vecteur de ligne qui contient les coefficients de la contre-réaction d'état;

K_w : coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

Donc le système (IV-4) devient :

$$-K_s^T x_s + K_w w = 0 \quad (\text{IV-5})$$

La condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donnée par le système :

$$\begin{cases} (L_f + g U_{\min} S) + (\delta s / \delta t) < 0 \\ (L_f + g U_{\max} S) + (\delta s / \delta t) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

Où $L_g s$ est la dérivée de lie de la quantité s suivants les champs de vecteur g telle que:

$$L_g s = \frac{\delta s}{\delta x} g \quad (\text{IV-7})$$

IV-1-2- Commande équivalente :

Lorsque le système de réglage fonctionne en mode de glissement idéal; la grandeur de commande u commute continûment et rapidement entre deux valeurs U_{\max} et U_{\min} , avec fréquence de commutation infiniment grande et par conséquent la loi de commutation $S(x)$ prend en tout temps la valeur nulle

$$S(x) = 0$$

Le système à régler peut être décrit par les équations d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y = C_s^T x_s \end{cases} \quad (IV-8)$$

ou v représente la grandeur de perturbation.

Compte tenu des équations (IV-4) et (IV-8) on peut faire la transformation suivante :

$$\dot{S}(x_s) = -K_s^T \dot{X}_s + k_w \dot{w} = -K_s^T (A_s x_s + b_s u + b_{sv} v) + K_w \dot{w} = 0 \quad (IV-9)$$

De cette dernière équation, on peut tirer la valeur de la grandeur de commande U_{eq} , d'où :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K_s^T b_s} K_s^T (A_s x_s + b_{sv} v) + \frac{1}{K_s^T b_s} K_w \dot{w} \quad (IV-10)$$

avec : $K_s^T b_s \neq 0$ (ceci est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode glissant)

Par interprétation la grandeur de commande équivalente est la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation entre U_{min} et U_{max} . Une condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donné par:

$$U_{min} < U_{eq} < U_{max} \quad (IV-11)$$

IV-1-3- Limite du domaine du mode de glissement:

La limitation du domaine du mode de glissement consiste à déterminer les grandeurs de commande équivalente, à l'aide de la relation (IV- 9). On trouve alors en posant $U_{eq} = U_{min}$, et $U_{eq} = U_{max}$.

Pour une valeur de consigne fixe, le système (IV-6) se réduit à:

$$\begin{cases} (L_f + g u) S < 0 \\ s \rightarrow 0^+ \\ L_f + g u) S > 0 \\ s \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (\text{IV-12})$$

Le domaine de glissement peut être dimensionné pour un système linéaire dans la surface s est calculé par la méthode de placement de pôles.

IV-2-Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur:

L'équation d'état du système globale est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + b u + b_v v + b_w w \\ y = C_s^T x_s \end{cases} \quad (\text{IV-13})$$

La figure (IV-1) montre la configuration d'un système de réglage à structure variable avec une loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur :

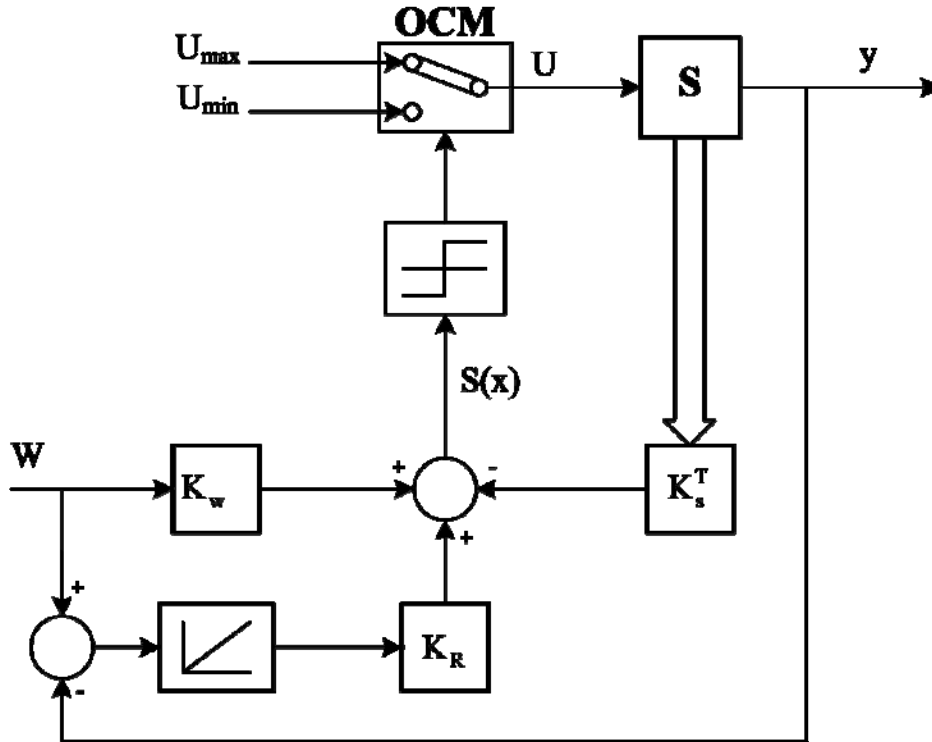


Fig. IV-1 : configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur

La loi de commutation peut alors être exprimé par :

$$s(x) = -K^T x + K_w w \quad (IV-14)$$

telle que $x = \begin{bmatrix} x_s \\ x_p \end{bmatrix}$: vecteur d'état du système globale.

x_p : exprime la grandeur d'état du régulateur intégrateur.

$K^T = \begin{bmatrix} K_s \\ -K_r \end{bmatrix}$: gain de retour d'état globale.

On utilise l'équation (IV-8) on peut tirer la matrice A et les vecteurs b, b_v et b_w qui sont exprimés par:

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -C_s^T & 0 \end{bmatrix}; b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}; b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}$$

IV-2-1- Equation d'état du système global,

La grandeur de la commande équivalente est tirée à partir de (IV-13), (IV-14).

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T b} K^T (A x + b_v v + b_w w) + \frac{1}{K^T b} K_w \dot{w} \quad (IV-15)$$

Avec : $K^T b \neq 0$

Alors l'équation d'état en mode de glissement s'écrit:

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_w^* w + b_w^* \dot{w} \quad (IV-16)$$

avec

$$A^* = -\left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T\right) A; b_w^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T\right) b_w$$

$$b_w^* = \frac{K_w}{K^T b} b; b_v^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T\right) b_v$$

IV-2-2- Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode de placement des pôles:

Pour déterminer les coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode de placement des pôles, il faut transformer le système original sous la forme canonique de réglage.

Notons que T la matrice de transformation qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b du système à régler originale sous la forme canonique du réglage.

$$\begin{aligned}
A_r T &= T A \\
b_r &= T b \\
K^T &= K_r^T T \\
\text{avec } T^T &= [t_1^T, t_2^T, \dots, t_n^T]
\end{aligned} \tag{IV-17}$$

Dans le cas de la forme canonique de réglage, la matrice A et les deux vecteurs b_r et K_r du système à régler sont donnés par:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} ; b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} ; K_r = \begin{bmatrix} K_{r1} \\ K_{r2} \\ \vdots \\ K_{rm} \end{bmatrix} \tag{IV-18}$$

L'indice r indique qu'il s'agit de la forme canonique de réglage. Les coefficients a_i caractérisent le système original.

En posant Q_c étant la matrice de commandabilité du système, on obtient :

$$t_i^T = [0, 0, \dots, 1] Q_c^{-1} \tag{IV-19}$$

Ainsi la matrice de transformation T sera calculée selon:

$$T^T = [t^T, t^T A, \dots, t^T A^{n-1}] \tag{IV-20}$$

D'autres part, l'équation caractéristique du système en mode de glissement est

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \tag{IV-21}$$

Les coefficients α_i sont en relation avec les pôles P_i imposés selon:

$$P(s) = (s - P_1)(s - P_2)(s - P_3) \dots (s - P_n) \tag{IV-22}$$

On obtient les coefficients α_i à l'aide du théorème de *viète* [12] par l'identification entre la matrice d'état du système transformé en mode de glissement :

$$\begin{cases} \alpha_{n-1} = P_1 + P_2 + \dots + P_n \\ \vdots \\ \alpha_0 = (-1)^n (P_1 \cdot P_2 \cdot \dots \cdot P_n) \end{cases} \tag{IV-23}$$

On obtient pour la matrice A_r^*

$$A_r^* = \left[I - \frac{1}{K_r^T b_r} b_r K_r^T \right] A_r \quad (IV-24)$$

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & . & . & 0 \\ . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & . & . & 1 \\ 0 & (-K_{r1}/K_m) & (-K_{r2}/K_m) & . & (-K_{rn-1}) \end{bmatrix} \quad (IV-25)$$

La matrice A_r^* est singulière. Elle se trouve également sous forme canonique de réglage.

En se basant sur les coefficients α_i du polynôme caractéristiques, on peut établir une autre expression de A_r^* telle que:

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & . & . & 0 \\ . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & . & . & 1 \\ -\alpha_0 & 0 & . & . & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \quad (IV-26)$$

Par identification des éléments de la dernière ligne. on trouve:

$$\begin{cases} \alpha_0 = 0 \\ K_{ri} = \alpha_i K_m \end{cases} \quad (IV-27)$$

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état du système original s'obtient donc d'après (IV-18) et (IV-27) par :

$$K^T = K_m [\alpha^T]^T \quad (IV-28)$$

ou : $\alpha^T = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{n-1}]$

Le coefficient K_m peut être choisi librement.

IV-2-3-Détermination du coefficient K_w :

La grandeur de consigne K_w n'a aucune influence sur le domaine du mode de glissement lorsqu'il y a un régulateur intégrateur, il est donné par la relation:

$$A \begin{bmatrix} Q_{ns} \\ (-K_w / K_r) \end{bmatrix} = 0 \quad (IV-29)$$

Q_{ns} vecteur nul.

En régime stationnaire la valeur de la grandeur de consigne K_w est donné par :

$$K_w = \frac{1}{W^s} K_s^T X_s^T \quad (\text{IV-30})$$

IV-2-4- Choix des pôles :

Souvent le choix des pôles se fait sur les deux droites inclinées à $\pm 45^\circ$ correspondant à des pôles dont la partie réelle est égale à la partie imaginaire. Le choix de ces pôles correspond à un amortissement relatif optimal. De plus il faut garantir un amortissement minimal en délimitant la partie réelle des pôles par une droite à $-\rho_{\min}$.

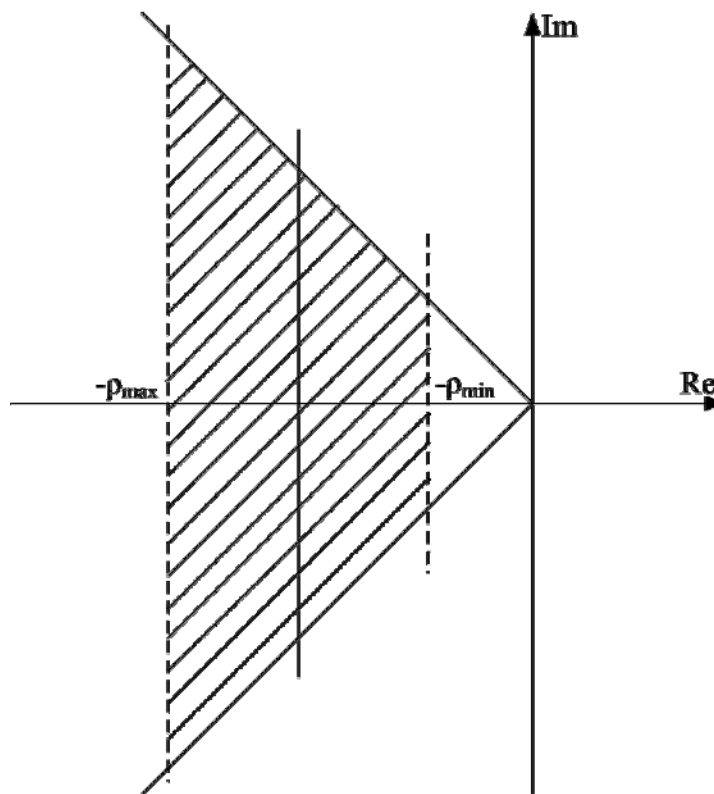


Fig. IV-2 Choix du placement des pôles

Plus on déplace les pôles vers la gauche plus le réglage en mode de glissement devient rapide. Cependant pour un réglage très rapide, le domaine de mode de glissement peut se restreindre [B-12].

IV-3- Application à la commande du MAS :

IV-3-1- Model réduit de la MAS :

On maintien le flux rotorique à sa valeur de référence et en modifiant les équations du modèle (III-8) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{qs} = \left(\sigma L_s s + R_s + \left(\frac{R_r + L_s}{L_r} \right) \right) i_{qs} + \left(\frac{L_s}{L_m} \right) \omega_m \Phi_r^* \\ C_{em} = P \left(\frac{L_m}{L_r} \right) i_{qs} \Phi_r^* \end{cases} \quad (IV-31)$$

Donc on a abouti à un système semblable à celui d'une machina à courant continu. Le schéma bloc du modèle réduit est représenté sur la figure IV-3 :

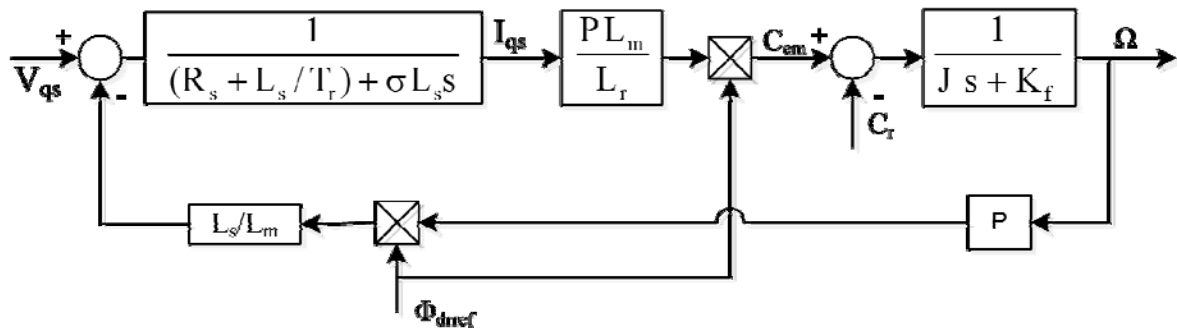


Fig. IV-3 Modèle réduit du MAS

La configuration du système à régler est donnée par la figure IV-4

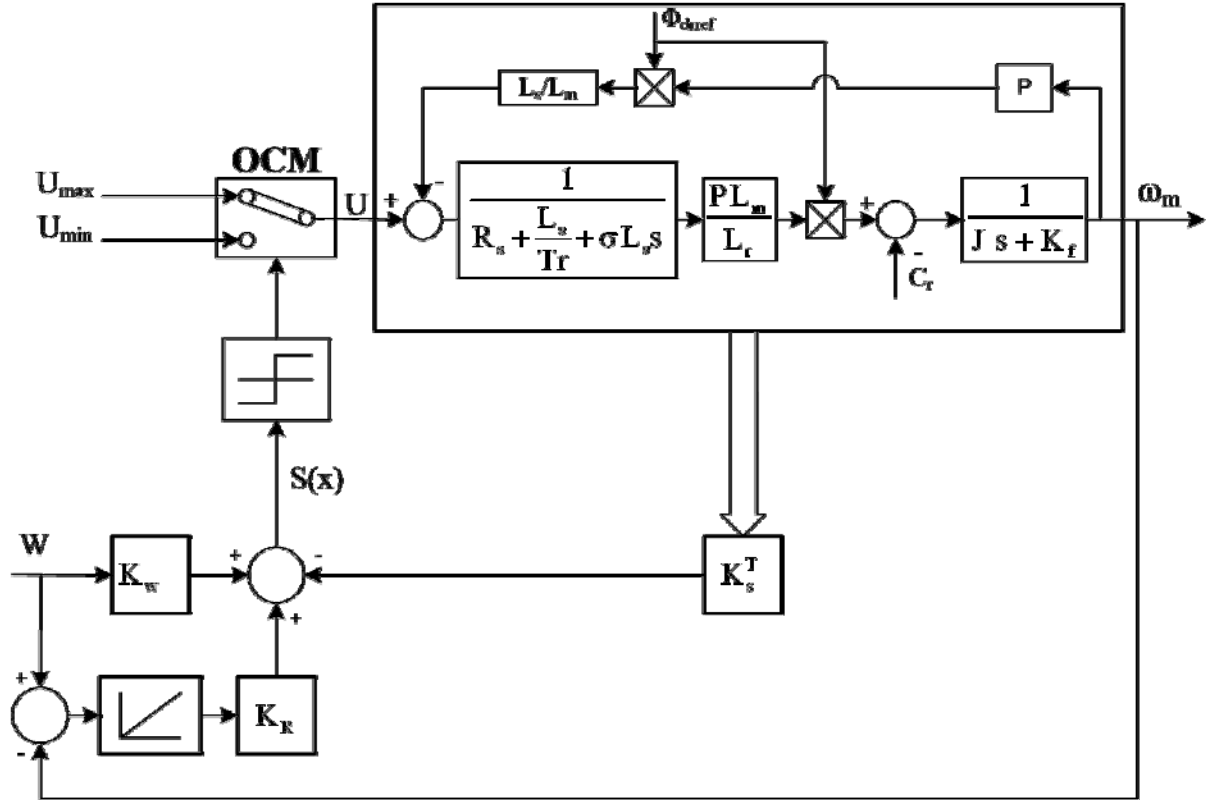


Fig. IV-4 : Modèle réduit à régler et boucle de commande

IV-3-2- Equations d'états du système réduit :

En considère le courant i_{qs} et la vitesse mécanique ω_m comme variable d'état ; la tension v_{qs} comme variable de commande et C_r comme perturbation de charge, donc le modèle réduit de la MAS s'écrit sous la forme d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_r + T_s}{\sigma T_r T_s} & -\frac{\Phi_r}{\sigma L_m} \\ \frac{P^2 L_m}{J L_r} \Phi_r & -\frac{K}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix} C_r \quad (IV-32)$$

ce modèle est établi dans le but de régler la vitesse de la MAS en utilisant un régulateur de type intégrateur défini par l'équation :

$$\frac{dx}{dt} = \omega_r - \omega_m \quad (IV-33)$$

Récrivons le système (IV-32) avec l'équation du régulateur nous obtenons le système globale suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_r + T_s}{\sigma T_r T_s} & -\frac{\Phi_r}{\sigma L_m} & 0 \\ \frac{P^2 L_m \Phi_r}{J L_r} & -\frac{K}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \\ 0 \end{bmatrix} C_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega \quad (IV-34)$$

Pour une loi de commutation de la forme (III-3) et avec :

$$[K_s^T] = [K_i \quad K_w \quad -K_r], \quad [x_s]^T = [i_{qs} \quad \omega_m \quad x_r] \quad (IV-35)$$

On obtient :

$$S(x, t) = -K_i i_{qs} - K_w \omega_m + K_r x_r + K_w \omega \quad (IV-36)$$

La commande équivalente est donné selon (IV-10) pour une consigne de ω constante par :

$$U_{eq} = \sigma \frac{L_s}{K_i} \left(K_i \left[\frac{i_{qs}}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_s}{T_r} \right) + \frac{\omega_m \Phi_{dr}}{\sigma L_m} \right] + K_w \left[-i_{qs} P^2 \frac{L_m \Phi_{dr}}{L_r J} + \frac{K}{J} \omega_m + \frac{P}{J} C_r \right] + K_r (\omega - \omega_m) \right) \quad (IV-37)$$

A partir de la méthode de placement des pôles on tire les coefficients de la contre réaction :

$$\begin{cases} K_i = 1 \\ K_w = \left(2\rho^2 - \frac{K}{J} \right) \frac{L_r J}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \\ K_r = 2\rho^2 \frac{J L_r}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \\ K_w = \frac{1}{P^2 L_m \Phi_{dr}} \left(\frac{P}{w} K C_r + K^2 + \left(2\rho - \frac{K}{J} \right) L_r J \right) \end{cases} \quad (IV-38)$$

Pour une imposition des pôles choisi comme suit :

- Une paire de pôles complexes conjugués $P_{1,2} = -\rho \pm j \rho$;
- Et la troisième pôle $P_3 = 0$ (fixé à l'origine).

IV-3-3-Simulation numérique:

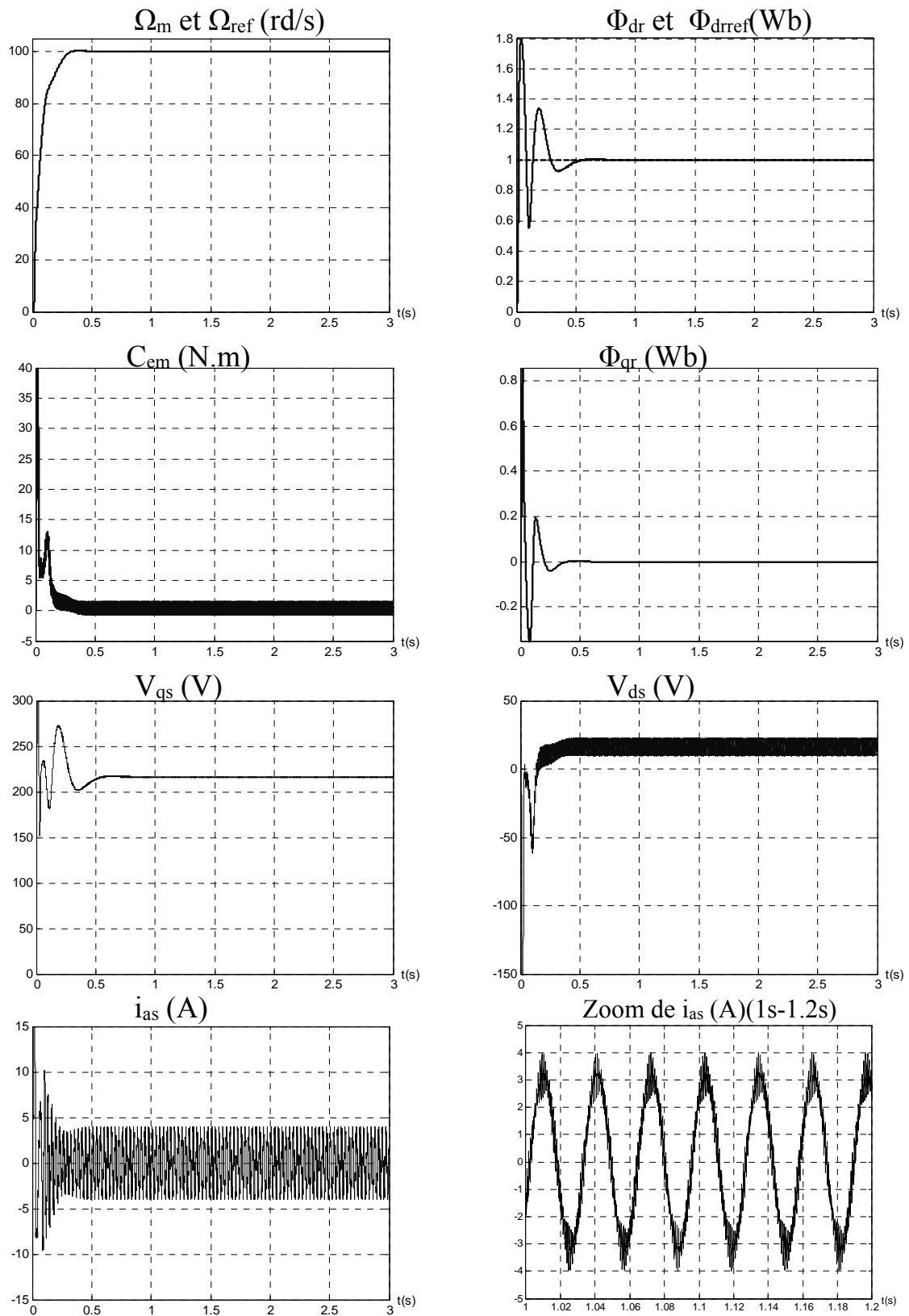


Fig. IV-5: Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique (Φ_r) à vide.

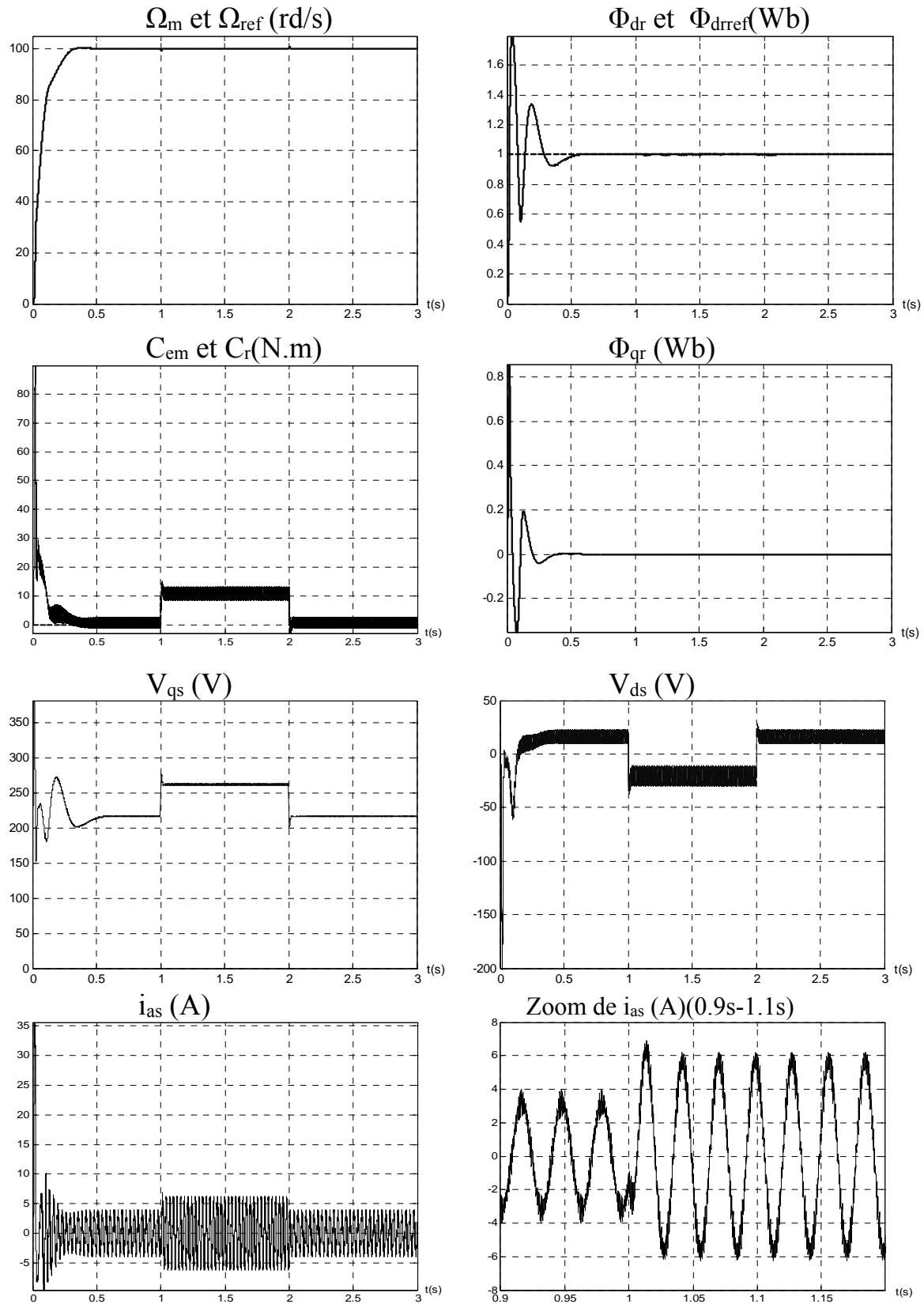


Fig. IV-6: Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique (Φ_r) pour une variation du couple résistant (C_r) de 10(N.m).

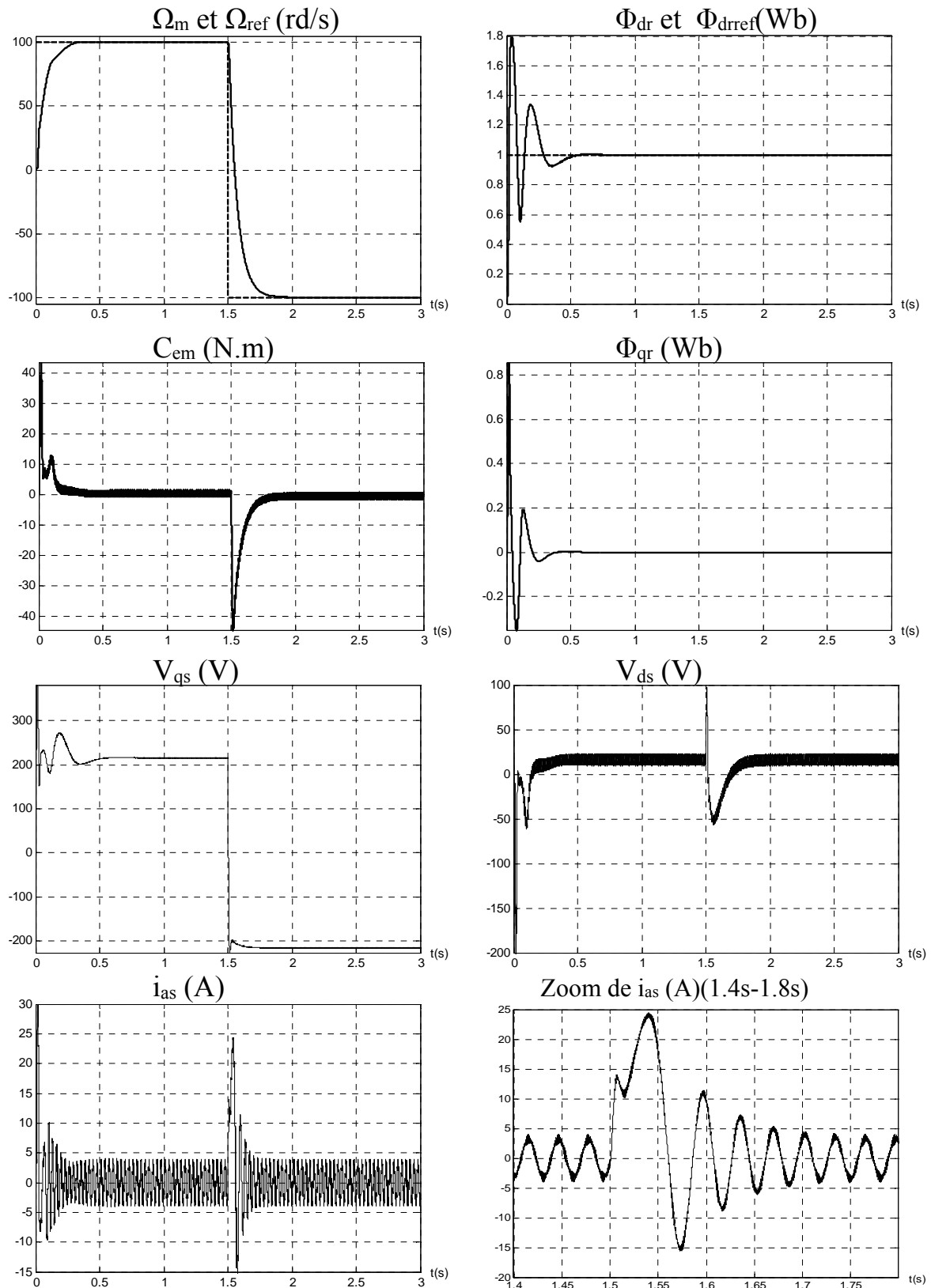


Fig. IV-7: Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique (Φ_r) pour l'inversion du vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s) .

IV-3-4- Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation donné à la figure (IV- 5) montre la réponse du système réduit à une consigne de vitesse constante égale à 100 rd/s, les grandeurs du flux tendent vers les valeurs fixées par la stratégie de commande étudiée (la valeur continue de Φ_{dr} est de 1wb).

On introduit une perturbation de charge (couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$) au système, cela introduit directement une perturbation sur la vitesse ainsi que le courant de ligne i_{as} comme le montre la figure (IV-6). La composante directe du flux reste insensible à cette perturbation, alors que la composante inverse Φ_{qr} est nulle.

A ($t=1.5 \text{ s}$), on introduit une consigne de vitesse inverse de (-100 rd/s). Le courant de ligne i_{as} va avoir un dépassement de 5A. On remarque ainsi que la composante directe du flux reste constante malgré ce changement de vitesse et cela comme le montre la figure (IV-7).

IV-4- Observateur d'ordre global de la MAS : [B-7]

IV-4-1- Introduction :

L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables définissant l'état du système compte tenu des mesures effectuées périodiquement sur les entrées et les sorties du système.

Contrairement à l'estimateur, l'observateur est constitué non seulement du modèle de la machine mais aussi d'une boucle de retour correctrice dont le rôle est d'éliminer l'erreur entre les grandeurs de sortie observées et mesurées .

IV-4-2- Structure générale d'un observateur :

Le système à observer (MAS) est représenté par l'équation d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_s x_s(t) + B_s u(t) \\ y_s(t) = C_s^t x_s(t) \end{cases}, x_s[t_0] = x_0 \quad (\text{IV-39})$$

On suppose que:

- Rang (C_s^t) $< n_s$;
- La paire (A_s, C_s^t) est complètement observable;
- Le système n'est pas perturbé.

Une première solution pour estimer l'état x serait de simuler le modèle (IV-39) sous la forme suivante [B-10], [B-7]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_s \hat{x}_s(t) + B_s u(t) \\ \hat{y}_s(t) = C_s^t \hat{x}_s(t) \end{cases}, \hat{x}_s[t_0] = \hat{x}_0 \quad (\text{IV-40})$$

tel que A_s , B_s et C_s^t , sont ceux du système original sollicité par le même signal de commande u .

Avec une erreur d'estimation définie par : $\varepsilon = x_s - \hat{x}_s$ il arrive :

$$\varepsilon(t) = A_s \varepsilon(t) \quad \text{avec } \varepsilon(0) = x_0 - \hat{x}_0 \Rightarrow \varepsilon(t) = e^{A_s t} \varepsilon(0)$$

Pour que l'erreur d'estimation tende vers zéro, il suffit que le système à observer soit, stable, ou bien les conditions initiales du système réel et du modèle dynamique sont identiques. Ces deux conditions ne sont pas obligatoirement vérifiées, ce qui rend le modèle (IV.40) incapable de satisfaire le besoin. Le principe de reconstruction consiste, donc à corriger la dynamique (IV.40) en tenant compte de l'écart entre la sortie mesurée et la sortie estimée. C'est à dire éviter que l'observateur soit en boucle ouverte [B-10], [B-11]. Cela conduit au modèle modifié suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_s \hat{x}_s + B_s u + G(y_s - \hat{y}_s) \\ \hat{y}_s = C_s^t \hat{x}_s \end{cases} \quad (\text{IV-41})$$

G : c'est le gain de l'observateur.

IV-4-3- Observateur d'ordre global :

Si l'ordre de l'observateur est égale à celui du système, l'observateur est dit d'ordre global (full-order state observer). Ses équations sont tirées des équations du modèle modifié. Elles sont données par [B-11]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A \hat{x}_s(t) + B_s u(t) + G y_s(t) \\ \hat{y}_s(t) = C_s^t \hat{x}_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV-42})$$

Avec $A \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $G \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ et $C_s^t \in \mathbb{R}^{1 \times n}$.

La structure de cet observateur est représentée par la figure (IV-8) suivante:

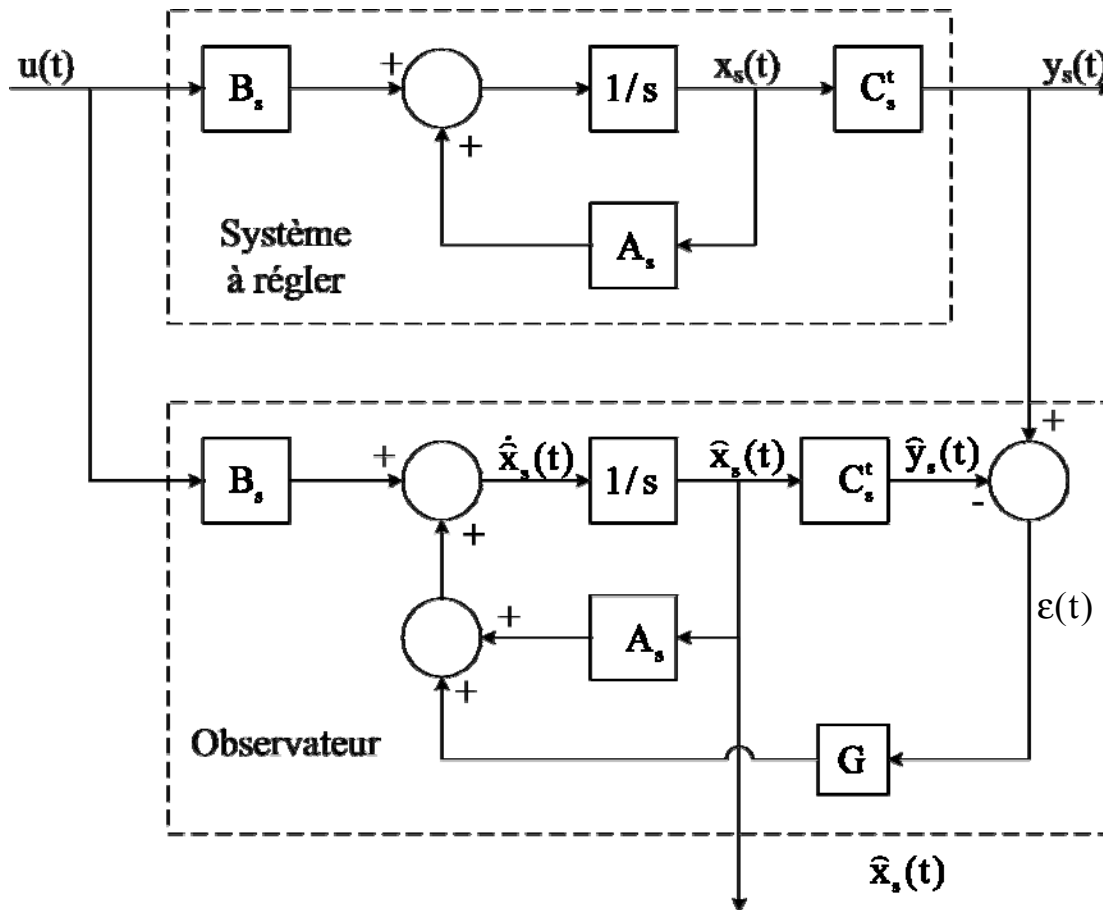


Fig. IV-8: Structure de l'observateur d'état global.

Dans ce cas, $\varepsilon(t) = A \varepsilon(t)$ avec $A = A_s - G C_s^t$, si on choisi G de tel sorte que la matrice A soit stable, l'erreur converge vers zéro pour n'importe quel valeur de $\varepsilon(t_0)$. Les pôles de l'observateur sont généralement choisis afin que les réponses de l'observateur soient plus rapides que ceux du système à observer. L'avantage dans la conception d'un observateur est que sa conception n'est pas du type hardware mais un programme sur un calculateur. Il est possible d'augmenté la rapidité des réponses jusqu'à l'obtention du temps d'établissement minimal (deadbeat response). Dans ce cas l'observateur converge rapidement vers les vrais états [B-11].

IV-4-4-Détermination des coefficients à l'aide de la forme canonique de l'observateur :

Au moyenne d'un changement de base convenable, définie par la matrice T ($n_s \times n_s$), les équations du système à observer s'écrivent sous la forme [B-11] :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}_s \tilde{x}_s(t) + \tilde{B}_s u(t) \\ \tilde{y}_s(t) = \tilde{C}_s^t \tilde{x}_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV-43})$$

Avec :

$$\tilde{A}_s = T A_s T^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -a_0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & -a_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -a_{n_s-1} \end{bmatrix}, \tilde{B}_s = T B_s = \begin{bmatrix} B_{s1} \\ \vdots \\ \vdots \\ B_{sns} \end{bmatrix}, \tilde{C}_s^t = C_s^t T^{-1} = [0 \quad \dots \quad 1]$$

Les a_i sont donnés par l'équation caractéristique en boucle ouverte tels que:

$$\det(sI - A_s) = s^{n_s} + a_{n_s-1}s^{n_s-1} + \dots + a_1s + a_0$$

Grâce à cette transformation, le système d'équation de l'observateur prend la forme:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}_s \tilde{x}_s(t) + \tilde{B}_s u(t) + \tilde{G} y_s(t) \\ \tilde{y}_s(t) = \tilde{C}_s^t \tilde{x}_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV-44})$$

Avec :

$$\tilde{A} = T A T^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -\alpha_0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & -\alpha_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -\alpha_{n_s-1} \end{bmatrix}, \tilde{G} = T G = \begin{bmatrix} \tilde{g} \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{g}_{n_s} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-45})$$

Les coefficients α_i ($i=0 \dots ns-1$), sont en relation avec les pôles imposés à l'observateur S_i ($i=1 \dots ns$) par le théorème de Viète:

$$\begin{aligned}\alpha_{ns-1} &= -(S_1 + \dots + S_{ns}) \\ \alpha_{ns-2} &= S_1 S_2 + \dots + S_{ns-1} S_{ns} \\ &\dots\dots\dots \\ \alpha_0 &= (-1)^{ns} S_1 S_2 \dots S_{ns}\end{aligned}\tag{IV-46}$$

De plus on a:

$$\begin{aligned}\tilde{A}_s - \tilde{A} &= \tilde{G} \tilde{C}_s^t \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & \cdot & 0 & \alpha_0 - a_0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & 0 & \alpha_{ns-1} - a_{ns-1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \cdot & 0 & g_1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & 0 & g_{ns} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \tilde{g}_i &= \alpha_{i-1} - a_{i-1}, i=1 \dots ns\end{aligned}\tag{IV-47}$$

Enfin, le vecteur G inhérent au système original est donné par:

$$G = T^{-1} \tilde{G}\tag{IV-48}$$

La matrice de transformation pour la forme canonique de l'observateur est donnée par l'algorithme suivant [B-11]:

$$T = \begin{bmatrix} t_1^t \\ \cdot \\ \cdot \\ t_{ns}^t \end{bmatrix}, \text{ avec: } \begin{cases} t_{ns}^t = C_s^t \\ t_j^t = t_{j+1}^t A_s + a_j t_{ns}^t, j = ns-1 \dots 1 \\ 0 = t_1^t A_s + a_0 t_{ns}^t \end{cases}\tag{IV-49}$$

IV-4-5- Application à la commande du MAS :

Le dimensionnement de l'observateur est basé sur le modèle linéaire simplifié établi précédemment. Dans cette partie, on est amené à développer un observateur d'état pour le courant i_{qs} .

Les coefficients de $\det(SI - A_s)$ sont:

$$a_0 = \frac{R_{eq} f}{\sigma L_s J} + \frac{(\Phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J}; \quad a_1 = \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J}\tag{IV-50}$$

$$\text{Avec } R_{eq} = R_s + \frac{L_s R_r}{L_r} \text{ (résistance équivalente)}$$

Lorsqu'on choisi pour l'observateur deux pôles réels $S_{1,2} = -p$, il arrive que:

$$\alpha_0 = p^2; \quad \alpha_1 = 2p\tag{IV-51}$$

Dans ce cas, le vecteur de gain dans l'espace de forme canonique est :

$$\tilde{G} = \begin{bmatrix} \rho^2 - \frac{1}{\sigma J} \left(\frac{f R_{eq}}{L_s} + \frac{(\Phi_r^* p)^2}{L_r} \right) \\ 2\rho - \left(\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J} \right) \end{bmatrix} \quad (IV-52)$$

La matrice de transformation est:

$$T = \begin{bmatrix} \frac{L_m \Phi_r^* p^2}{L_r J} & \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow T^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_r J}{L_m \Phi_r^* p^2} & \frac{R_{eq} L_r J}{\sigma L_s L_m \Phi_r^* p^2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV-53)$$

Il résulte que:

$$G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha_0 - a_0 - \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} (\alpha_0 - a_0)) \frac{L_r J}{L_m \Phi_r^* p^2} \\ \alpha_1 - a_1 \end{bmatrix} \quad (IV-54)$$

L'équation de l'observateur devient:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma L_m} - g_1 \\ \frac{L_m \Phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} - g_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix} \omega_m + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad (IV-55)$$

IV-4-6- Résultats de simulation :

a) L'observateur en boucle ouverte:

La figure (IV-13) représente le schéma de principe, utilisé dans les simulations qui suivent pour l'observateur en boucle ouverte.

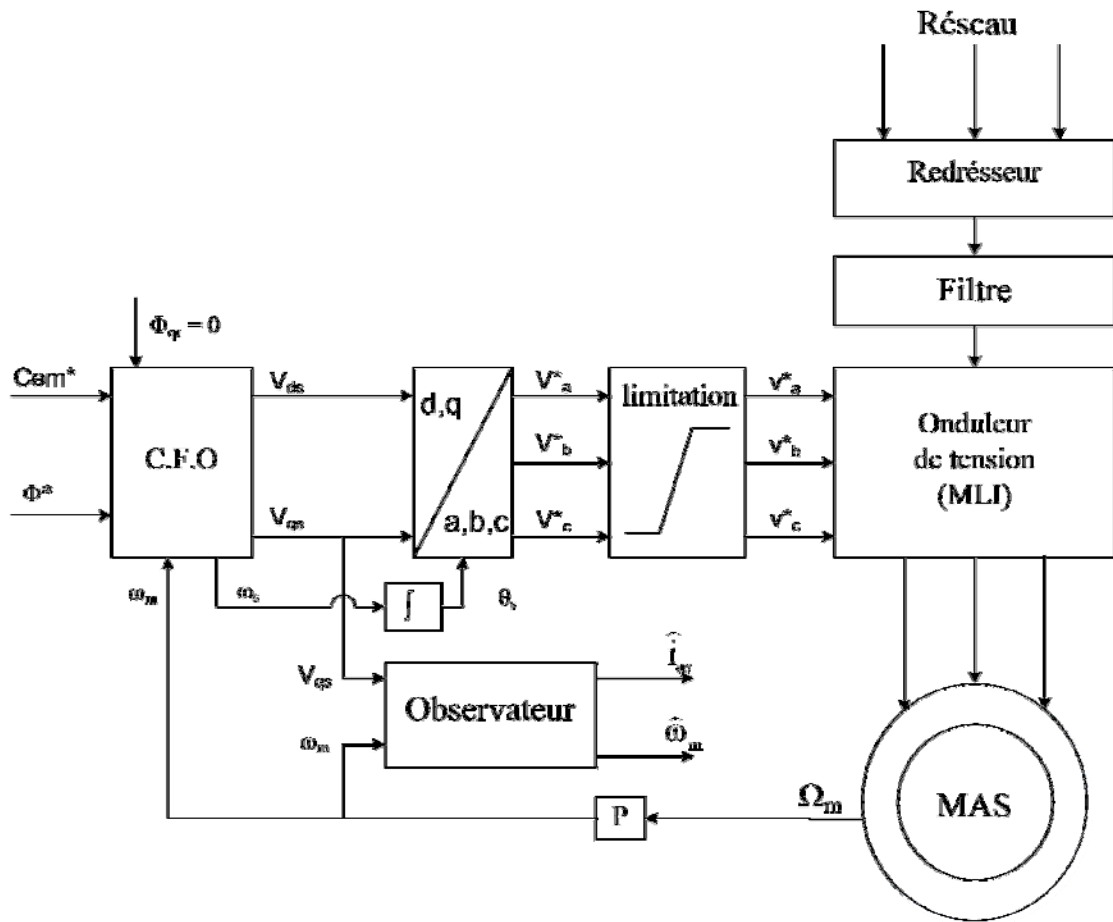


Fig. IV-9: Association MAS-observateur en boucle ouverte.

Nous avons simulé le comportement de l'observateur global hors ligne en utilisant le schéma bloc de la figure (IV-9).

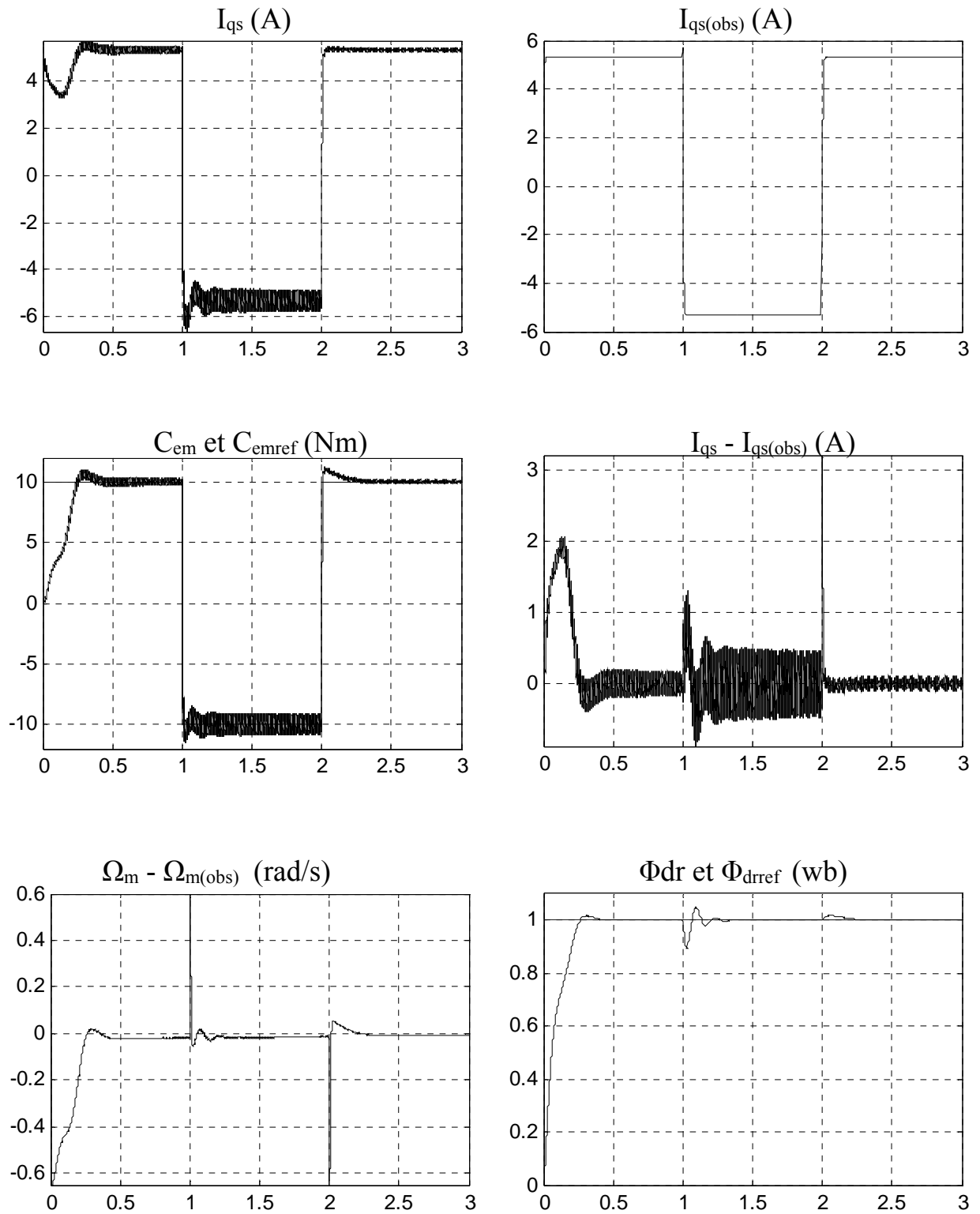


Fig. IV-10 : Réponses en boucle ouverte de l'observateur d'état global.

b) Réglage d'état avec observateur en boucle fermée :

La figure (IV-11) illustre le principe d'incorporation d'un observateur d'ordre global dans une chaîne de régulation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone.

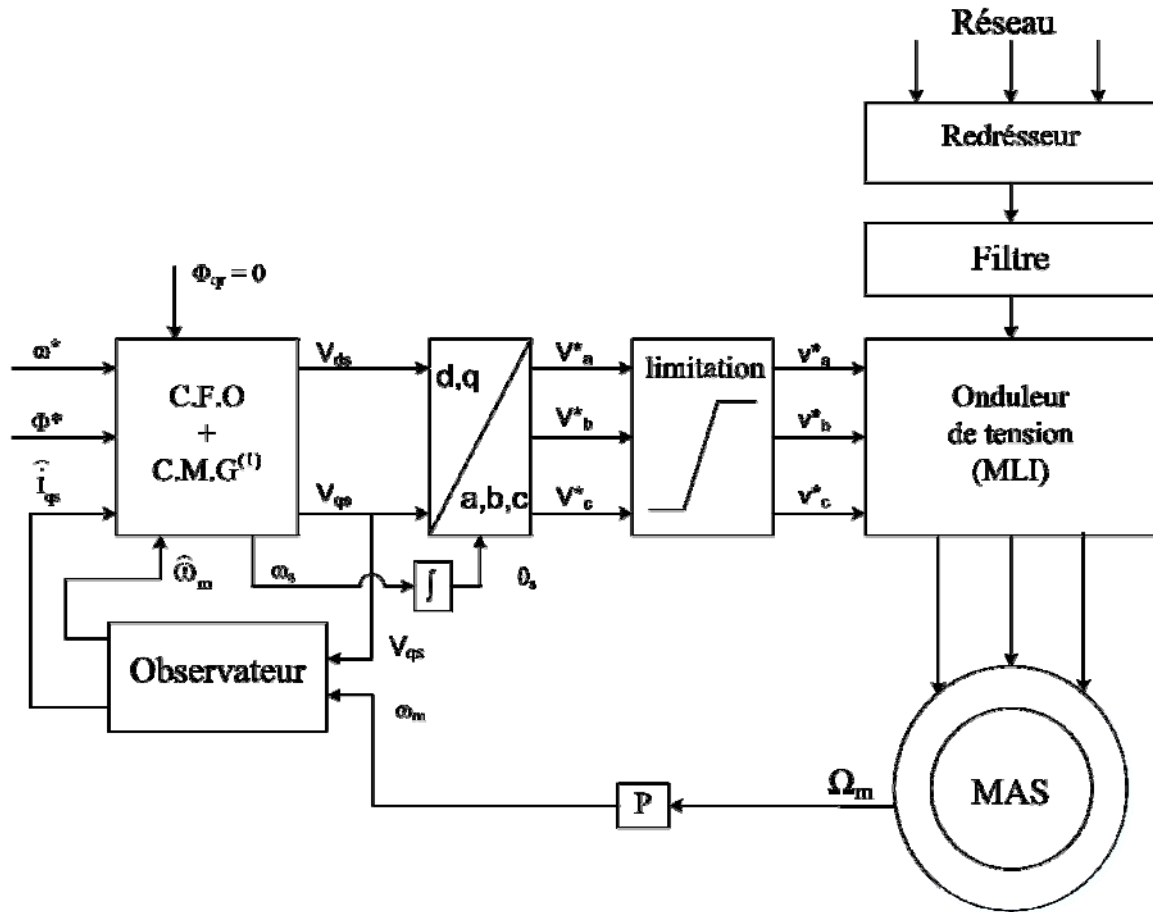


Fig. IV-11: Association MAS - Observateur en boucle fermée.

⁽¹⁾ : Les lettres C.M.G signifient: commande par mode de glissement.

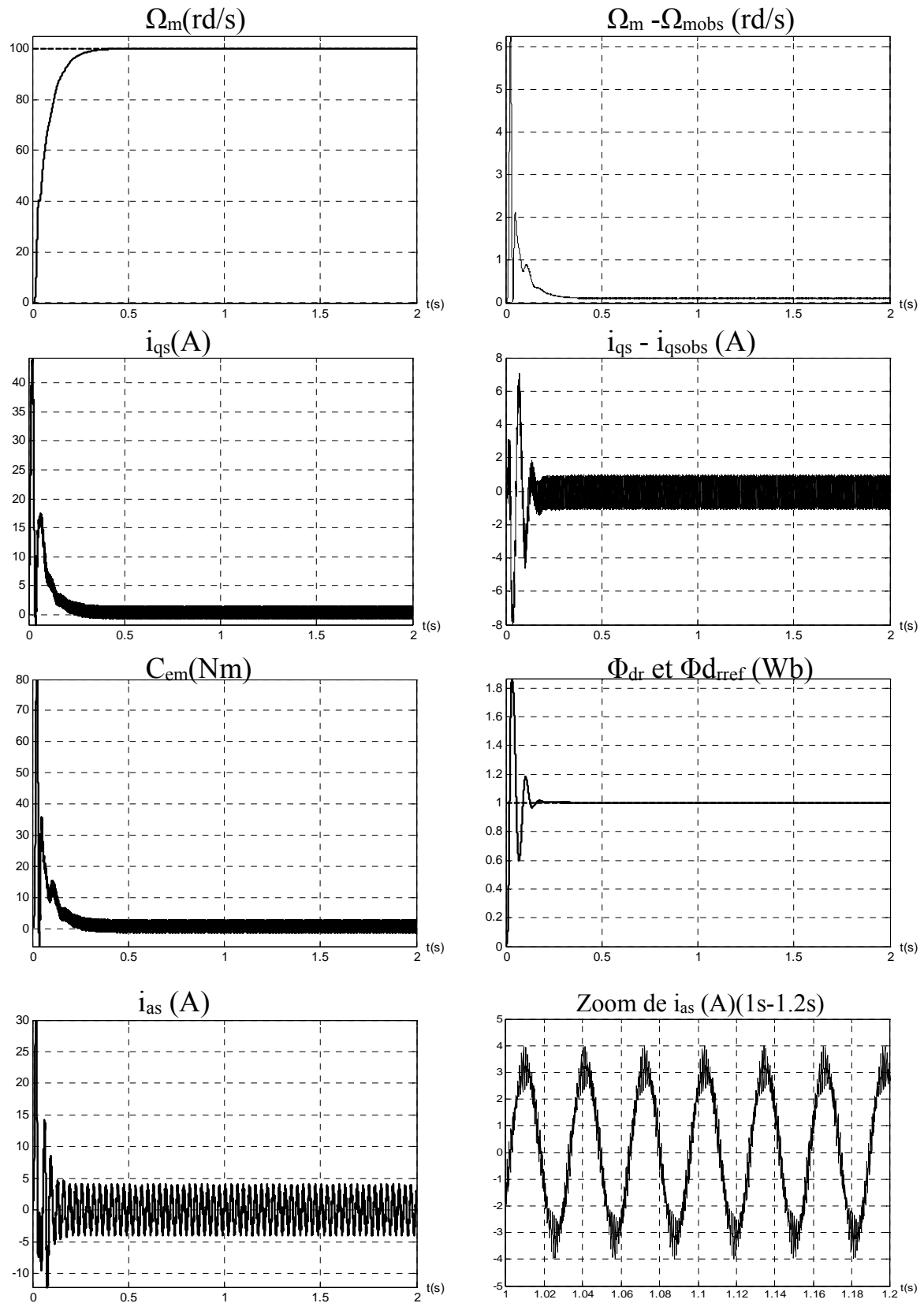


Fig. VI-12: Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à vide.

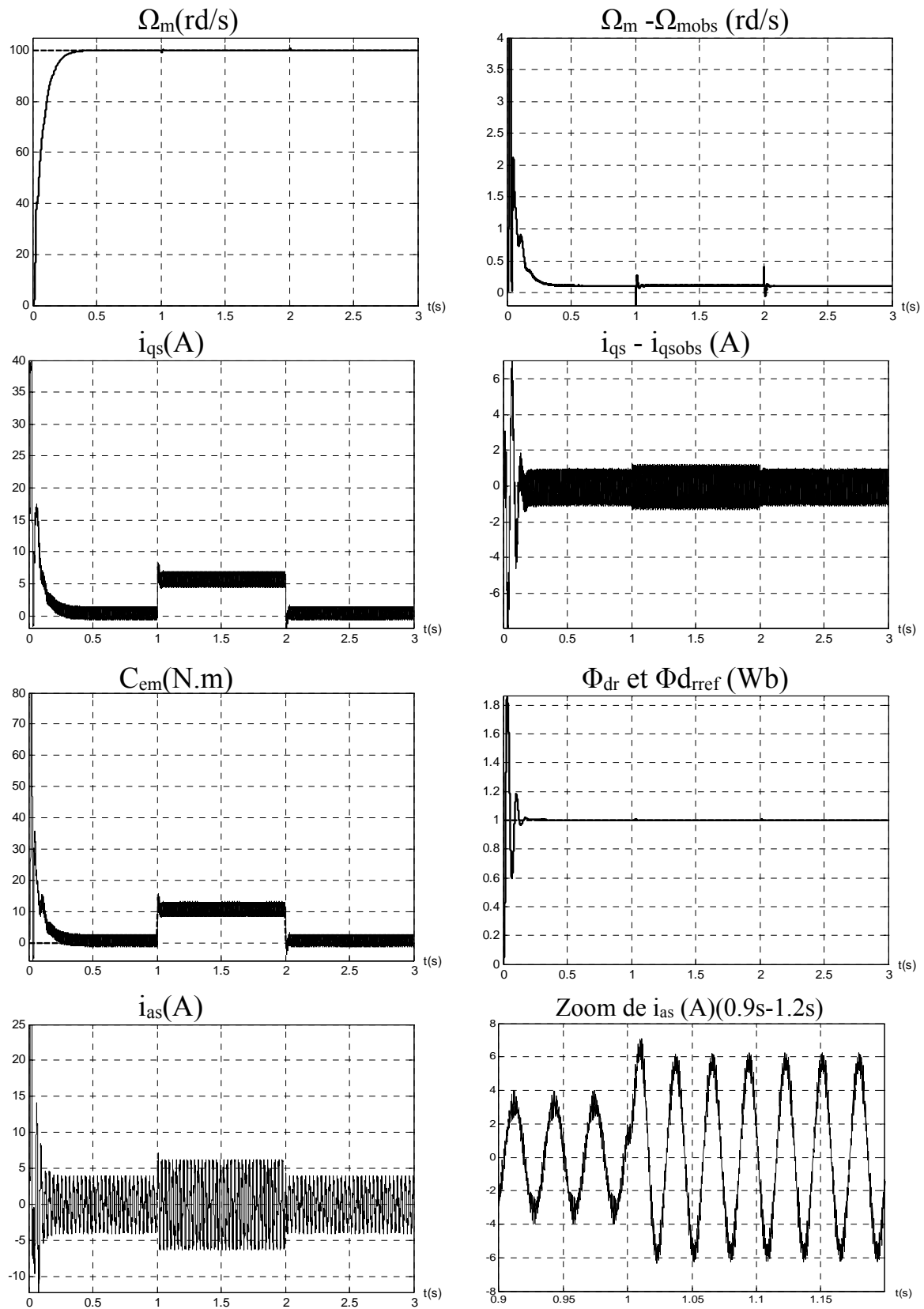


Fig. IV-13: Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur pour une variation du couple résistant (C_r) de 10(N.m).

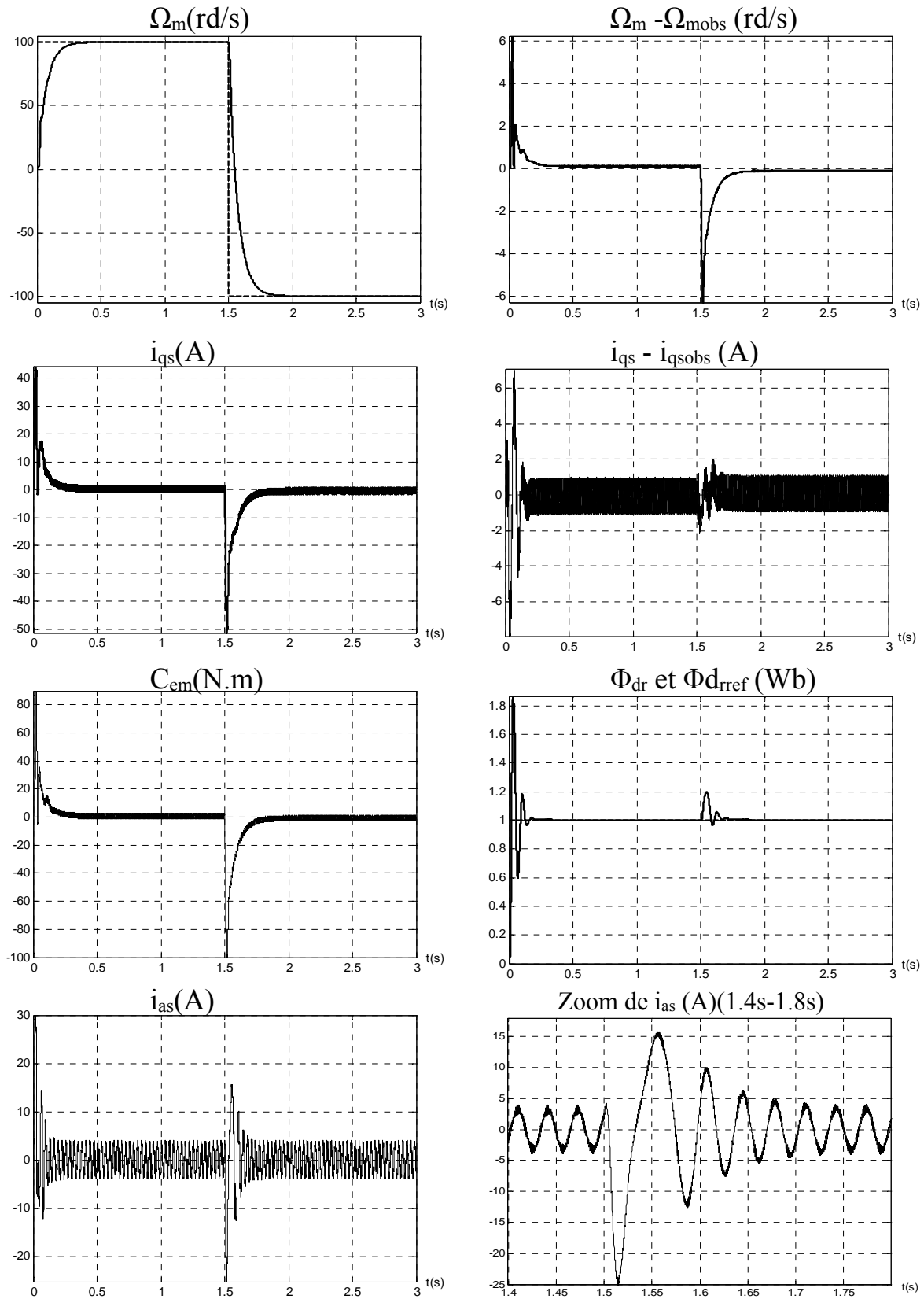


Fig. IV-14: Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur pour l'inversion du vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s) .

IV-4-7-Interprétation et commentaire:

Nous avons simulé le comportement de l'observateur en boucle ouverte afin de vérifier son aptitude à observer les états du système ainsi que le couple de charge, en remarque bien qu'en régime permanent, les erreurs d'observation sont pratiquement nulles (figure IV- 10).

Les résultats de simulation donnés à la figure (IV- 12) montre la réponse du système réduit à une consigne de vitesse constante égale à (100 rd/s).

Les grandeurs du flux tendent vers les valeurs fixées par la stratégie de commande étudiée (la valeur continue de Φ_{dr} est de 1 wb).

On introduit une perturbation de charge (couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$) au système, cela introduit directement une perturbation sur la vitesse ainsi que le courant de ligne i_{as} comme le montre la figure (IV-13). La composante directe du flux reste insensible à cette perturbation, alors que la composante inverse Φ_{qr} est nulle.

A ($t=1.5 \text{ s}$), on introduit une consigne de vitesse inverse de (-100 rd/s). Le courant de ligne i_{as} va avoir un dépassement de 5A. En ce qui concerne la grandeur du flux magnétique nous avons constaté une légère perturbation à l'instant d'inversion de la vitesse, ceci est dû au modèle non linéaire de la machine et non pas au couplage (couple-flux) et cela comme le montre la figure (IV-14).

IV-5-Conclusion :

Dans ce chapitre on a pu commander et testé la MAS en manipulant uniquement son modèle réduit, à cause de la simplicité de l'implantation de l'algorithme de commande.

Pour mettre en évidence l'efficacité de la commande on a introduit une perturbation de charge et testé la réponse du système, un résultat important obtenu est celui du flux qui reste insensible à toute perturbation.

La commande équivalente reste une commande idéale nécessitent une fréquence de commutation infini de l'organe de commande.

Puis nous avons ajouté un observateur d'ordre global. Des études de simulation ont permis de montrer un comportement très satisfaisant lorsqu'un observateur de courant est utilisé aussi bien lors de la variation de consigne que celle de la perturbation.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE :

Le travail étudié dans ce mémoire présente un réglage en vitesse d'un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension (MLI) et fonctionnant en contrôle vectoriel et par une méthode moderne qui est le réglage par mode de glissement avec observateur.

On a présenté l'étude générale et la modélisation de la machine asynchrone en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle de connaissance met clairement en évidence le couplage entre le flux et le couple électromagnétique engendré.

Nous avons constaté que le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique est nécessaire pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur- machine asynchrone. Pour cela on introduit la technique du flux orienté.

Pour mener à bien la poursuite parfaite du vitesse nous avons appliqué la commande à structure variable qui est la commande par mode de glissement sur la MAS.

Pour réduire le nombre de capteur du grandeur mesurable et pour éviter la pollution en parasite nous avons utilisé un observateur d'ordre globale, les résultats de simulation de cet observateur montrent ces performances acquises.

Vue des résultats obtenus, nous pouvons affirmer que les performances dynamiques de la machine asynchrone avec la commande sont très bonnes tout en évitant de le faire supporter des courants dangereux.

Ainsi, nous pouvons juger de la validité de l'application du réglage par mode de glissement sur l'association convertisseur statique moteur asynchrone. Toute fois, il est possible d'améliorer les performances de ce type de variateurs en utilisant un observateur basé sur les modes glissants.

Annexe (A)

Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisés dans nos simulations sont:

Puissance nominale	: 1.5 kw
Tension nominale	: 220 v (Δ) / 380 v (Y)
Rendement nominal	: 0.78
Facteur de puissance nominal	: 0.8
Vitesse nominale	: 1420 tr/min
Fréquence nominale	: 50 Hz
Courant nominal	: 3.64 A (Y) et 6.31 A (Δ)
Résistance statorique	: 4.850 Ω
Résistance rotorique	: 3.805 Ω
Inductance cyclique statorique	: 0.274 H
Inductance cyclique rotorique	: 0.274 H
Inductance mutuelle statorique	: 0.258 H
Nombre de paires de pôles	: 2
Moment d'inertie	: 0.031 kg.m ²
Coefficient de frottement	: 0.008 N.m.s/rd
Inductance du filtre	: 0.4 H
Capacité du filtre	: 600 μ F

Annexe (B)

Calcul matriciel :

1. Définitions :

- **transposée d'une matrice** $[A]^T$: on « retourne » les coefficients par rapport à la diagonale principale « descendante »

propriété : $[A.B]^T = [B]^T . [A]^T$

- **matrice diagonale** : matrice qui a tous ses coefficients nuls sauf ceux de la diagonale descendante

cas particulier : matrice unité
$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- **matrice adjointe** : on conjugue chaque terme et on transpose (pour une matrice réelle : c'est la transposée)

2. déterminant d'une matrice carrée :

- **déterminant d'ordre 2** :

$$\begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix} = ad - bc$$

- **déterminant d'ordre 3** :

$$\begin{vmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & i \end{vmatrix} = a \begin{vmatrix} e & f \\ h & i \end{vmatrix} + b \begin{vmatrix} f & d \\ i & g \end{vmatrix} + c \begin{vmatrix} d & e \\ g & h \end{vmatrix}$$

On appelle $\begin{vmatrix} e & f \\ h & i \end{vmatrix}$: **cofacteur de a**

3. Inverse d'une matrice

Pour qu'une **matrice soit inversible**, il faut que son déterminant soit non nul

$$A^{-1} = \frac{1}{\det A} \text{com}_A$$

com_A est la matrice obtenue en remplaçant chaque coefficient par son cofacteur. Dans certains cas, ce calcul peut heureusement se simplifier.

4. Changement de base

4.1. Pour les vecteurs :

$$[V]_{AB} = [P].[V]_{NB} \text{ ou } [V]_{NB} = [P]^{-1}.[V]_{AB}$$

[P] est appelée matrice de changement de base (**NB** : nouvelle base, **AB** : ancienne base)

3.3. pour les matrices

$$[A]_{NB} = [P]^{-1} \cdot [A]_{AB} \cdot [P]$$

On fait souvent des changements de base pour simplifier l'écriture des matrices en les diagonalisant.

5. Diagonalisation d'une matrice carrée :

Une condition suffisante est que la matrice ait des valeurs propres distinctes 2 à 2. Les valeurs propres sont les racines du polynôme caractéristique soit :

$$\det([A] - \lambda[I]) = 0$$

La matrice diagonale est alors : $[D] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix}$ formée avec les valeurs

propres. Une matrice de passage $[P]$ est constituée de vecteurs propres associés aux valeurs propres en les rangeant dans le même ordre que les valeurs propres :

$$[P] = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{1\lambda_1} \\ v_{2\lambda_1} \\ v_{3\lambda_1} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} v_{1\lambda_2} \\ v_{2\lambda_2} \\ v_{3\lambda_2} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} v_{1\lambda_3} \\ v_{2\lambda_3} \\ v_{3\lambda_3} \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

Remarque : une matrice symétrique réelle est diagonalisable.

6. Produit scalaire de 2 vecteurs

$$[V_1] = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}; [V_2] = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix}$$

Le produit scalaire est défini par :

$$PS([V_1][V_2]) = [V_1]^T [V_2]^* = x_1 y_1^* + x_2 y_2^* + x_3 y_3^*$$

où la notation ($*$) signifie « conjugué »

Dans le cas de vecteurs réels, les coordonnées sont leurs propres conjugués.

7. Changement de base orthonormé :

Lorsque les 3 vecteurs de la matrice de changement de base ont un produit scalaire nul 2 à 2, le changement de base est dit orthogonal. Si en plus les vecteurs sont normés (*leur norme est égale à 1*), le changement de base est dit orthonormé. Il y a intérêt à ce que cela soit le cas. On montre dans ce cas que l'on a alors :

$$[P]^{-1} = [P^*]^T \text{ ou } [P]^{-1} = [P^*]^T$$

dans le cas d'une matrice réelle, ce qui rend très simple le calcul de la matrice inverse.

Remarque : les vecteurs propres d'une matrice réelle symétrique sont orthogonaux.

Bibliographie

- [B-1] : **A. DJAHBAR.**
« Commande vectoriel d'une machines asynchrone alimentée en tension », Ecole Nationale Polytechnique, 1995.
- [B-2] : **J. CHATELIAN.**
« machine électrique : traité d'électricité vol 10 », édition géométrie 1983
- [B-3] : **P. BARRET.**
« Régime transitoire des machines tournantes électriques », cours de l'école supérieur d'électricité, Eyrolles, 1982.
- [B-4] : **Y. FU.**
« Commande découplées et adaptatives des machines asynchrone triphasés », Thèse de doctorat ; 1991 ; université Montpellier II.
- [B-5] : **G. Segulier et F. Labrique.**
« les convertisseurs de l'électronique de puissance, Vol 4 », la voisier, 1981.
- [B-6] : **B. HAMICI.**
« commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant », E.N.P. 1995.
- [B-7] : **B. HAMICI.**
« commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse magistère, E.N.P. 1995.
- [B-8] : **H. BUHLER.**
« Réglage échantillonnés traitement dans l'espace d'état », presse polytechnique Romandes 1986.
- [B-9] : **L. MAZENCE.**
« les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance », électricité de France, Janv. 1992.
- [B-10] : **L. MAZENCE.**
« les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance », électricité de France, Janv. 1992.
- [B-11] : **FRIEDLAND.**
« Control system design an introduction to state-space methods » Mc Grow hill Book company, 1972.
- [B-12] : **Hansruedi Bühler.**
« Réglage par mode glissement » Presses polytechniques romandes, 1986.
- [B-13] : **D. Arzelier - D. Peaucelle**
« Systèmes et asservissements non linéaires », Notes de cours Version 4, CNAM - B2, 1996.