

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

## **UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET**

**FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES**  
**DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**



# **MEMOIRE DE FIN D'ETUDES**

**Pour l'obtention du diplôme de Master**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Génie Electrique**

**Spécialité :**

**Automatisation et contrôle des systèmes industriels**

## **THÈME**

**La commande par mode de glissement avec observateur  
d'un moteur asynchrone**

**Préparé par : ARARIA Fatima**  
**BAAZI Abdalia**

**Devant le Jury :**

<b>Nom et prénoms</b>	<b>Grade</b>	<b>Qualité</b>
<b>Mr.Hattab abdelilah</b>	<b>MAA</b>	<b>Président</b>
<b>Mr.Mihoub youcef</b>	<b>MCB</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr.Aced Med Reda</b>	<b>MAA</b>	<b>Encadreur</b>

**PROMOTION 2015 /2016**

# Remerciement

*Nous remercions notre dieu miséricorde de nous avoir amené à réaliser ce projet et de nous avoir donné la possibilité de poursuivre nos études supérieures et de les réussir et d'avoir la chance d'atteindre le niveau  
MASTER II.*

*On tient à exprimer nos vifs remerciements :  
A notre encadreur monsieur **Aced Med Réda** pour sa prise en charge et pour avoir dirigé notre travail durant l'élaboration de ce mémoire.*

*Nous tenons à remercier aussi **Mlle Tamer Amina**  
et **Mr. Bouzide Med Amine** doctorant dans l'université de Tiaret pour son aide et pour ces précieux conseils*

*Nos remerciements vont aussi à messieurs les membres du jury pour avoir accepté de juger notre travail.*

*Enfin, A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet de fin d'études.*



# Dédicace

*Louanges tout d'abord à ALLAH qui m'a donné les facultés  
nécessaires pour réaliser*

*Mon mémoire de master et que*

*Le salut et la paix soient sur nous prophète Mohamed*

*C'est avec gratitude que je dédie ce modeste travail*

*A ma mère et mon père*

*A mes frères et mes sœurs*

*A toute ma famille*

*A mes amis et collègues de promotion*

*A tous qui m'aiment et que j'aime*

*A toute ces personnes que j'ai voulu leur dédier ce travail,*





# Abdalia



# Dédicace

*Tout d'abord, nous sommes fidèlement reconnaissants  
à Allah que  
Cette recherche a été menée avec succès.  
Je dédie ce modeste mémoire :  
A ma très chère mère,  
A mon très cher père,  
qui a été toujours là pour moi, et qui m'a aidé  
A mes frères,  
A mes sœurs,  
A toute ma famille de près ou de loin,  
A tous mes amis,  
Pour m'avoir constamment soutenu moralement  
et encouragé à aller de l'avant, face aux difficultés  
rencontrées.*



# Fatima



## Liste des acronymes et symboles :

### Acronymes :

Mas	Machine asynchrone
Mg	Mode glissant
IROF	Commande vectorielle indirect à flux orienté
MLI(PWM)	Modulation largeur d'impulsion
STPWM	MLI sinus-triangle
BO	Boucle ouverte
BF	Boucle fermé
PI	Action Proportionnelle et Intégrale
DTC	Commande vectorielle directe

### Symboles :

$d(q)$	Indice de l'axe direct(en quadrature)
$[M_{sr}]$	Matrice inductance mutuelle stator-rotor
$p$	Nombre de paire de pole
$j$	Inertie du moteur
$l_s$	Inductance propre d'une phase statorique
$l_r$	Inductance propre d'une phase rotorique
$m_s$	Inductance mutuelle entre phase statorique
$m_r$	Inductance mutuelle entre phase rotorique
$l_{sr}$	Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique
$\omega_s, \omega_r, \omega$	Pulsation statorique, rotorique et de glissement
$\phi$	Flux totale
$p_{em}$	Puissance électromagnétique
$c_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$f_v$	Coefficient de frottement visqueux



# Dédicace

*Louanges tout d'abord à ALLAH qui m'a donné les facultés  
nécessaires pour réaliser*

*Mon mémoire de master et que*

*Le salut et la paix soient sur nous prophète Mohamed*

*C'est avec gratitude que je dédie ce modeste travail*

*A ma mère et mon père*

*A mes frères et mes sœurs*

*A toute ma famille*

*A mes amis et collègues de promotion*

*A tous qui m'aiment et que j'aime*

*A toute ces personnes que j'ai voulu leur dédier ce travail,*



# Abdalia

# Liste des figures

## Chapitre I

### Généralité sur les machines asynchrone

<b>Figure I.1 :</b> Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil .....	4
<b>Figure I.2 :</b> vue éclatée d'un moteur à cage .....	4
<b>Figure I.3 :</b> Principe de fonctionnement du moteur asynchrone .....	5
<b>Figure I.4 :</b> Symboles du moteur asynchrone.....	5
<b>Figure I.5 :</b> vue schématique en perspective du stator .....	6
<b>Figure I.6 :</b> les trios bagues de l'arbre moteur d'une machine asynchrone à rotor bobiné .....	7
<b>Figure I.7 :</b> rotor à cage d'écureuil, la cage vide de fer à gauche et emplie de rondelles fer à droite .....	8
<b>Figure I.8 :</b> schéma de couplage et câblage en étoile.....	10
<b>Figure I.9 :</b> schéma de couplage et câblage en en triangle.....	10
<b>Figure I.10 :</b> Bilan de puissance du moteur asynchrone .....	11

## Chapitre II

### Modélisation de l'ensemble MAS-onduleur

<b>Figure II.1.</b> Représentation des enroulements de la machine asynchrone Triphasée.....	14
<b>Figure II.2.</b> Transformation des enroulements réels en enroulements équivalentes .....	17
<b>Figure II.3.</b> Résultats de simulation du démarrage à vide de MAS .....	23
<b>Figure II.4.</b> Résultats de simulation du démarrage à vide de MAS .....	24
<b>Figure II.5.</b> Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS .....	25
<b>Figure II.6.</b> Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS.....	26
<b>Figure II.7.</b> Schéma bloc de l'alimentation d'une machine asynchrone .....	28

<b>Figure II.8.</b> Redresseur à base de diode .....	29
<b>Figure II.9 :</b> La tension de sortie du redresseur $U_d$ (v) .....	30
<b>Figure II.10 :</b> Schématisation du Filtre LC .....	30
<b>Figure II.11.</b> L'onduleur de tension associé à la machine asynchrone .....	32
<b>Figure II.12.</b> Principe de la commande MLI.....	34
<b>Figure II.13 :</b> illustration de la MLI sinusoïdale .....	35
<b>Figure II.14</b> Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur .....	36
<b>Figure II.15</b> Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur .....	37
<b>Figure II.16</b> Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur .....	38
<b>Figure II.17 :</b> Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur.....	39

### Chapitre III

#### Commande vectoriel

<b>Figure III .1 :</b> Représentation des grandeurs de la machine suivant le repère de Park .....	42
<b>Figure III.2 :</b> Représentation des grandeurs de la machine suivant la représentation orienté sur l'axe « d » .....	42
<b>Figure III.3 :</b> Schéma de Principe d'orientation du flux rotorique.....	43
<b>Figure III.4 :</b> Schéma de principe de la commande DTC.....	44
<b>Figure III.5 :</b> Configuration du système et schéma de principe de la commande vectorielle direct .....	47
<b>Figure III.6:</b> Schéma synoptique de la commande directe par orientation du flux rotorique utilisant un estimateur du flux et du couple.....	49
<b>Figure III.7:</b> Représentation générale de la Régulation par PI.....	50
<b>Figure III.8:</b> Boucle de régulation du flux $\Phi_r$ .....	52
<b>Figure III.9:</b> Schéma en boucle fermée d'un régulateur de vitesse .....	54



<b>Figure III.10.</b> Représentation du découplage .....	56
<b>Figure III.11 :</b> Résultats de simulation pour le découplage du couple ( $C_{em}$ ) et du flux rotorique ( $\Phi_r$ ).....	57
<b>Figure III.12 :</b> Résultats de simulation pour le découplage du couple ( $C_{em}$ ) et du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) .....	58
<b>Figure III.13 :</b> Schéma de principe de l'IRFOC .....	59
<b>Figure III.14 :</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) à vide.....	61
<b>Figure. III.15 :</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour une variation du couple résistant ( $C_r$ ) de 10(N.m) .....	62
<b>Figure III.16:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour l'inversion de la vitesse de +100(rad/s) à -100 (rad/s) .....	63
<b>Figure. III.17 :</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) à vide.....	64
<b>Figure III.18 :</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour une variation du couple résistant ( $C_r$ ) de 10(N.m).....	65
<b>Figure III.19 :</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour l'inversion de la vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s).....	66

## Chapitre IV

### Commande par mode glissant

<b>Figure IV.1:</b> Aspect général d'une commande à structures variables .....	69
<b>Figure. IV.2 :</b> Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur .....	72
<b>Figure. IV.3 :</b> Choix du placement des pôles. ....	76
<b>Figure IV.4 :</b> Model réduit de MAS .....	77
<b>Figure IV.5 :</b> Modèle réduit à régler et boucle de commande.....	77

<b>Figure IV.6:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) à vide. ....	79
<b>Figure IV.7:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour une variation du couple résistant ( $C_r$ ) de 10(N.m).....	80
<b>Figure IV.8:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour l'inversion de la vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s).....	81
<b>Figure IV.9:</b> Structure de l'observateur d'état global. ....	82
<b>Figure IV.10:</b> Association MAS-observateur en boucle ouverte.....	83
<b>Figure IV.11. :</b> Réponses en boucle ouverte de l'observateur d'état global.....	84
<b>Figure IV.12:</b> Association MAS - Observateur en boucle fermé.....	86
<b>Figure VI.13:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à vide .....	89
<b>Figure VI.14:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à charge.....	90
<b>Figure VI.15 :</b> Association MAS-Observateur en boucle fermé.....	91
<b>Figure VI.16:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à vide .....	92
<b>Figure VI.17:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à vide(couple ,flux rotorique,I <sub>as</sub> ) .....	93
<b>Figure VI.18:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à charge (vitesse, vitesse(obs), I <sub>qs</sub> , I <sub>qs</sub> (obs)).....	94
<b>Figure VI.19:</b> Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à charge.....	95

## Table des matières

Remerciements	
Dédicaces	
Notations et symboles	
Liste des figures	
Introduction générale .....	1

### Chapitre I : Généralité sur les machines asynchrone

I.1. Introduction .....	3
I.2. Historique .....	3
I.3. Constitution .....	3
I.3.1. Rôle .....	5
I.3.2. Symbole .....	5
I.4. Structure – principe de fonctionnement .....	6
I.4.1. Structure .....	6
I.4.2. principe de fonctionnement .....	8
I.5. Le couplage .....	10
I.6. Bilan de puissance du moteur asynchrone .....	11
I.6.1. Bilan de puissance au stator .....	11
I.6.2. Bilan de puissance au rotor .....	11
I.6.3 Bilan total des puissances .....	12
I.7. Rendement du moteur asynchrone .....	12
I.8. les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone .....	12
I.8.1. Les avantage .....	12
I.8.2. Les inconvénients .....	12
I.9. Conclusion .....	13

### Chapitre II : Modélisation de l'ensemble MAS-onduleur

II.1. Introduction .....	14
II.2. Modélisation de la machine asynchrone .....	14
II.3. Mise en équation de la machine asynchrone .....	15
II.4. Transformation de Park .....	16
II.4.1. Modélisation de la machine dans le repère de Park .....	16
II.4.2. Choix de référentiel .....	18

II.4.3. Expressions finales des équations de la MAS dans le repère de Park .....	19
II.4.4. Equations du couple électromagnétique .....	20
II.4.5. Modèle d'état de la machine asynchrone .....	20
II.5. Simulation du MAS .....	23
II.6. Modélisation du convertisseur .....	28
II.6.1. Constitution du convertisseur .....	28
II.7. Résultats de simulation .....	36
II.8. Interprétation des résultats .....	40
II.9. Conclusion .....	40

### **Chapitre III : Commande vectorielle**

III.1. Introduction .....	41
III.2. Choix du référentiel .....	41
III.3. Orientation du flux rotorique .....	42
III.4. Principe de Fonctionnement .....	43
III.4.1. Principe de la commande vectorielle .....	44
III.5. Description de la commande vectorielle indirect et directe .....	45
III.6. Estimation de la position et l'amplitude du flux rotorique .....	47
III.7. Les régulateurs .....	49
III.8. Découplage .....	54
III.9. Simulation de l'association: Commande vectorielle – MAS .....	57
III.10. Simulation de l'association: Commande vectorielle - Onduleur – MAS .....	58
III.11. Commande indirecte par orientation du flux rotorique avec réglage de la vitesse ...	59
III.12. Comparaison entre les techniques directe et indirecte de la commande vectorielle ..	60
III.13. Résultats de Simulation de l'association : Commande vectorielle – MAS .....	61
III.14. Simulation de l'association : Commande vectorielle – MAS–Onduleur .....	64
III.15. Interprétation et commentaire .....	67
III.16. Conclusion .....	67

### **Chapitre IV :La commande par mode glissant**

IV.1. Introduction .....	68
IV.2. Historique de la commande par mode de glissement .....	68
IV.3. Les systèmes à structures variables .....	68
IV.4. Principe de la commande par mode de glissement .....	69
IV.5. Commande équivalent .....	70



IV.6. Limite du domaine du mode de glissement .....	71
IV.7. Configuration avec loi des commutations par contre réaction d'état et régulateur Intégrateur .....	72
IV.8. Equation du système globale .....	73
IV.9. Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode de placement des pôles.....	73
IV.10. Application à la commande du MAS .....	76
IV.11. Simulation numérique.....	79
IV.12. Observateur d'ordre global de la MAS.....	85
IV.13. Application à la commande du MAS .....	88
IV.14. Résultats de la simulation .....	90
IV.15. Réglage d'état avec observateur en boucle fermé.....	91
IV.16. L'observateur en boucle fermé.....	92
IV.17. Interprétation et commentaires.....	96
IV.18. Conclusion.....	96
Conclusion générale.....	97
Référence bibliographie	
Annexes	

# 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'elles 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 réalisées naturellement par le biais de l'ensemble balais-collecteur.

Néanmoins, il est à signaler que cette technique de commande basée sur l'orientation du champ, possède quelques inconvénients qui ont limité leurs performances. On effet le

découplage ciblé ne peut être assuré qu'asymptotique ou dans les régimes statiques (permanents) quand 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 rejet de perturbation et insensibilité vis-à-vis des variations paramétriques.

Cette technique possède deux objectifs successifs : Contraindre le point représentatif du système à rejoindre une hyper-surface 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 adopte la dynamique de l'hyper-surface considéré qui est indépendante des paramètres du système, ainsi que des perturbations, et par conséquent insensible aux variations de ces derniers, que ce soit dans les deux commandes développées. La connaissance des valeurs des variables d'état est exigée, l'utilisation des capteurs encombre l'installation mécanique est présente une fragilité et un manque de précision face à ces problèmes on fait alors 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 généralité sur les machines asynchrones.
- Le second chapitre nous étudions la modélisation de l'ensemble MAS-Ondulaire.
- Dans le troisième chapitre nous étudions la commande vectorielle par flux orienté indirect appliqué 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

### **I.1. Introduction**

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie son principal avantage réside dans quasi l'absence d'entraînent par ce que il tourne a vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone c'est lui qui est utilise pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements a vitesse constante le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements a vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître . Dans les pays industrialisés plus de 60% de l'énergie électrique consommé et transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques [1].

### **I.2. Historique**

Le moteur asynchrone est la machine la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc.... L'apparition dans les années 1980 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc....).

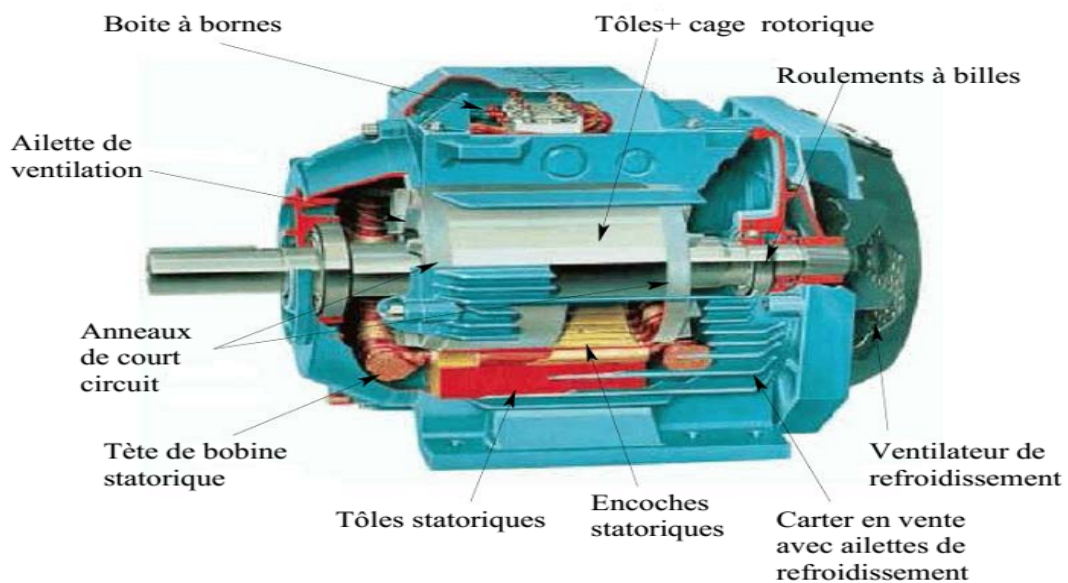
Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. Ainsi, en raison des conséquences importantes et coûteuses que peut engendrer l'apparition d'un défaut sur les processus industriels, le diagnostic des défauts fait l'objet d'un engouement prononcé depuis les deux dernières décennies [2].

### **I.3. Constitution de la machine asynchrone**

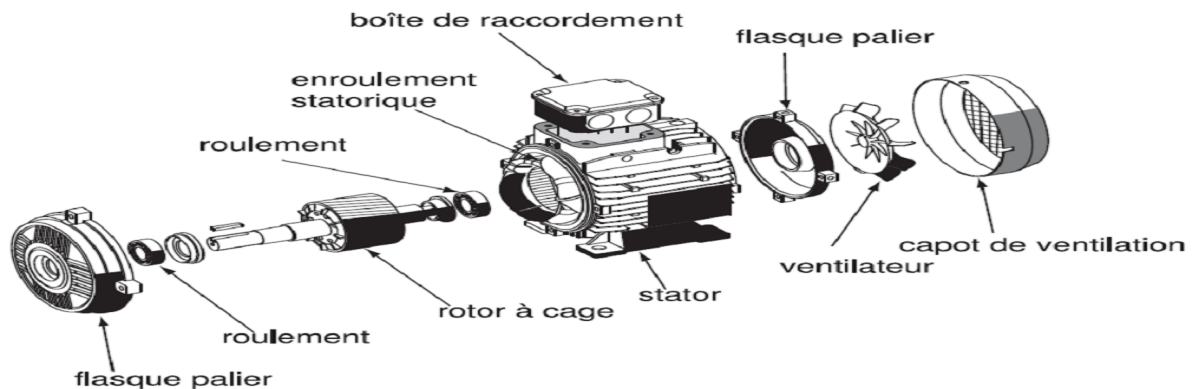
La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques.

Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. La cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté [3].

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la **Figure I.1.**



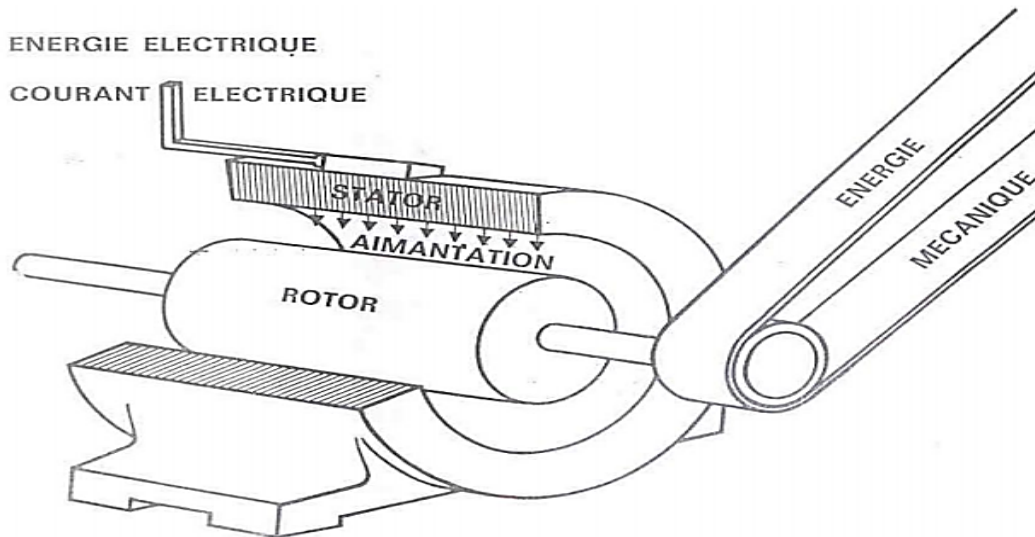
**Figure I.1.** : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.



**Figure I.2** :vue éclatée d'un moteur à cage

**I.3.1 Rôle**

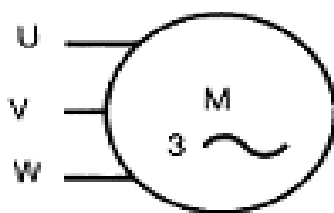
Les courants triphasés alimentant le stator donnent naissance à un champ tournant qui induit des courants dans les conducteurs du rotor. L'action de ce champ sur les courants rotoriques génère des forces qui font tourner le rotor.



**Figure I.3 :** Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.

**I.3.2 Symboles**

Voici les différents symboles employés pour représenter la machine asynchrone :



**(a) Symbole du moteur asynchrone à cage d'écureuil.**



**(b) Symbole du moteur asynchrone à rotor bobiné.**

**Figure I.4 :** Symboles du moteur asynchrone .



## I.4 Structure - Principes de fonctionnement

### I.4.1 Structure

Une machine asynchrone comprend généralement [4]:

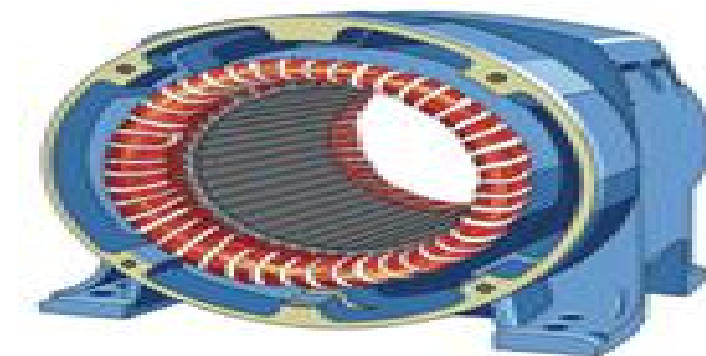
- ❖ Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- ❖ Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- ❖ Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

#### I.4.1.1 Le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la Machine Asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine Asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.



**Figure I.5 :**vue schématique en perspective du stator.

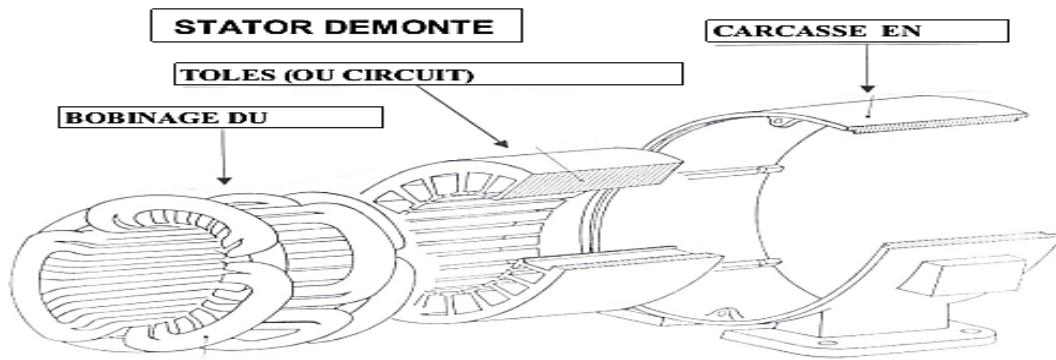


Figure I.5.1:vue schématique en perspective du stator .

#### I.4.1.2 Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil

- ❖ **rotor bobiné** : Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

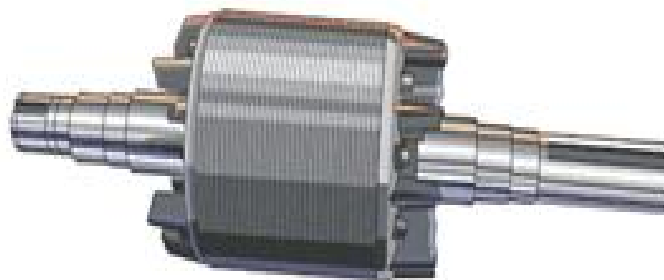
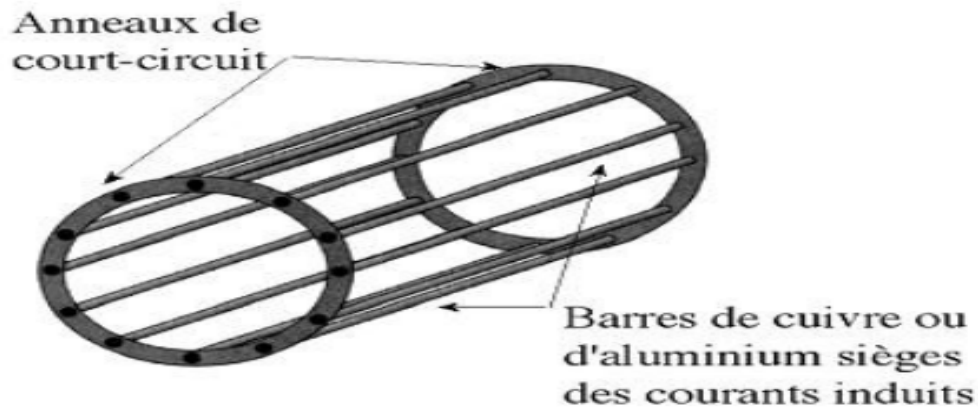


Figure I.6 :les trios bague de l'arbre moteur d'une machine asynchrone à rotor bobiné.

- ❖ **rotor à cage d'écureuil** : les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit :



**Figure I.7:** rotor à cage d'écureuil, la cage vide de fer à gauche et remplie de rondelles fer à droite.

#### I.4.1.3 Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc....), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation.

#### I.4.2 Principes de fonctionnement

Les courants statoriques créent un flux tournant à la vitesse synchrone  $N_s$

$$N_s = \frac{f}{P} \text{ (tr / s)} \quad (\text{I.1})$$

Ce flux balayant les bobines rotoriques y induit des courants électromotrices et des courants puisque le rotor est en court-circuit. L'action du flux sur ces courants qu'il a lui-même induits crée le couple qui a pour effet le démarrage du moteur .

**I.4.2.1. La vitesse rotorique**

La vitesse  $N$  du rotor ne peut atteindre la vitesse synchrone car, si les bobines du rotor tournaient aussi vite que le flux tournant, elles seraient traversées par un flux constant, il n'y aurait plus ni f.e.m, ni courant induits, ni couple.

La vitesse  $N$  a pour valeur

$$N = N_s (1 - g) \quad (I.2)$$

**I.4.2.2 Glissement**

L'origine des courants rotoriques réside dans la différence des vitesses  $N_s$  et  $N$ .

On introduit une grandeur fondamentale, sans dimension, le glissement  $g$  définit par :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (I.3)$$

Notons que :

$$N = 0 \quad g = 1 \quad \text{démarrage.}$$

$$N = N_s g = 0 \quad \text{synchronisme.}$$

$$0 < N < N_s \quad 0 < g < 1 \quad \text{moteur.}$$

$$N > N_s g < 0 \quad \text{génératrice.}$$

**I.4.2.3 la fréquence rotorique**

Par suite, le rotor ayant  $p$  paires de pôles, la fréquence des f.é.m. et des courants est donc :

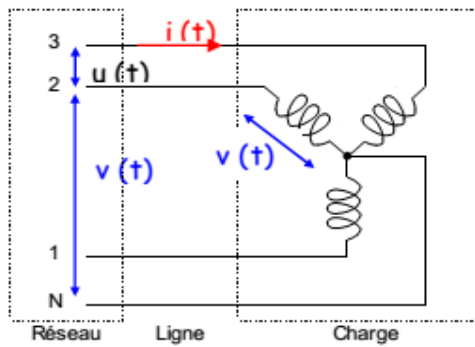
$$f_R = p (g N_s) \quad \text{et} \quad \text{comme} \quad : N_s = \frac{f}{p}$$

$$f_R = g \cdot f \quad (1.4)$$

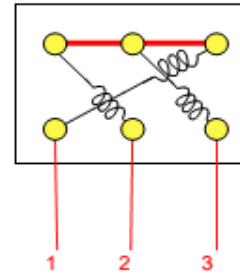
La fréquence des grandeurs rotoriques est proportionnelle au glissement. En général, le glissement sera faible et la fréquence rotorique sera faible elle aussi (quelques hertz).

I.5. le couplage

I.5.1. Le couplage en étoile:



- Couplage en étoile-

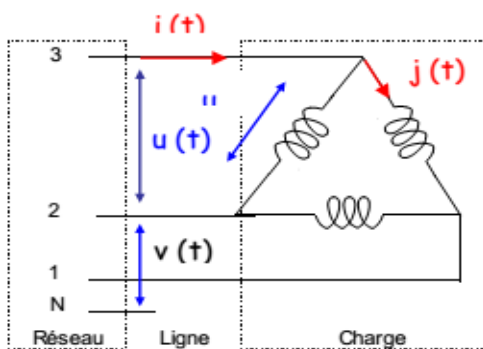


- câblage en étoile-

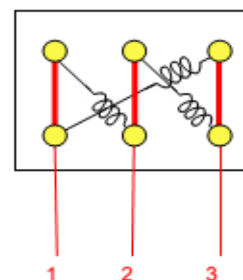
Figure I.8 : schéma de couplage et câblage en étoile

Dans un couplage en étoile, chaque enroulement est soumis à la tension simple  $v(t)$ , tension entre phase et neutre. Chaque enroulement est traversé par le courant de ligne  $i(t)$ .

I.5.2. Le couplage en triangle



-Couplage en triangle-



-câblage du stator-

Figure I.9 : schéma de couplage et câblage en en triangle

Dans un couplage en triangle, chaque enroulement est soumis à la tension composée,  $u(t)$ , tension entre deux phases. Chaque enroulement est traversé par le courant  $j(t)$  de valeur efficace  $J$ , ce courant n'a de raison d'être que pour ce type de couplage [5].

La fréquence des grandeurs rotoriques est proportionnelle au glissement. En général, le glissement sera faible et la fréquence rotorique sera faible elle aussi (quelques hertz).

## I.6 Bilan de puissance du moteur asynchrone

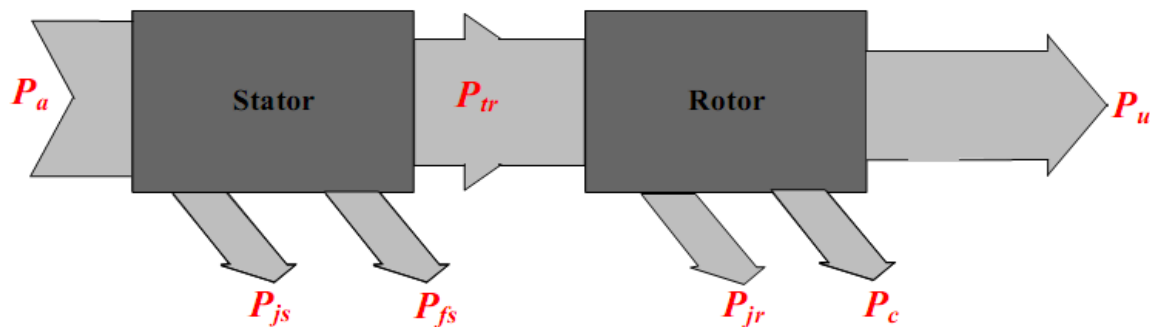


Figure I.10 : Le couplage en étoile

### I.6.1. Bilan de puissance au stator

#### ❖ Puissance électrique absorbé par le stator

$$P_a = U \cdot I \sqrt{3} \cos \theta$$

#### ❖ Puissance transmise au rotor

$$P_{tr} = P_a - (P_{js} + P_{fs}) = C \cdot W$$

$C$  : Couple électromagnétique

### I.6.2 Bilan des puissances au rotor

#### ❖ Pertes par effet Joule dans le rotor

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr}$$

#### ❖ Pertes constants

$$P_c = \text{pertes mécaniques} + \text{pertes fer}$$

## ❖ Puissance mécanique utile

$$P_u = P_{tr} - (P_{js} + P_c) = C \cdot W$$

**I.6.3 Bilan total des puissances**

$$P_a = P_u + P_{js} + P_{jr} + P_{fs} + P_c$$

**I.7 Rendement du moteur asynchrone**

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = 1 - \frac{\sum P_{ertes}}{P_a}$$

**I.8. les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone**

Si l'on compare le moteur asynchrone au moteur shunt à courant continu, on constate que les caractéristiques dans leurs parties stables, sont identiques, ce qui conduit aux mêmes applications industrielles. En ce qui concerne le choix d'un moteur pour une application donnée, il est intéressant de signaler les avantages et les inconvénients de ces deux moteurs [6].

**I.8.1. avantages du moteur asynchrone**

- ❖ la robustesse.
- ❖ possibilité de démarrage en charge.
- ❖ Démarrage étoile-triangle en charge avec minimum de courant (pour les moteurs à courant alternatif triphasé).
- ❖ Démarrage avec un variateur de vitesse.
- ❖ Démarrage progressive en charge (pour les moteurs à courant alternatif).
- ❖ Entretien rapide.
- ❖ La simplicité de construction.
- ❖ leurs bas coûts.
- ❖ Un rendement excellent.

**I.8.2 les inconvénients du moteur asynchrone**

- ❖ non découplage naturelle.
- ❖ Appel de courant important (de 4.5 à 6 fois le nominal) dans le cas d'un démarrage direct en charge.



- ❖ Remplacement de bobinage coûteux lors de la défaillance.
- ❖ Impossible d'inverser le sens de rotation au cours du fonctionnement.
- ❖ le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais (pour les machines à courant continu).
- ❖ Non linéarités.

### **I.10. Conclusion :**

Dans ce chapitre on a donné un historique sur les machines asynchrone et nous avons exposé une étude générale sur les moteurs asynchrones triphasés (constitution, Principe de fonctionnement ...), plus on a donné l'utilisation de ce type de moteur, et ses avantages et ses inconvénients. Dans le prochain chapitre on va étudier la modélisation de la machine asynchrone.

# Chapitre II

**II.1 Introduction**

Le moteur asynchrone est un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromagnétique et mécanique [7].

Le moteur asynchrone peut être représenté par des circuits électriques qui font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants.

**II.2 Modélisation de la machine asynchrone**

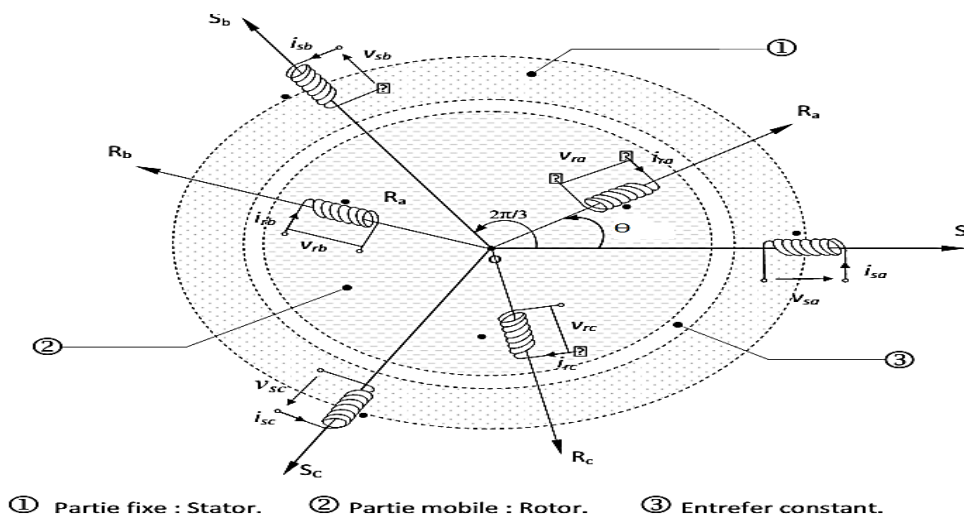
La modélisation est la procédure de présenter un objet réel et son fonctionnement par un modèle mathématique autrement dit c'est la mise en équation mathématique d'un système réel.

Elle constitue une étape fondamentale pour l'étude et l'analyse des systèmes. Cette exigence est particulièrement importante dans le cas d'une machine électrique [8].

La machine asynchrone triphasée peut être représentée schématiquement selon les axes magnétiques du stator et du rotor dont les phases sont repérées respectivement  $\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$  et

$$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$$

L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases  $\vec{S}_a, \vec{R}_a$  choisis comme axes de référence.



**Figure II.1** : Représentation des enroulements de la machine asynchrone Triphasée.

### I.3 Mise en équation du modèle du moteur asynchrone

#### II.3.1 Equations électriques

La loi faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions des enroulements aux flux totalisés et aux courants dans les bobinages obéissent à l'équation suivante [9].

$$V = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

On déduit pour l'ensemble des phases,

##### ❖ Statoriques

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \left( \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Ou

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.3})$$

##### ❖ Rotoriques

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ou

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{II.5})$$

#### II.3.2 Equations magnétiques

Pour une alimentation triphasée, et en tenant compte des hypothèses citées précédemment, les relations entre les flux et les courants s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Et :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Et :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{-1} = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

### II.3.3 Equation mécanique

L'équation la plus simple d'un mobile en rotation est de la forme :

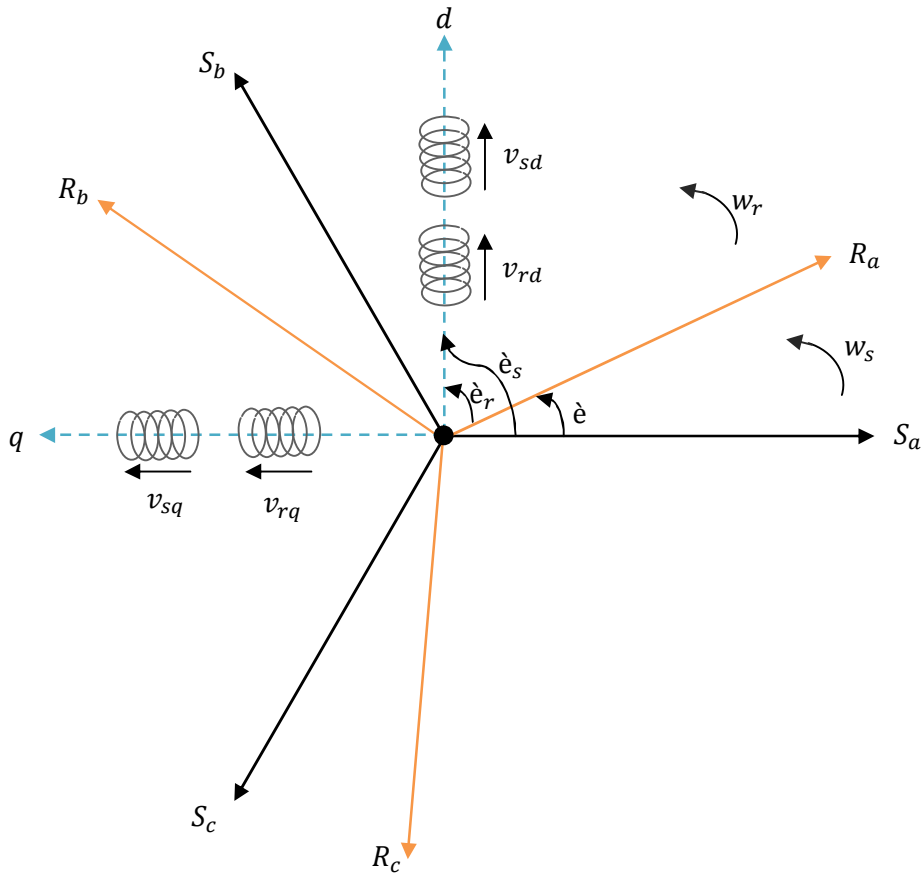
$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f v \Omega_r \quad (\text{II.10})$$

### II.4 Transformation de Park

Est un outil mathématique utilisé en électrotechnique, afin de réaliser un changement de repère dans un système d'axe diphasé. Elle est généralement utilisée pour passer d'un repère « fixe » lié au stator d'une machine électrique à un repère tournant lié à son rotor ou au champ magnétique [10]

#### II.4.1 Modélisation de la machine dans le repère de Park

Pour obtenir un système d'équation à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents [11]. Ainsi les enroulements statorique  $\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$  sont remplacés par trois enroulements équivalents  $d_s, q_s, o_s$  et les enroulements rotoriques  $\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$  par  $d_r, q_r$  et  $o_r$  Figure II.2



**Figure II.2** : transformation des enroulements réels en enroulements équivalentes

On remarque sur la figure (1,2) que  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont naturellement liés à  $\theta$  par la relation rigide.

$$\theta_s - \theta_r = \theta \tag{II.11}$$

Le changement de repères triphasé  $\iff$  (d, q) peut être réalisé par la transformation de Park.

La matrice de changement de base  $[p(\theta_s)]$  définie par :

$$[p(\theta_s)] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.12}$$

Et son inverse est défini par :

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

On a ainsi :

$$[i_{dqo}] = [p(\theta_s)][i_{abc}] \quad (\text{II.14})$$

$$[V_{dqo}] = [p(\theta_s)][V_{abc}] \quad (\text{II.15})$$

$$[\Phi_{dqo}] = [p(\theta_s)][\Phi_{abc}] \quad (\text{II.16})$$

La matrice  $[p(\theta_s)]$  représente la matrice de transformation appliquée au stator, la transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice(s) par l'indice(r).

#### II.4.2. Choix de référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (d,q) qui dépendent des objectifs de l'application [12].

##### II.4.2.1. Repère lié au stator

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des estimateurs et des observateurs, et l'étude des grandeurs rotoriques de la machine.

Avec :

$$\theta_s = 0: \quad \omega_{sp} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{Donc : } \omega_{rp} = -\omega \quad \text{Les équations électriques sont :}$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

### II.4.2.2 Repère lié au rotor

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques[13].

Avec :

$$\theta_r = 0: \quad \omega_{rp} = \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \text{Donc : } \omega_{sp} = \omega$$

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

### II.4.2.3. Repère lié au champ tournant

Avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{sp} \quad , \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_{sp} - \omega$$

Ce référentiel est avantageux pour la commande ou on a besoin d'une orientation du flux, et qui ne résume aucune simplification.

### II.4.3 Expressions finales des équations de la MAS dans le repère de Park

L'application de changement du repère précédent aux équations électriques et magnétiques de la machine dans le référentiel lié au champ tournant, donne les équations vectorielles diphasées suivantes [14] :



Les équations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère de Park prennent la forme suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les flux sont donnés dans le système :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

#### II.4.4 Equations du couple électromagnétique

L'équation du couple peut être obtenue à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions :

$$C_{em} = p(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.21})$$

$$C_{em} = p(\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \quad (\text{II.22})$$

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.23})$$

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{sd} \Phi_{rq}) \quad (\text{II.24})$$

$$C_{em} = pM (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II.25})$$

#### II.5 Modèle d'état de la machine asynchrone

La modélisation d'un système par la représentation des variables d'état en vue de le commander est une approche appréciée par tous automaticien, surtout pour l'étude d'un système multi variable.

Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation [15].

Pour le moteur asynchrone, plusieurs combinaisons sont possibles pour le choix du vecteur d'état :

$$\begin{aligned} X &= [\phi_{sd} \ \phi_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T \\ X &= [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T \\ X &= [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{sd} \ \phi_{sq}]^T \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

Pour une bonne représentation de la machine asynchrone, nous considérons comme variables d'état les flux statoriques  $(\phi_{sd}, \phi_{sq})$ , les flux rotoriques  $(\phi_{rd}, \phi_{rq})$ .

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Cette représentation offre une structure dynamique simple. On a les équations de tensions en fonction des composants du flux statorique et rotorique :

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{1}{\delta T_s} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rd} \\ V_{sq} = \frac{1}{\delta T_s} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rq} \\ V_{rd} = \frac{1}{\delta T_r} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sd} \\ V_{rq} = \frac{1}{\delta T_r} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Donc on peut les écrire sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = \frac{-1}{\delta T_s} \phi_{sd} + \omega_s \phi_{sq} + \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = \frac{-1}{\delta T_s} \phi_{sq} - \omega_s \phi_{sd} + \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rq} + V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{-1}{\delta T_r} \phi_{rd} + \omega_r \phi_{rq} + \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sd} + V_{rd} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{-1}{\delta T_r} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sq} + V_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{II.29})$$

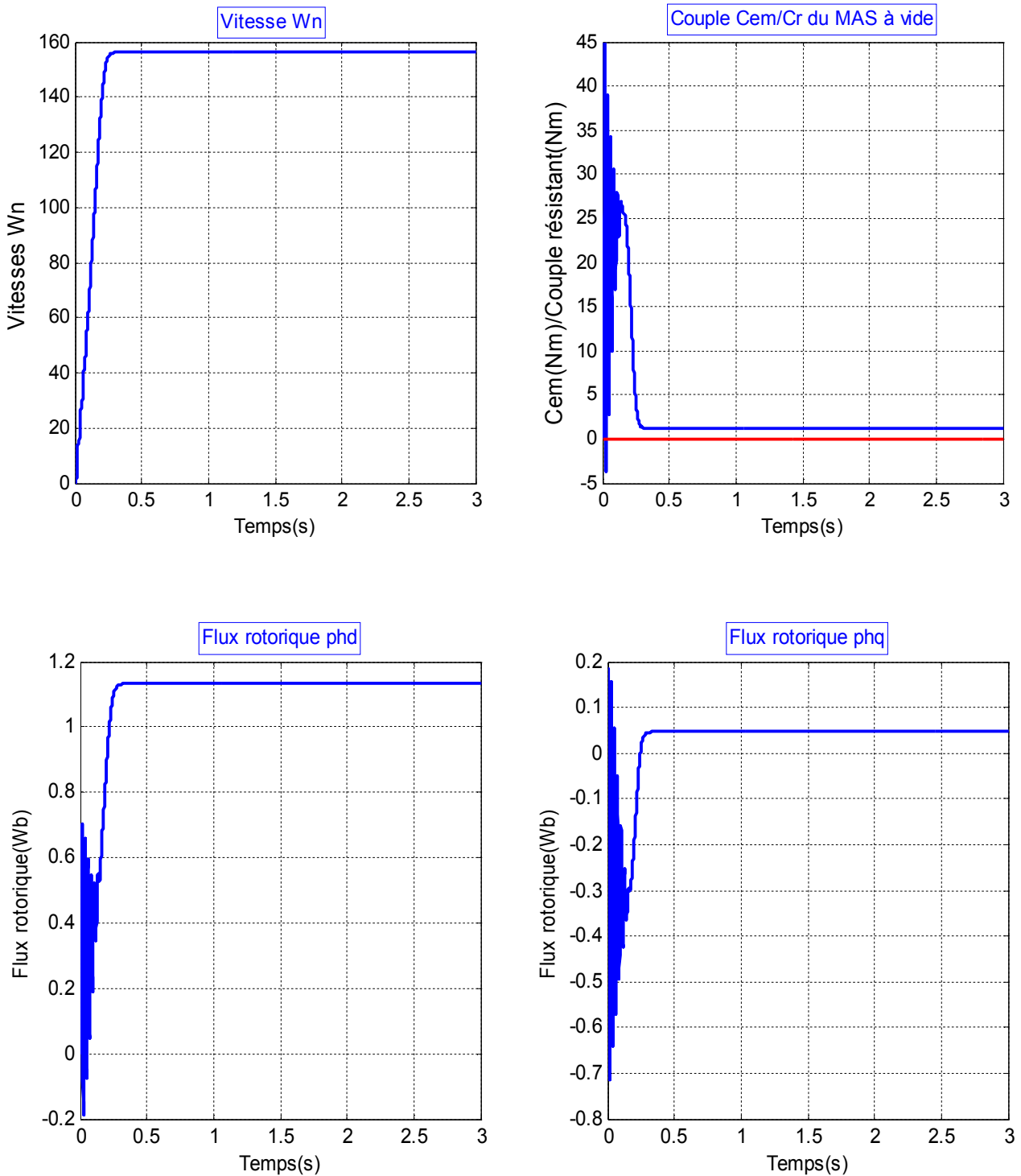
Et en utilisant l'équation du couple

$$C_{em} = p (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.30})$$

## II.6. Simulation du la MAS

## II.6.1 Résultats de simulation du MAS à vide

La simulation de la MAS à vide sous le logicielle Matlab/ Simulink



**Figure II.3** Résultats de simulation du démarrage à vide de MAS (vitesse, couple, flux rotorique)

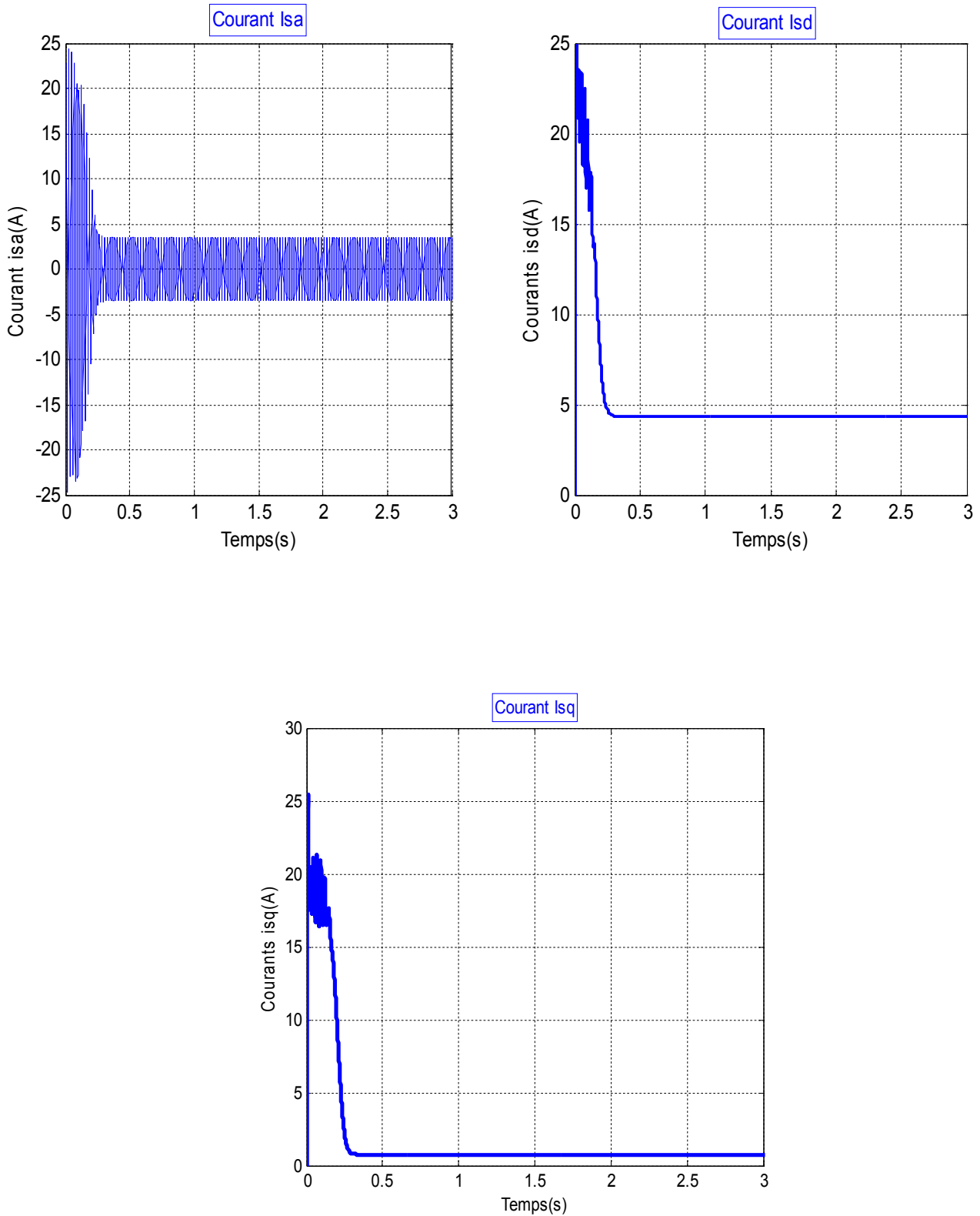


Figure II.4 Résultats de simulation du démarrage à vide de MAS (courant Isa, Isd, Isq)

II.6.2. Résultats de simulation du démarrage en charge

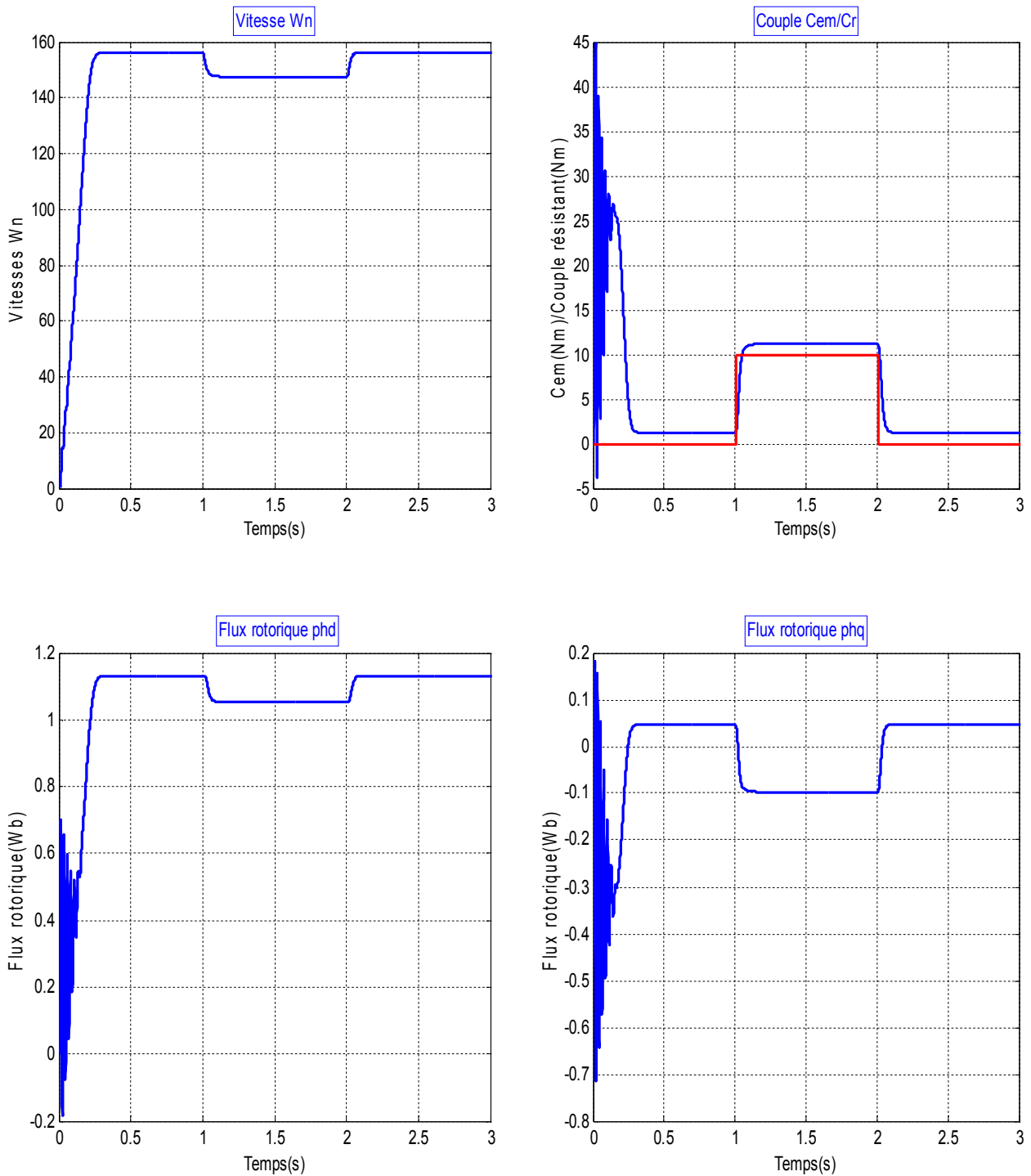
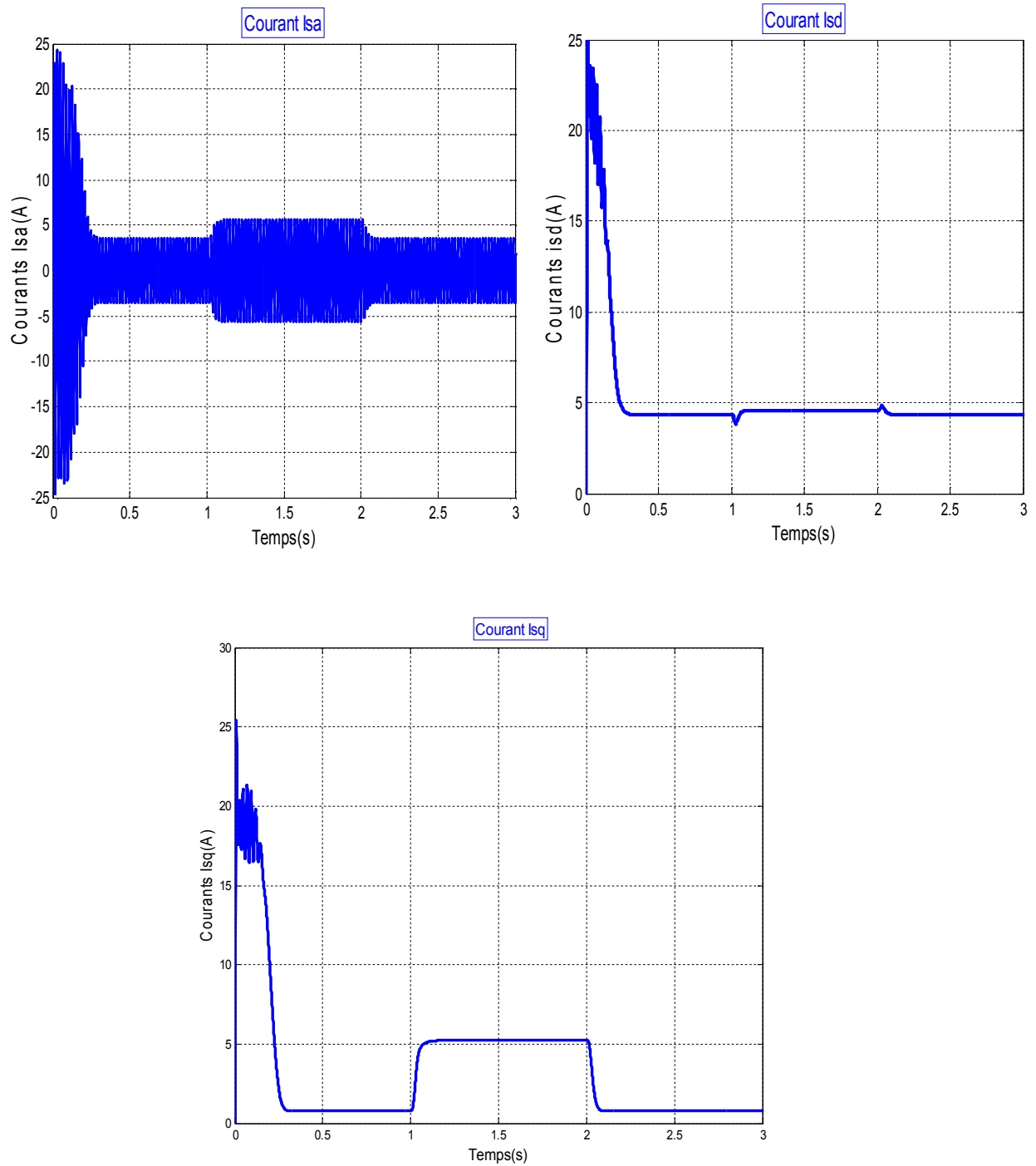


Figure II.5 Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS (vitesse, couple, flux rotorique)



**Figure II.6** Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS(courant Isa,Isd,Isq)

### II.6.3. Interprétation des résultats

Les figures (II-3) et (II-4) montrent l'évolution de la vitesse du couple électromagnétique, des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , des flux  $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$  et  $\Phi_r$ , 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 (4A).

Les figures (II-5) et (II-6) montre une application d'un échelon de couple résistant  $C_r$  de (10 N.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.



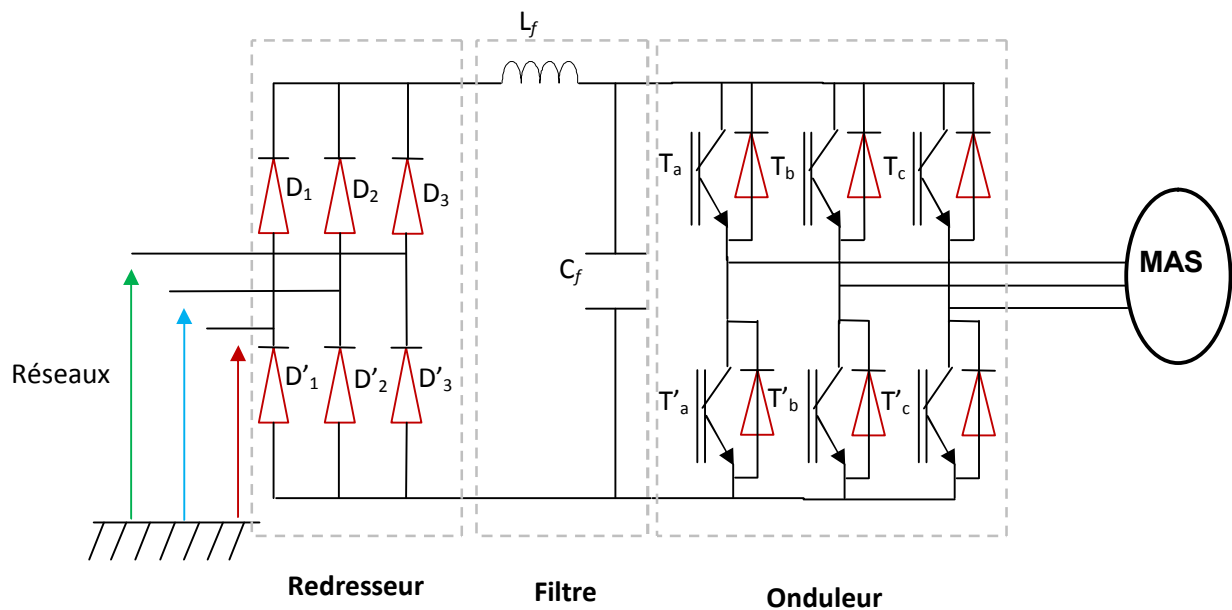
## II.7 Modélisation du convertisseur

L'alimentation directe de la machine ne permet pas la variation de la vitesse de rotation. On doit alimenter la machine par l'intermédiaire d'un convertisseur qui permet de varier la fréquence d'alimentation, ce convertisseur se constitue de trois étages [16].

- ❖ un redresseur connecté au réseau (souvent à diodes)
- ❖ un filtre de tension généralement constituée d'une bobine d'inductance  $L$  et d'un condensateur de capacité  $C$ .
- ❖ un onduleur qui constitue la partie la plus importante du convertisseur et doit fournir la forme d'onde et de courant pour alimenter la machine.

### II.7.1 Constitution du convertisseur

La configuration du convertisseur utiliser pour l'alimentation de la machine est présentée sur la figure II.7

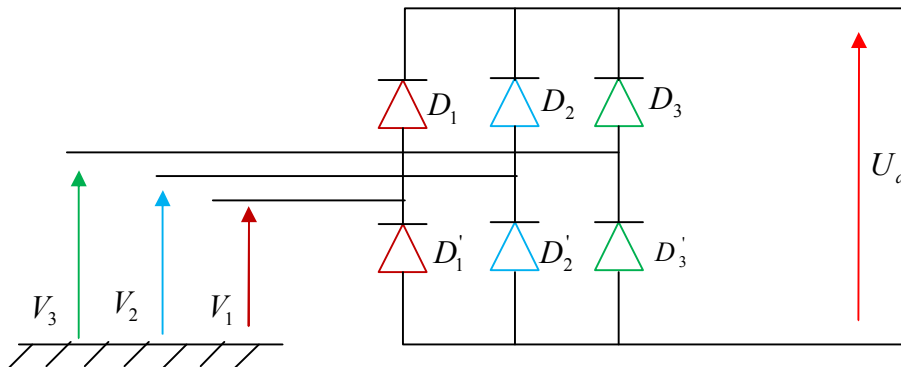


**Figure II.7 :** Schéma bloc de l'alimentation d'une machine asynchrone.

## II.7.2 Modélisation du système Redresseur-Filtre-Onduleur

### II.7.2.1 Modélisation du redresseur

La figure ci-dessous schématise un redresseur à base de diode attaqué par un système de tensions triphasé. Ce redresseur Génère la tension continue  $U_d$  alimentant l'onduleur [17].



**Figure II.8 :**Redresseur à base de diodes.

Les diodes  $D_j$  et  $D'_j$  sont supposées parfaites, fonctionnent à commutation naturelle à chaque bras du pont associe une fonction logique de connexion  $G_j$  et  $G'_j$  ( $j = 1,2,3$ ) définies comme suit :

$$G_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_j \text{ est plus positif} \\ 0 & \text{si } V_j \text{ est plus négatif} \end{cases}$$

$$G'_j = \begin{cases} 0 & \text{si } V_j \text{ est plus positif} \\ 1 & \text{si } V_j \text{ est plus négatif} \end{cases}$$

La tension de sortie  $U_d$  est donnée par :

$$U_d = \text{MAX}(V_j) - \text{MIN}(V_j) \quad (\text{II.31})$$

La tension à rederessée à pour valeur moyenne :

$$U_{dmoy} = \frac{1}{\Pi} \sqrt{3} V_m \quad (\text{II.32})$$

Le schéma de la figure II.9, montre l'allure du système de tension triphasée ( $V_1, V_2, V_3$ ) à l'entrée du pont redresseur ainsi que la tension redressée  $U_d$  à la sortie de celui-ci.

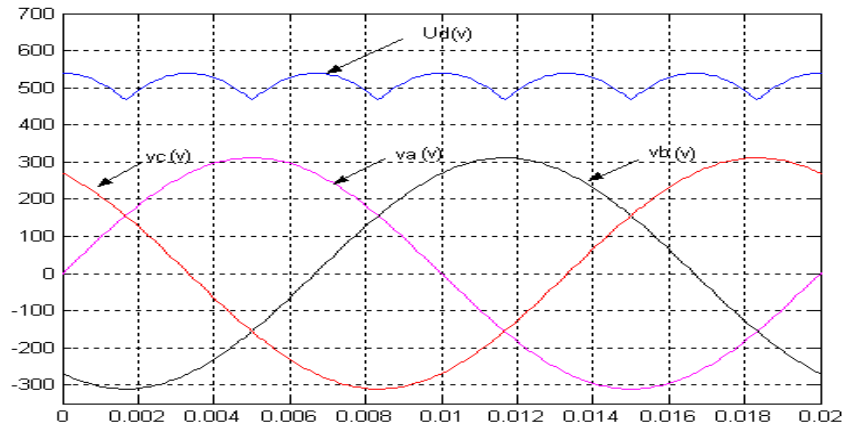


Figure II.9 :La tension de sortie du redresseur  $U_d$  (v).

### II.7.2.2 Modélisation du filtre

Le filtre utilisé est inséré entre le redresseur et l'onduleur et constitué d'un condensateur et d'une inductance. À l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante et un courant légèrement ondulé [18].

La capacité  $C_f$  a pour rôle de supprimer les brusques variations de la tension filtrée  $U_f$  à l'entrée de l'onduleur durant les intervalles de commutation, et absorbe le courant négatif restitué par la charge à travers les diodes de récupération, Elle fournit aussi de l'énergie réactive à la machine.

L'inductance  $L_f$  permet de rendre sensiblement constant le courant  $i$  pris de la source, alors que  $i_s$  absorber par l'onduleur est fortement ondulé.

Ce filtre schématisé par la figure II.10 illustré comme suite :

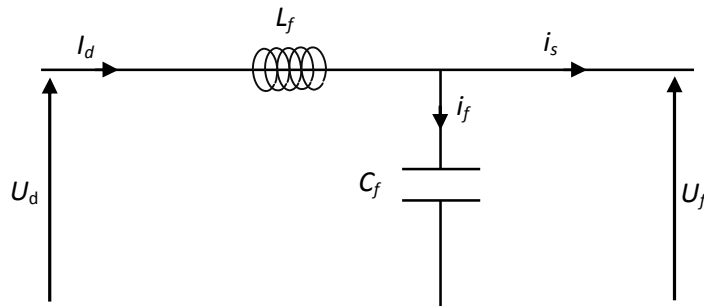


Figure II.10 :Schématisation du Filtre LC.

Les équations de ce filtre sont :

$$\frac{d}{dt} i_d = (U_d - U_f)/L_f \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{d}{dt} U_f = (I_d - i_s)/C_f \quad (\text{II.34})$$

Afin de faciliter le filtrage des harmoniques d'ordre élevées provoquées par le fonctionnement de l'onduleur, nous avons choisi un filtre passe-bas dont la fréquence de résonance  $f_r$  est loin de la fréquence d'utilisation, pour qu'il n'y ait pas d'interaction entre les fréquences.

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (\text{II.35})$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.36})$$

Alors :

$$- L_f C_f > 2.78 \cdot 10^{-6}$$

$$- \text{On choisit } C_f = 600 \mu\text{F}$$

D'où, nous déduisons les paramètres de filtre :

$$- C_f = 600 \mu\text{F}$$

$$- L_f = 400 \text{ mH}$$

### II.7.2.3 Modélisation de l'onduleur

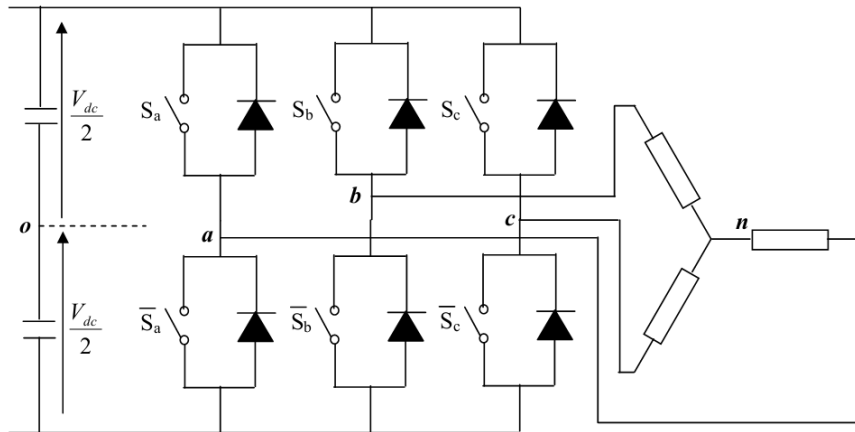
L'onduleur est un convertisseur d'énergie électrique à base de transistors ou de thyristors, permettant de passer d'un signal continu à un signal alternatif caractérisé par une amplitude et une fréquence [19].

On distingue deux types d'onduleurs :

- ❖ **L'onduleur de courant** : qui fait la commande de la tension est caractérisé par le fait qu'il se prît bien à la réversibilité fonctionnelle ce qui entraîne des pertes excessives, il est donc limité aux faibles fréquences.

- ❖ **L'onduleur de tensions** : qui fait la commande du courant est caractérisé par des commutations rapides donc utilisé pour des fréquences élevées et les pertes ne sont pas très importantes. Son inconvénient réside dans la réversibilité fonctionnelle à laquelle il se prête mal.

Aux vu de ces raisons et puisqu'on veut commander le courant statorique on utilise un onduleur de tension.



**Figure II.11** L'onduleur de tension associé à la machine asynchrone

$$v_{io} = V_{dc} (S_i - \frac{1}{2}) \tag{II.37}$$

Soit «  $n$  » le point neutre du coté alternatif ( $MAS$ ), alors les trois tensions composées :  $v_{ab}, v_{bc},$

et  $v_{ca}$  sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \tag{II.38}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ( $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ ), on aura donc :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ac}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \tag{II.39}$$

En faisant apparaître la point «  $o$  », les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

En remplaçant (II.34) dans (II.33) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} - v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} - v_{no} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

On peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $o$  :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.43})$$

L'utilisation de l'expression(II.31) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 2 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

#### II.7.2.4 Commande MLI (Strategie Triangulo – Sinusoïdale)

De nombreuses lois de commande sont mises en œuvre pour aboutir à une onde à MLI. Historiquement c'est le sinus triangle - connue également sous l'appellation « méthode de sous oscillation » - qui fut la première utilisée ; Cependant, elle demeure la technique la plus fréquemment utilisée en raison de sa grande simplicité [20].

#### II .7.2.5. Principe de bas

Pour commander l'onduleur, il existe différentes techniques. On s'intéresse à la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion), qui est basée sur une comparaison entre une onde modulante (Base fréquence, appelée la référence) et une onde porteuse (haute fréquence, appelée la triangulaire).

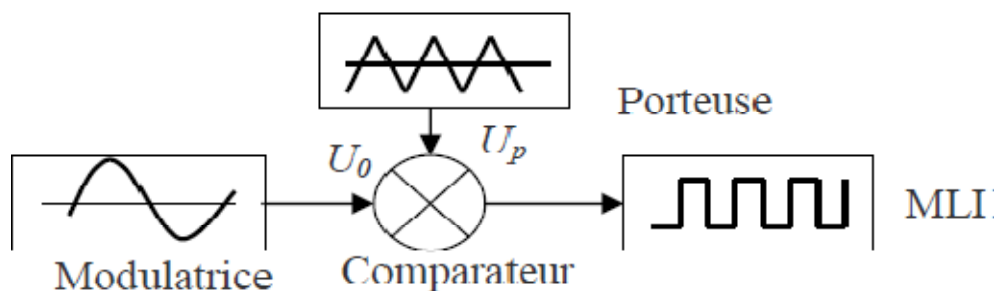
Les temps de commutation sont déterminés à partir des interactions entre les deux ondes. La technique de modulation à largeur d'impulsion MLI permet de repousser les harmoniques à des fréquences élevées permettant de minimiser leurs effets indésirables, tels que les pics de courant, les pulsations du couple et les pertes supplémentaires, car cela affecte le rendement de la machine [21].

### II.7.2.6 Propriété

La technique de commande MLI permet un réglage de la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie par les deux paramètres suivants :

- ❖ L'indice de modulation  $m = fs/fp$  , qui influe principalement sur le contenu d'harmonique de l'onde de sortie.
- ❖ Le rapport de réglage  $r = Vr/Vp$  ,  $V_r$  et  $V_p$  étant respectivement la valeur maximale de la référence et la crête de la porteuse. On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de  $r$  la plus élevée possible.

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



**Figure II.12** : Principe de la commande MLI.

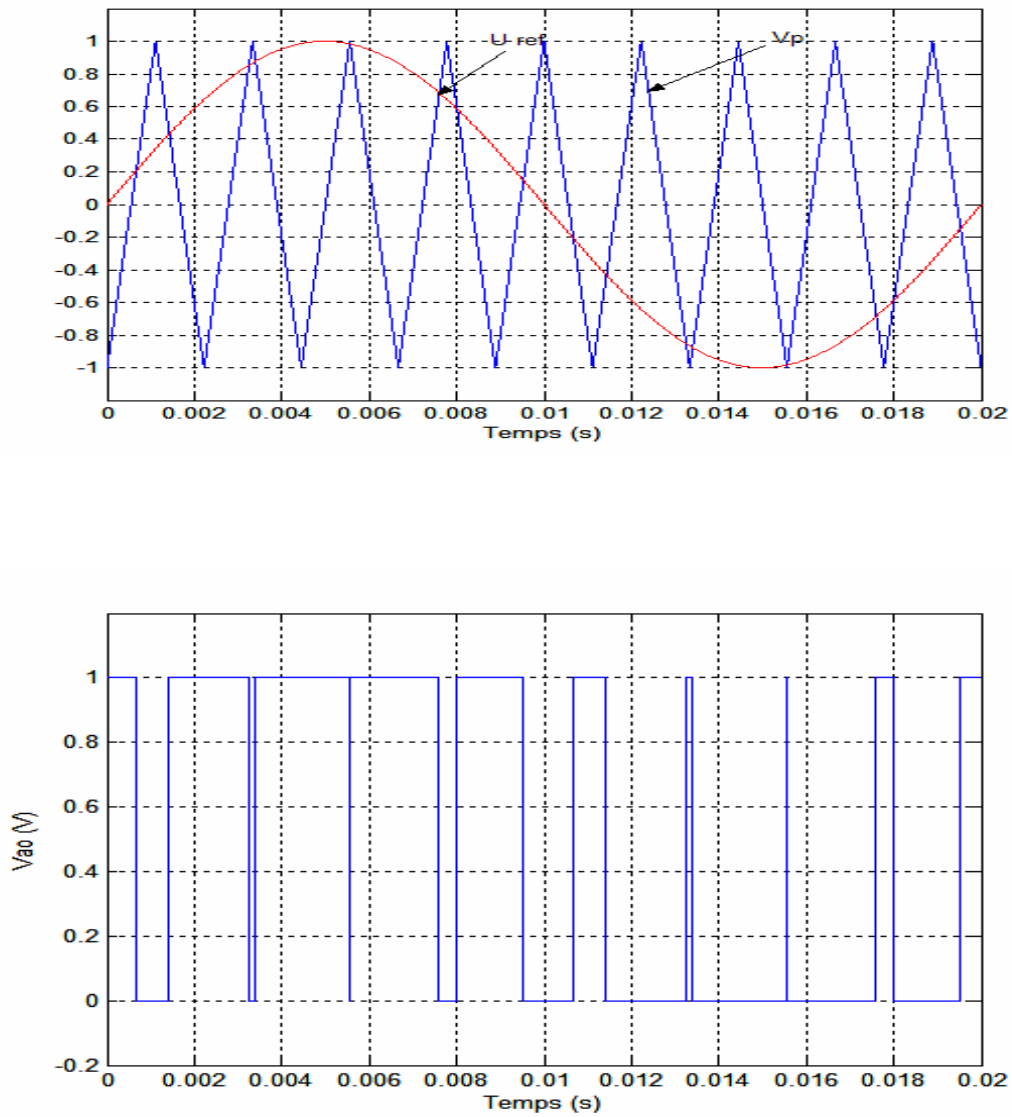
Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$V_r \geq V_p \Rightarrow S(t) = 1 \quad \text{si non } S(t) = 0 \quad (\text{II.44})$$

Avec :

- $V_r$  : la tension référence.
- $V_p$  : la tension porteuse.
- $S(t)$  : est le signal MLI résultant.

La stratégie triangulo-sinusoidale 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.13.



**Figure II.13 :** illustration de la MLI sinusoidale



II.8 Résultats de simulation

II.8.1 Simulation de l'ensemble MAS-onduleur de tension

II.8.2 Résultats de simulation du démarrage à vide

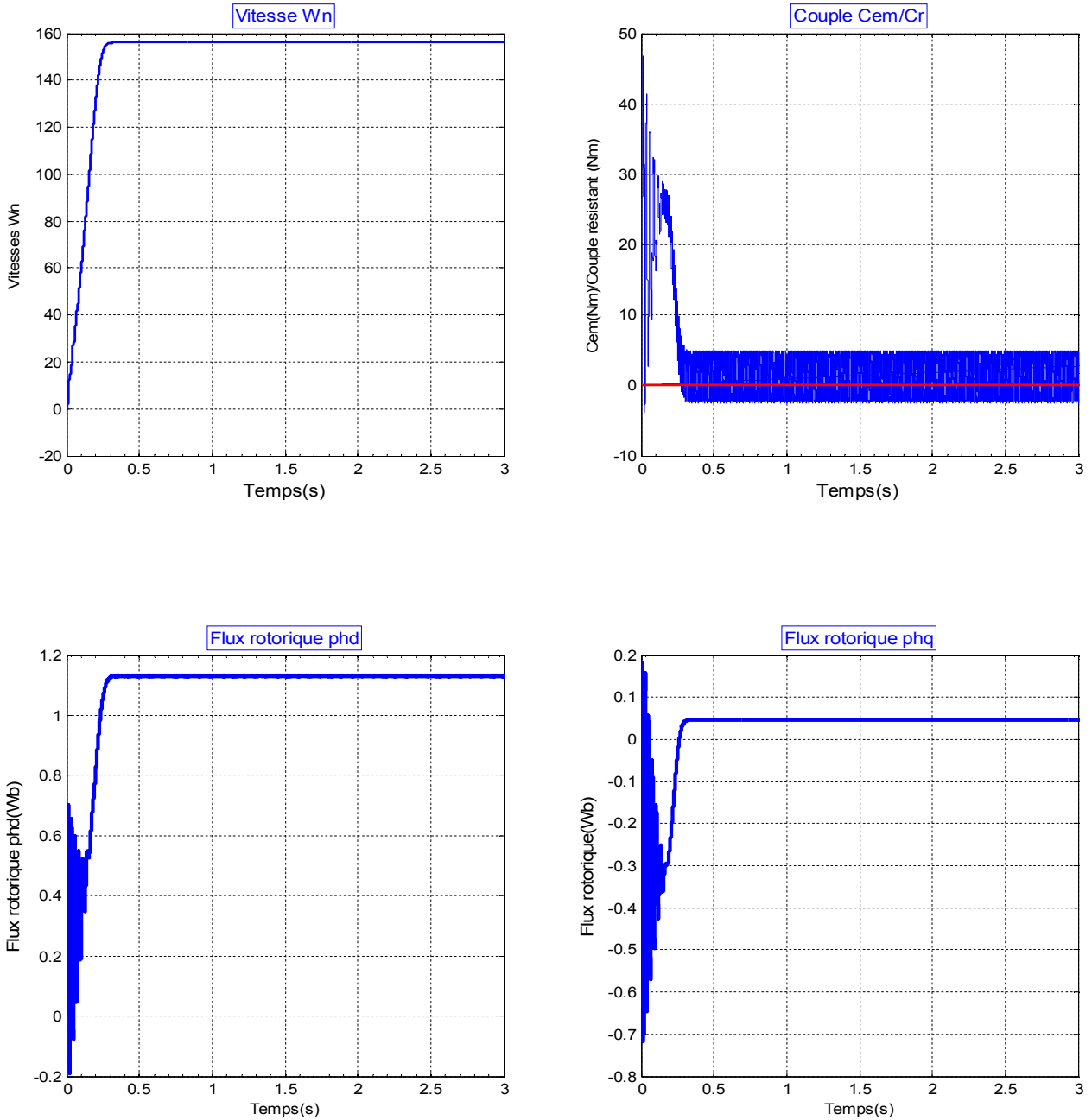
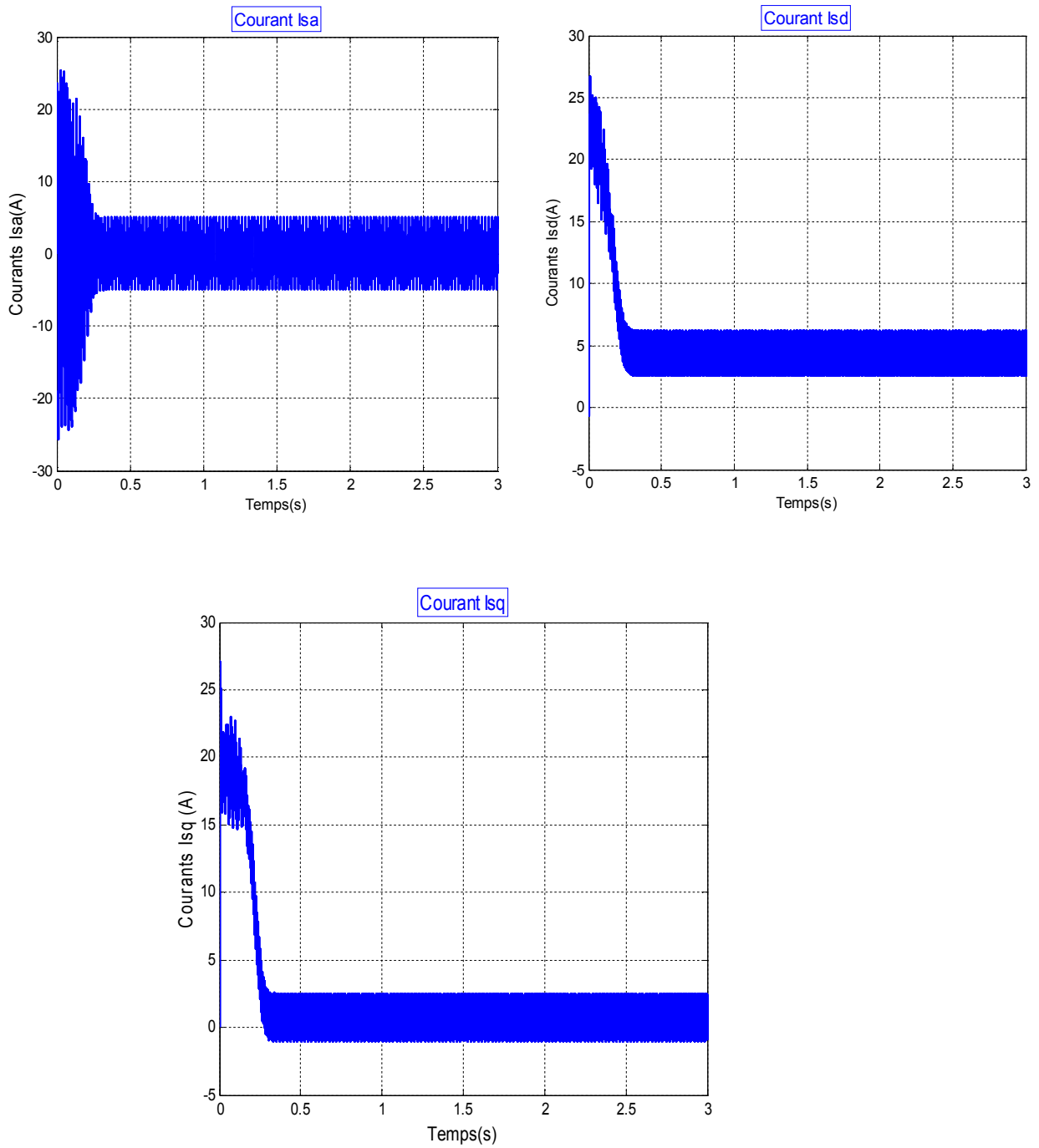


Figure II.14 Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur( vitesse, couple, flux rotorique).



**Figure II.15** Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur(courant Isa,Isq,Isd).

II.8.3 Résultats de simulation du démarrage en charge

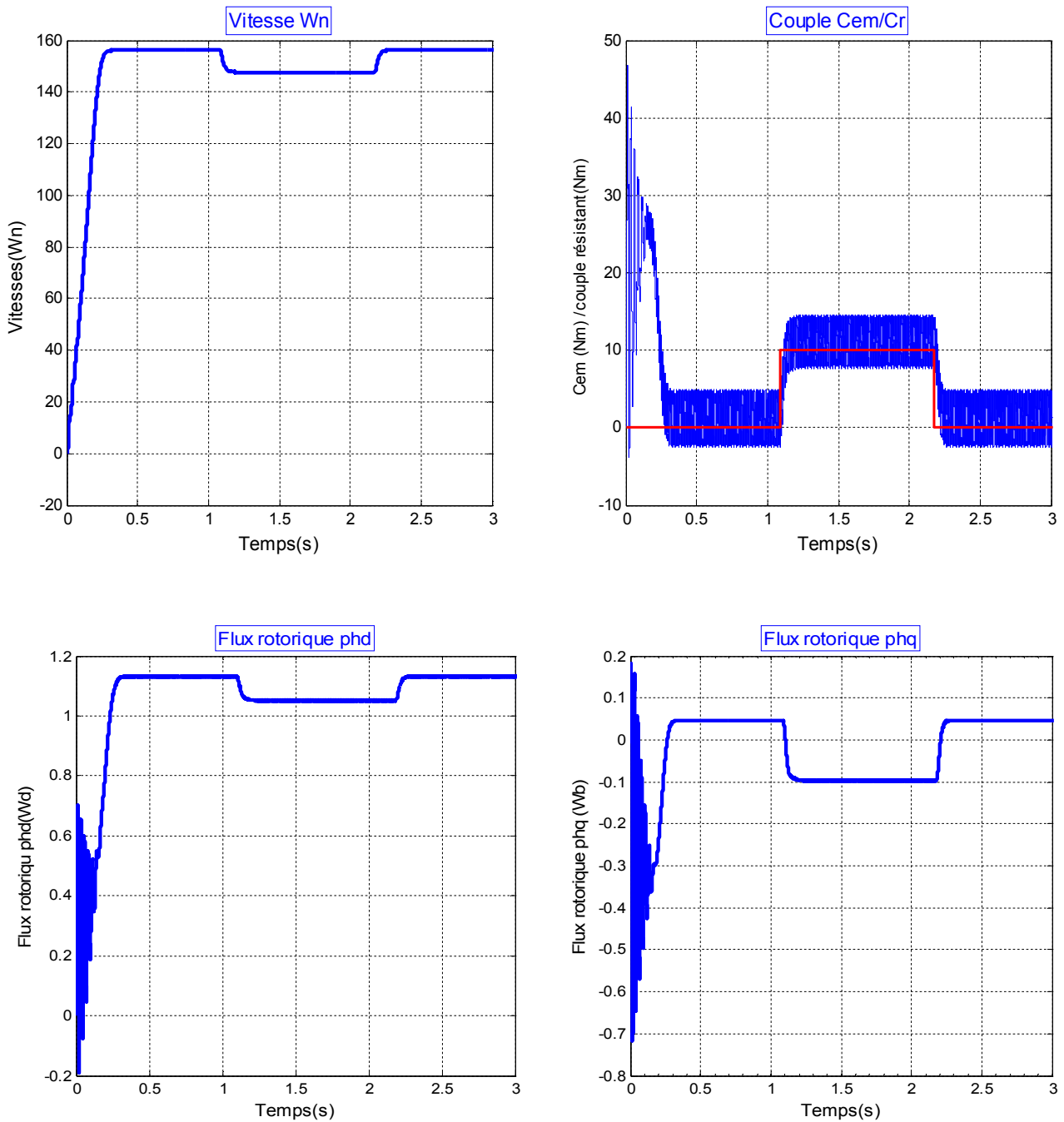
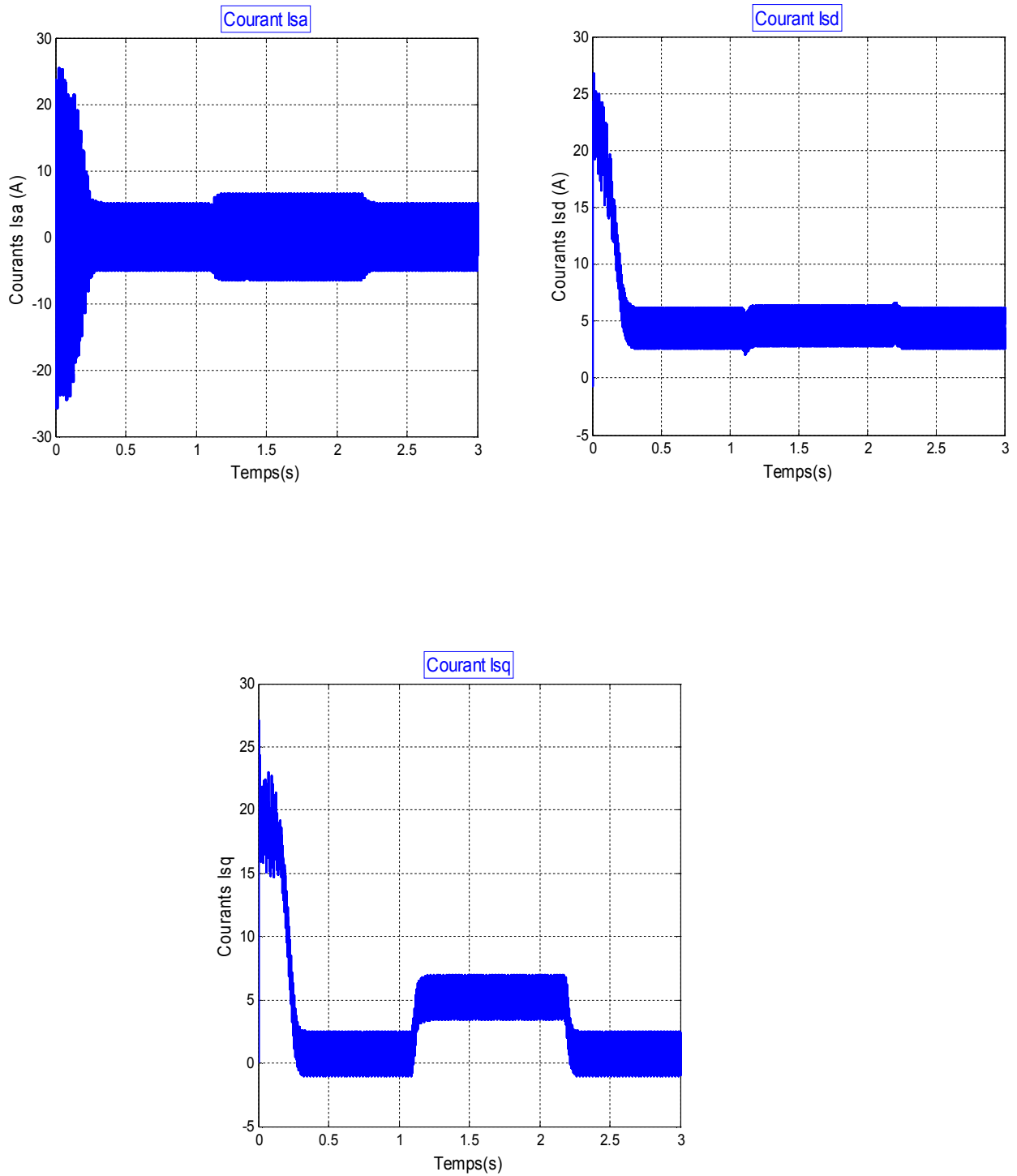


Figure II.16 Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur( vitesse, couple, flux rotorique).



**Figure II.17 :** Résultats de simulation du démarrage à vide de l'association MAS-onduleur courant ( $I_{sa}, I_{sq}, I_{sd}$ ).

### **.II.8.4 Interprétation des résultats**

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 continue 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.9 Conclusion**

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

Dans la deuxième partie, nous avons présenté et modélisé l'association convertisseur-moteur asynchrone en vue de l'étude de ses performances, l'onduleur étant contrôlé par la stratégie triangulo- sinusoïdale.

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.

Dans la plupart des entraînements utilisant ce genre de moteur, une perturbation influe considérablement sur la vitesse d'entraînement, donc sur la grandeur à commander. Ceci rend le fonctionnement en boucle ouverte très fragile, ne répondant pas aux exigences d'un entraînement à vitesse constante. Ceci est dû au fort couplage entre les enroulements du moteur.

Pour remédier à cette difficulté et rendre le modèle de la machine simple et découplé, nous appliquons à cette dernière une commande à flux orienté.

# Chapitre III

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre, on va voir l'influence des défauts rotoriques sur le contrôle à flux orienté de la machine asynchrone.

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi, toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor. Pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage entre le couple et le flux.

Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe direct du repère  $(d, q)$ [22].

### III.2. Choix du référentiel

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère  $(d, q)$  et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant [23].

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple selon ce choix. Dans ces conditions si on choisit :

- ❖ Référentiel lié au flux statorique
- ❖ Référentiel lié au flux rotorique





III.4. Principe de Fonctionnement

Le principe d'orientation dans la machine asynchrone consiste à placer le référentiel (d – q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d), comme le montre le schéma suivant [24]

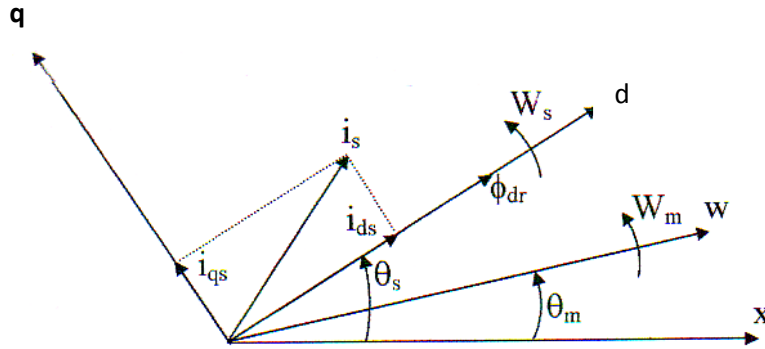


Figure III.3 : Schéma de Principe d'orientation du flux rotorique.

D'où

$$\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0 \tag{III.1}$$

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \phi_{dr} . i_{qs} \tag{III.2}$$

Le modèle donné par l'expression suivante se simplifie et devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{ds} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left[ R_s \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 . R_r \right] I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} . U_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \left[ -\omega_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left[ R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_s \right] I_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_r \omega_m + \frac{1}{\sigma L_s} . U_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{MR_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2 M}{L_r j} i_{ds} \phi_r - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \end{cases} \tag{III.3}$$

Avec :  $\omega_s = \omega_m + \frac{MR_r}{L_r \phi_r} . i_{qs}$  (III.4)

$$\omega_g = \frac{MR_r}{L_r \phi_r} i_{qs} \tag{III.5}$$

Après la transformation de Laplace. On a

$$\phi_r = \frac{M}{1 + \frac{L_r}{R_r} . S} i_{ds} \tag{III.6}$$

Et  $C_{em} = \frac{pM}{L_r} . \phi_r . i_{qs}$  (III.7)

### III.4.1 Principe de la commande vectorielle

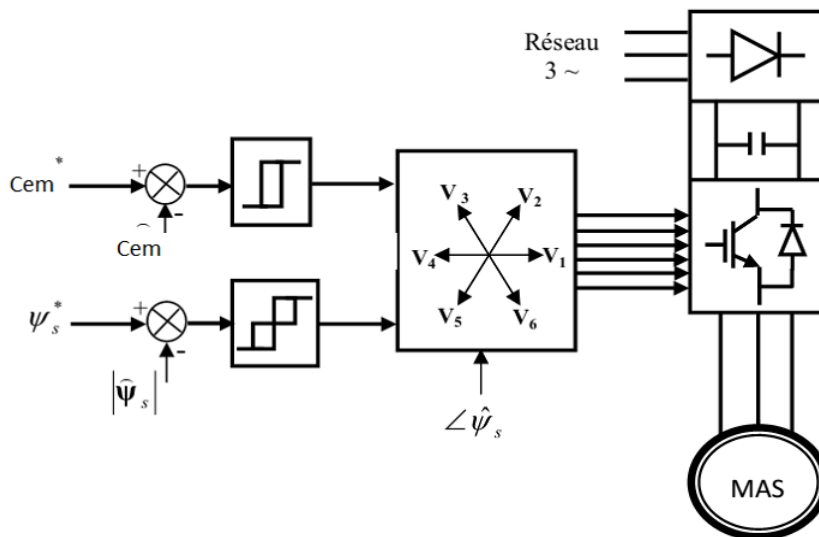


Figure III.4 :Schéma de principe de la commande DTC

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitations séparées. Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple.

Notre objectif c'est d'orienter le flux, donc on souhaite qu'il n'ait qu'une composante suivant l'axe "d" par exemple, il faut alors annuler la composante du flux  $r_q \Phi$  suivant l'axe "q". C'est bien le rôle de la commande par flux orienté.

### III.5. Description de la commande vectorielle indirecte et directe

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

#### III.5.1. Commande indirecte

Dans cette méthode, le flux n'est ni mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'auto pilotage, en se référant à la deuxième équation du système.

En revanche, l'inconvénient de l'estimation indirecte du flux, c'est que sa précision est affectée par la variation de la résistance rotorique due à la variation de la température, ainsi qu'à la saturation dans le régime transitoire. Il apparaît d'emblée, que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique  $T_r$  se répercute directement sur les grandeurs estimées. Dans ce qui suit, on se limite à l'étude de la commande vectorielle indirecte et directe [25].

#### III.5.2. Commande directe

La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs (rarement), dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, ...). Ces capteurs sont donc proscrits et on a recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables (modèle de la machine).

A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le « sens physique » et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps entre deux commutations très court [26].

Nous utilisons le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux. La procédure est d'intégrer les équations suivantes :

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (M i_{ds} - \phi_r) \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Et } \omega_s = \omega_m + \frac{MR_r}{L_r \phi_r} i_{qs} \quad (\text{III.9})$$

Le module du flux rotorique et le couple électromagnétique seront contrôlés par des régulateurs du type PI, alors que la pulsation de glissement est directement calculée par l'équation :

$$\omega_g = \frac{L_m R_r}{L_r \phi_r} i_{qs} \quad (\text{III.10})$$

En tenant compte de l'alimentation en tension de la MAS, les équations des tensions statoriques sont obtenues à partir de l'équation:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \quad (\text{III.11})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \quad (\text{III.12})$$

Pour éviter le couplage entre les deux équations, on fait appel à une méthode de compensation qui consiste à faire la régulation en négligeant les termes de couplage. Afin d'obtenir les tensions de référence, les termes de couplage sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courant .

Les termes de couplage sont définis de sorte que les tensions restantes soient en relation de premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. D'où, les tensions à la sortie des régulateurs, les tensions de couplage ainsi que les tensions de référence :

$$V_{ds}^r = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \quad (\text{III.13})$$

$$V_{qs}^r = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt}$$

$$V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s i_{qs} \quad (\text{III.14})$$

$$V_{qs}^c = \frac{M}{L_r} \phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds}$$

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad (\text{III.15})$$

$$V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c$$

La pulsation  $\omega_s$  est nécessaire pour la transformation de Park, elle est calculée par l'expression suivante :

$$\omega_s^* = \omega_m + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \phi_r} \cdot i_{qs} \quad (\text{III.16})$$

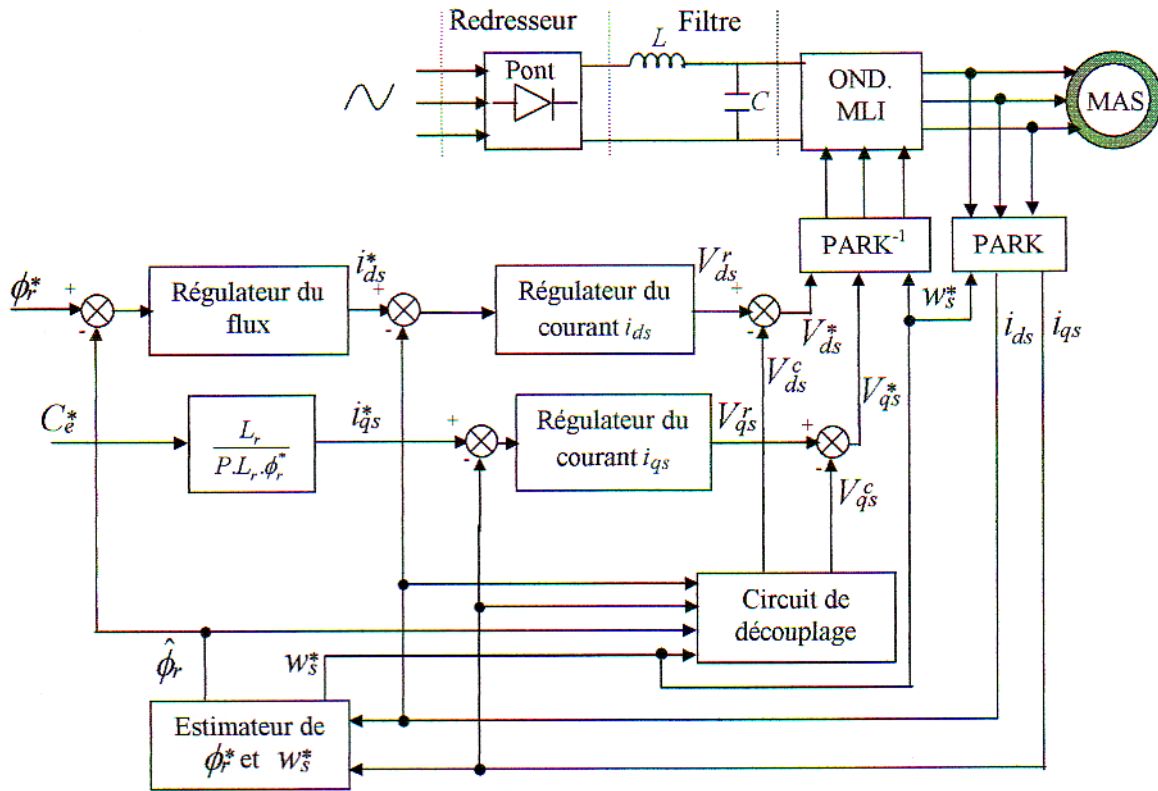


Figure III.5 : Configuration du système et schéma de principe de la commande vectorielle direct

### III.6. Estimation de la position et l'amplitude du flux rotorique

Pour contrôler le régime dynamique ,on doit connaître la position et l'amplitude du flux rotorique.

#### III.6.1. Estimation de la position

d' après la relation

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{qr} &= \frac{L_m R_r}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - \omega_g \phi_{dr} \end{aligned} \right. \quad \text{on sait que} \quad \begin{cases} \Phi_{rq} = 0 \\ \Phi_{rd} = \Phi_r = cst \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{aligned} 0 &= \frac{L_m R_r}{L_r} I_{qs} - \omega_g \phi_{dr} \end{aligned} \right. \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{aligned} \omega_g &= \omega_s - \omega_r \end{aligned} \right.$$

On obtient

$$\omega_s = \omega_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{I_{qs}}{\phi_r} \quad (\text{III.17})$$

$$\text{avec} \quad \omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s \quad (\text{III.18})$$

$$T_r = \frac{L_r}{Rr} \quad (\text{III.19})$$

$$\omega_g = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{I_{qs}}{\phi_r} \quad (\text{III.20})$$

$$\frac{d}{dt} \theta_s = \omega + \frac{L_m}{T_r \phi_r} I_{qs} \quad (\text{III.21})$$

Pour déterminer la position, consiste à intégrer l'équation(III.21).

### III.6.2. Estimation de l'amplitude

D'après la relation (III-3)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \end{array} \right. \quad \text{Avec} \quad \begin{array}{l} \phi_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} = \phi_r = cst \end{array}$$

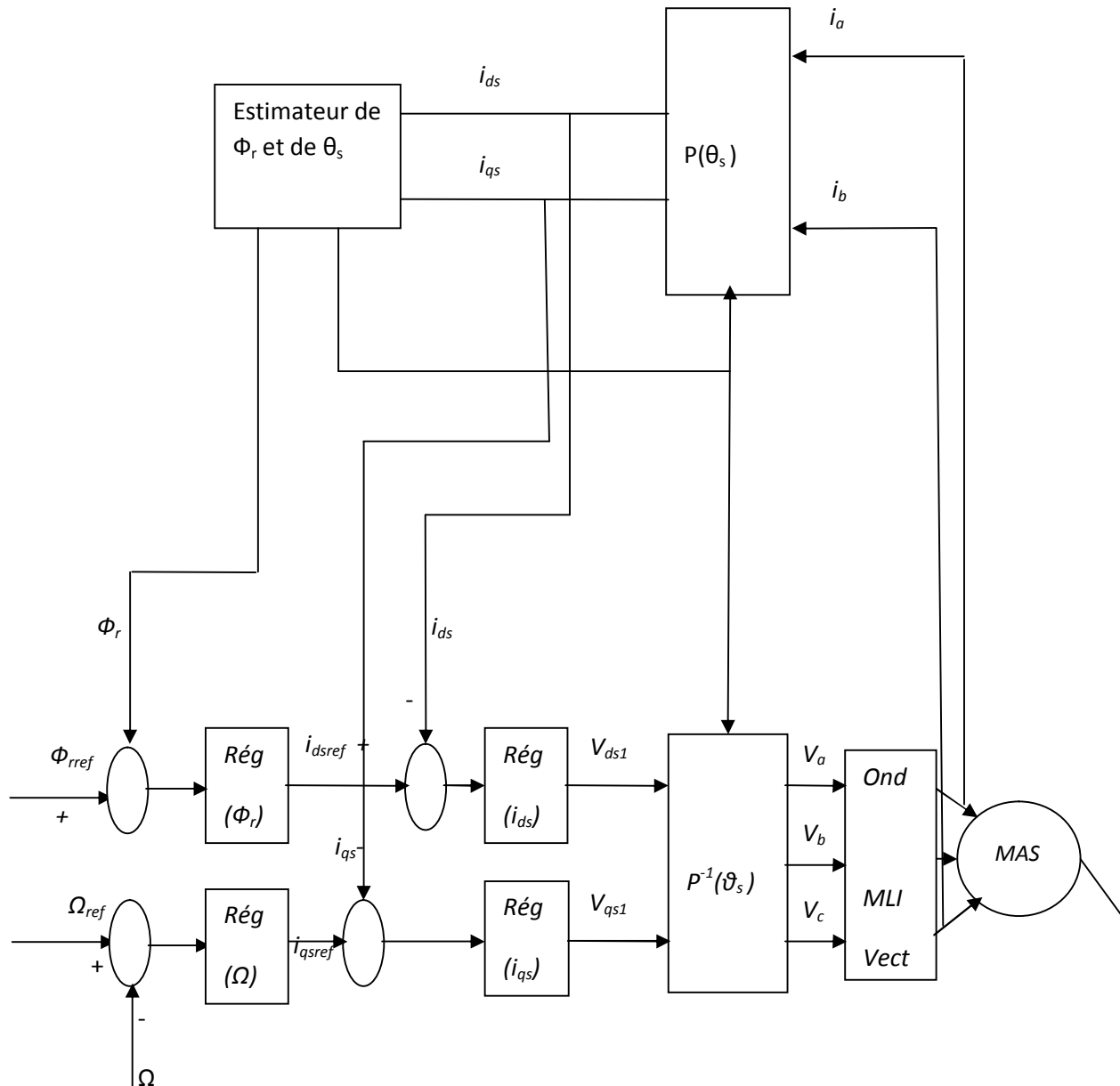
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds} - \phi_r) \end{array} \right. \quad \text{On pose} \quad T_r = \frac{L_r}{Rr}$$

On obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_r = T_r (L_m i_{ds} - \phi_r) \end{array} \right.$$

Pour déterminer l'amplitude, consiste à intégrer l'équation.

Les deux équations montrent que la position dépend du courant  $I_{qs}$  et l'amplitude du flux dépend du courant  $I_{ds}$



**Figure III.6:** Schéma synoptique de la commande directe par orientation du flux rotorique utilisant un estimateur du flux et du couple

### III.7. Les regulateurs

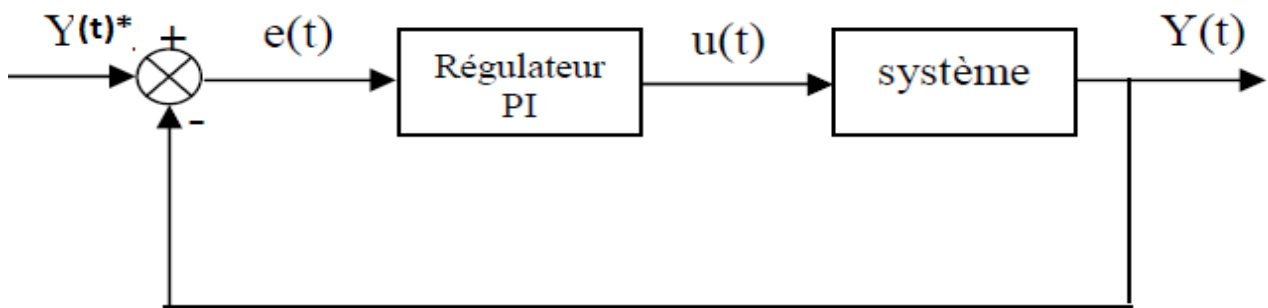
Le régulateur PI est une mise en parallèle de deux actions : proportionnelle et intégrale. Nous nous intéresserons à la régulation de vitesse [27]. en supposant que l'orientation du flux est établie, c'est-à-dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant

statorique  $i_{qs}$  et que le flux rotorique est constant. Cette hypothèse nous permet d'exprimer le couple comme suit :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rréf} i_{qs} = K_e i_{qs} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$K_e = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{rréf}$$



**Figure III.7:** Représentation générale de la régulation par (PI)

### III.7.1. Calcul des paramètres des régulateurs pi

La machine étant découplée selon deux axes d et q, la régulation sur chacun des deux axes est faite par deux boucles, l'une interne plus rapide qu'une autre externe.

### III.7.2. Régulateur du courant ( $I_{qs}$ ), ( $I_{ds}$ )

Le régulateur des courants en quadratique ( $I_{qs}$ ) et en direct ( $I_{ds}$ ) permet de fournir les tensions  $V_{qs}^r$  et  $V_{ds}^r$  nécessaire pour maintenir le couple de référence et le flux à sa valeur de référence respectivement. Les fonctions de transfert sont données par :

$$\frac{i_{qs}}{V_{qs}^r} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.23})$$



$$\text{Et} \quad \frac{i_{ds}}{V_{ds}^r} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.24})$$

Les fonctions de transfert en boucle fermée et la suivante :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(k_{pq}s + k_{iq}) \cdot \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pq}}{\sigma L_s}s + \frac{k_{iq}}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.25})$$

$$\text{Et} \quad \frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \cdot \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s}s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.26})$$

Les équations caractéristiques sont du deuxième ordre, donc en imposant deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative  $s_{1,2} = \rho(-1 + j)$  ; d'où :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{III.27})$$

Par identification, nous obtenons :

$$k_{in} = 2\sigma L_s \rho^2 \quad (\text{III.28})$$

$$\text{Et} \quad k_{pn} = 2\rho \cdot \sigma L_s - R_s \quad (\text{III.29})$$

Sachant que l'indice "n" représente les repères (d, q) de la transformée de Park.

### III.7.3. Régulateur du flux

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additives[28].

D'après l'équation de la MAS on obtient :

$$\frac{\phi_r}{i_{ds}} = \frac{L_m \frac{R_r}{L_r}}{\frac{R_r}{L_r} + s} \quad (\text{III.30})$$

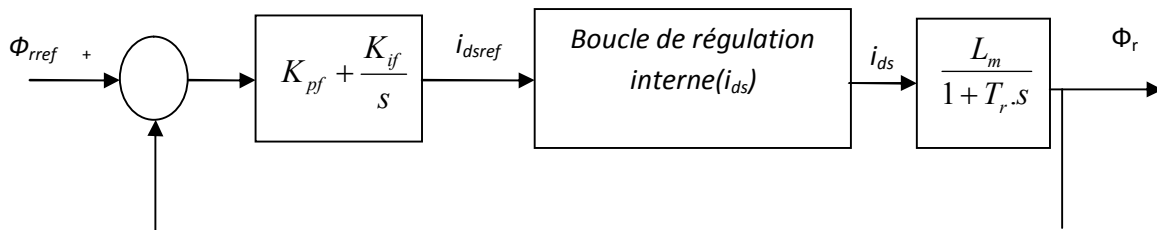
La fonction de transfert en boucle fermée est

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{(k_{p\Phi}s + k_{i\Phi})L_m \frac{R_r}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r}{L_r}(1 + L_m \cdot k_{p\Phi})s + \frac{R_r \cdot L_m \cdot k_{i\Phi}}{L_r}} \quad (III.31)$$

De la même manière que les courants précédant et par identification on obtient les paramètres du régulateur

$$k_{i\Phi} = \frac{2 \cdot L_r \cdot \rho^2}{R_r \cdot L_m} \quad (III.32)$$

Et 
$$k_{p\Phi} = \frac{1}{L_m} \left( \frac{2 \cdot L_r \cdot \rho}{R_r} - 1 \right) \quad (III.33)$$



**Figure III.8:** Boucle de régulation du flux  $\Phi_r$

### III.7.4. Régulation de la vitesse $\Omega$

Le temps de réponse de la boucle externe doit être plus important que celui de la boucle interne car il faut, que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence. On prend donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant [29].

En insérant un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$F_{reg\Omega} = K_{p\Omega} \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{s}}{s} \quad (III.34)$$

En considérant le courant  $i_{qs}$  parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe est la suivante :

$$F_{\Omega r} = K_{p\Omega} \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{s} \cdot \frac{K_e \cdot i_{qs}}{J \cdot s + f_1} \quad (\text{III.35})$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles, on aura :

$$\frac{f_1}{J} = \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \quad (\text{III.36})$$

La fonction de transfert ainsi simplifiée est :

$$F_{\Omega r} = \frac{K_e \cdot K_{p\Omega} \cdot i_{qs}}{J \cdot s} \quad (\text{III.37})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera alors :

$$F_{\Omega r(\text{fermée})} = \frac{1}{1 + \frac{J}{K_e \cdot K_{p\Omega} \cdot i_{qs}} \cdot s} \quad (\text{III.38})$$

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$\tau_{\Omega} = 50 \cdot \tau = \frac{J}{K_e \cdot K_{p\Omega}} \Rightarrow \begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \\ K_{i\Omega} = \frac{K_{p\Omega} \cdot f_1}{J} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit sur la figure III.9

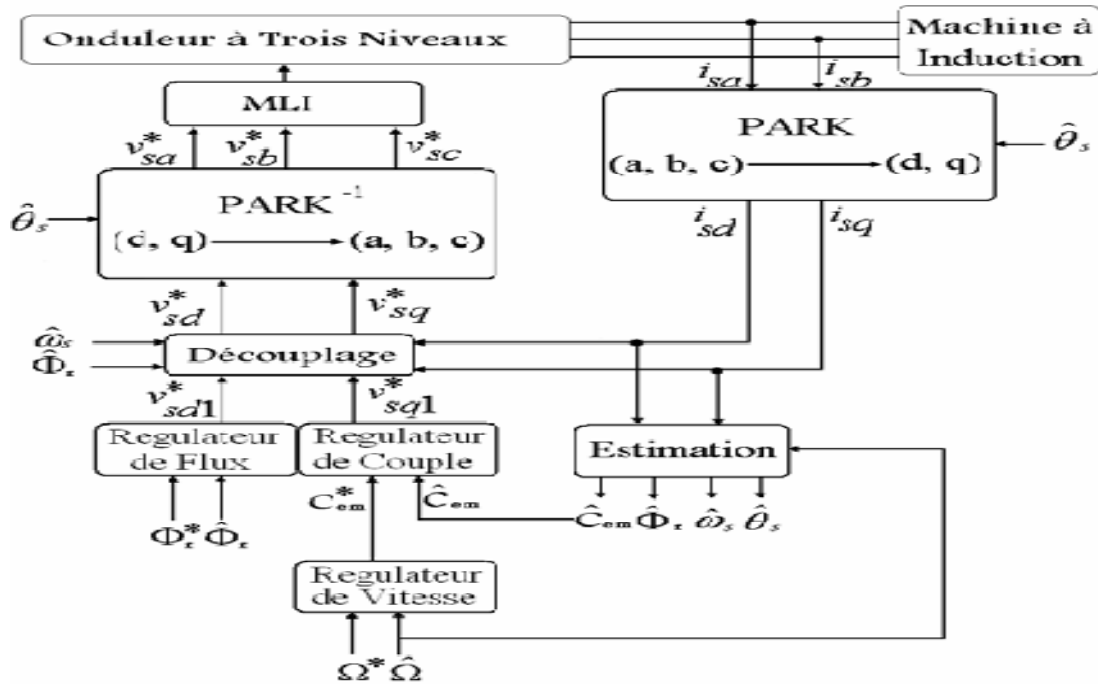


Figure III.9: Schéma en boucle fermée d'un régulateur de vitesse.

### III.8. Découplage

Aligner le vecteur du flux sur l'axe « d » :

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{PL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} = K \phi_r i_{qs} \tag{III.40}$$

Nous pouvons donc orienter le flux de trois façon :

❖ Soit le flux rotorique avec les conditions :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0 \tag{III.41}$$

❖ Le flux statorique tel que :

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad ; \quad \phi_{qs} = 0 \tag{III.42}$$

❖ Ou le flux d'entrefer avec :

$$\phi_{dg} = \phi_g \quad ; \quad \phi_{qg} = 0 \quad (III.43)$$

### III.8.1. Découplage des équations

On va chercher une loi de découplage entre  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante  $i_{qs}$  et le flux par la composante  $i_{ds}$ . En effet la 3<sup>ème</sup> équations du système (III.3) montre que l'action sur  $\phi_r$  à travers  $i_{ds}$  se fait avec la constante de temps  $T_r$ , par conséquent . il est plus commode de contrôler le couple électromagnétique en maintenant le flux  $\phi_r$  constant et en agissant sur le courant  $i_{qs}$  dont l'action est directe (cinquième équation du système (III.3)). Compte tenu des interactions entre  $\phi_r$  et  $i_{qs}$  il devient nécessaire d'effectuer le découplage des équations.

D'après le système (III.3) nous avons les deux équations statoriques suivantes :

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} = V_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} \\ \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} = V_{qs} - \omega_s \left[ \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \phi_r \right] \end{cases} \quad (III.44)$$

Pour découpler le système d'équations ci-dessus, on ajoute à  $V_{ds}$  la quantité  $(\sigma L_s \omega_s i_{qs})$ , et on retranche de  $V_{qs}$  les quantités  $(\sigma L_s \omega_s i_{ds})$  et  $\{\omega_s L_s (1-\sigma) i_{ds} / (1+T_r s)\}$

Le système précédent devient :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (III.45)$$

Ces équations peuvent être schématisées par la figure suivante :

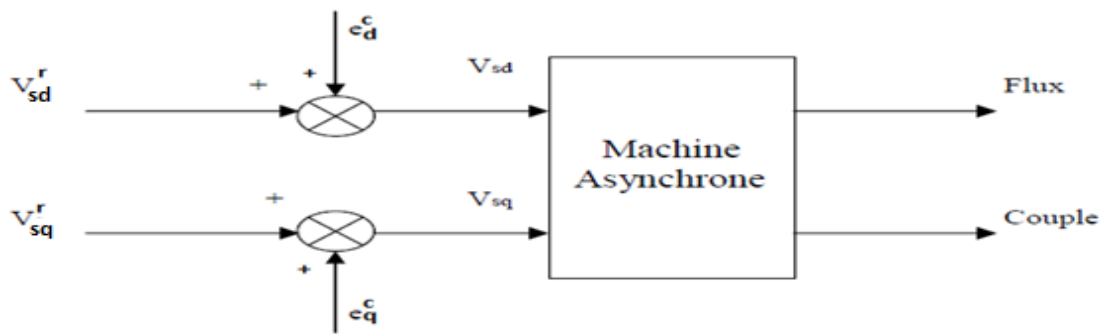


Figure III.10: Représentation du découplage

III.9.Simulation de l'association: Commande vectorielle – MAS

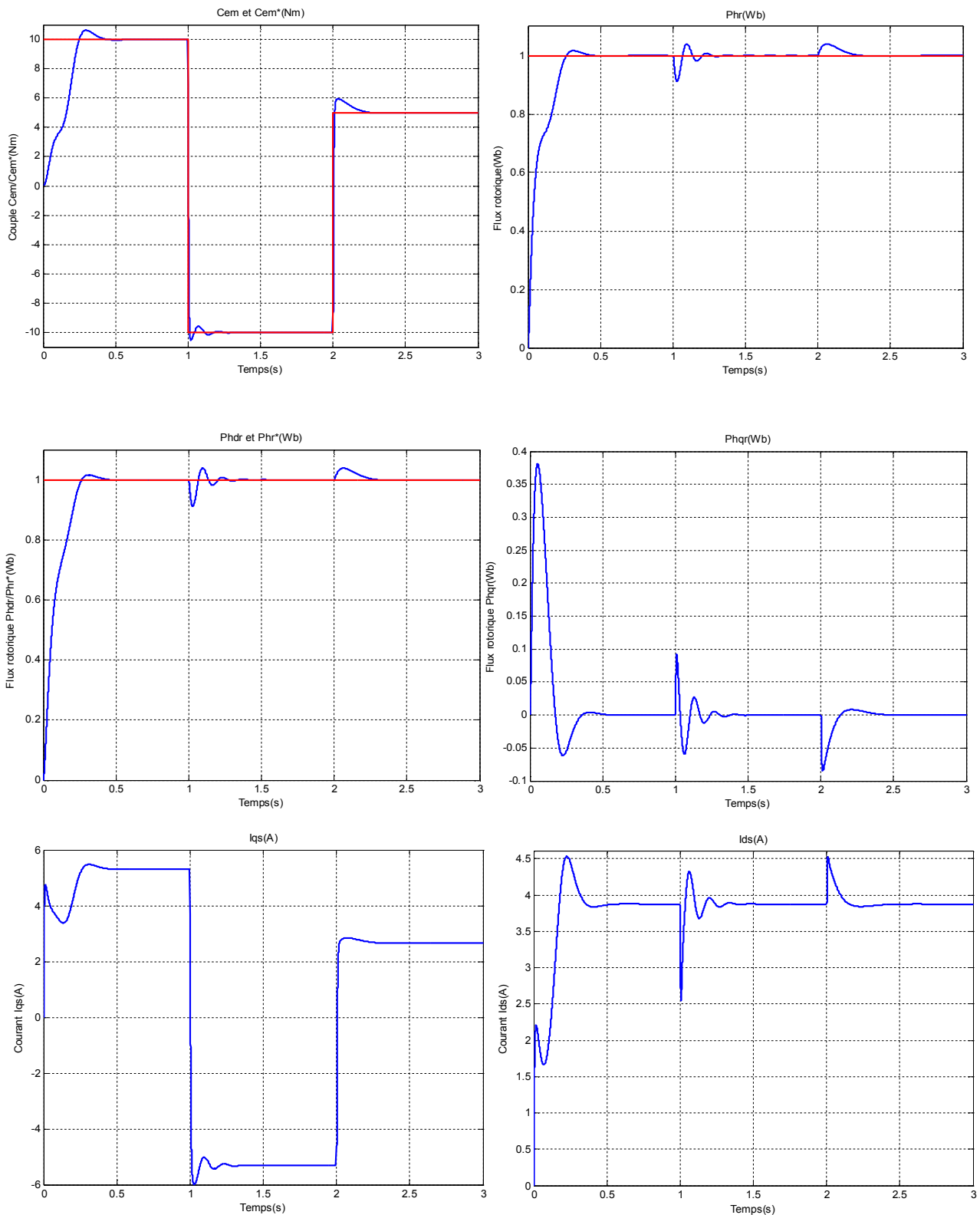


Figure. III-11 : Résultats de simulation pour le découplage du couple ( $Cem$ ) et du flux rotorique ( $\Phi_r$ ).

III.10. Simulation de l'association: Commande vectorielle - Onduleur – MAS

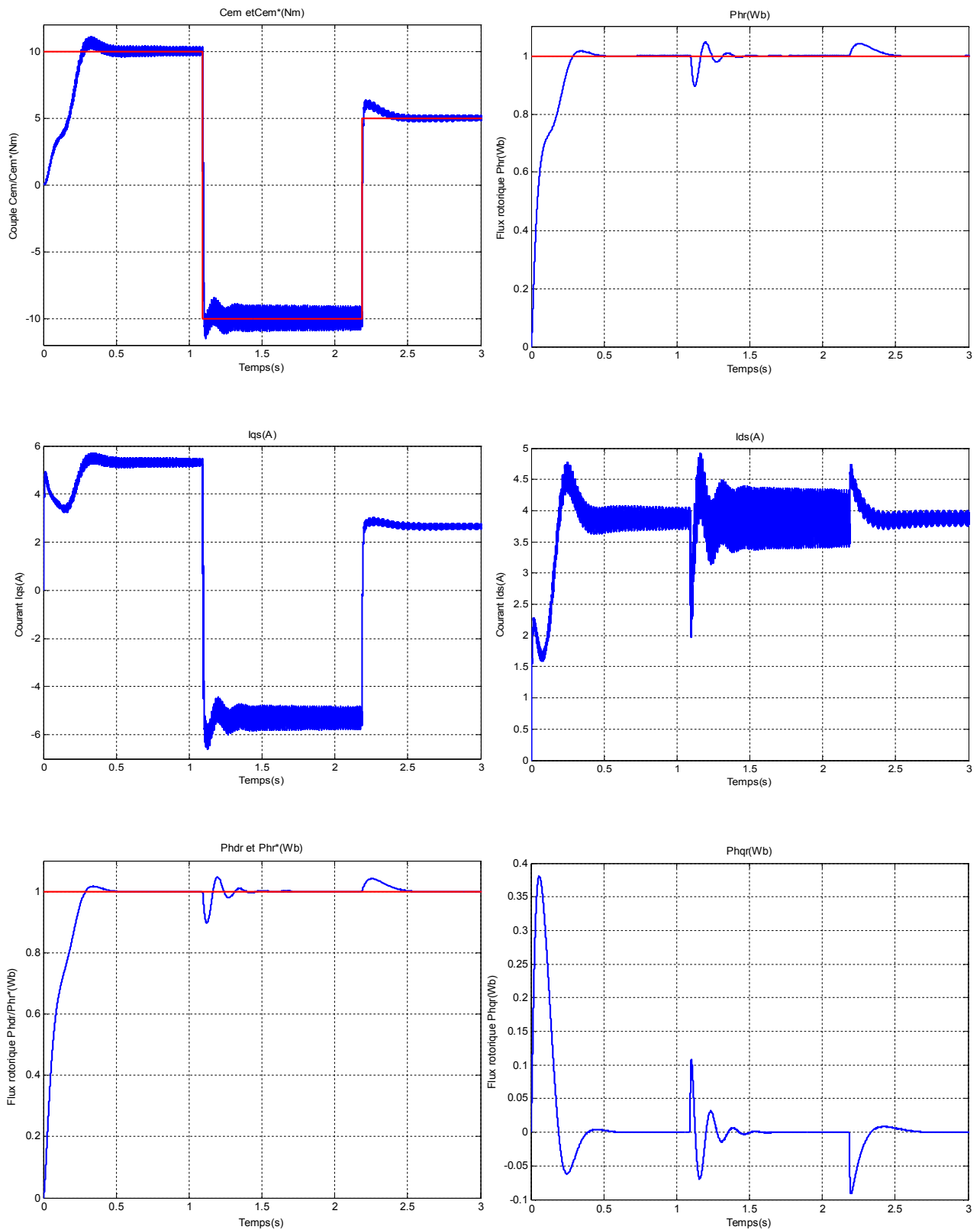


Figure. III-12 :Résultats de simulation pour le découplage du couple ( $C_{em}$ ) et du flux rotorique ( $\Phi_r$ ).



III.11. Commande indirecte par orientation du flux rotorique avec réglage de la vitesse

Dans cette méthode, le flux n'est ni mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'auto pilotage, En revanche, l'inconvénient de l'estimation indirecte du flux, c'est que sa précision est affectée par la variation de la résistance rotorique due à la variation de la température, ainsi qu'à la saturation dans le régime transitoire. Il apparaît d'emblée, que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique  $T_r$  se répercute directement sur les grandeurs estimées. Dans ce qui suit, on se limite à l'étude de la commande vectorielle indirecte et directe.

le schéma de la Figure 13, il s'agit tout d'abord d'exposer les mécanismes de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, associée à la machine asynchrone pour une alimentation en courant, issue des principes précédemment évoqués. On retrouve, tout d'abord, le bloc de transformation (modulation), qui permet le passage des référentiels  $(\alpha, \beta)$   $(d, q)$  après une rotation  $\theta_s$ .

La méthode indirecte est basée sur l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine., assure à tout instant que la vitesse  $\omega_s$  du référentiel d'axe  $d, q$  soit effectivement celle du champ tournant, L'intégration de cette équation fournit la position du flux .

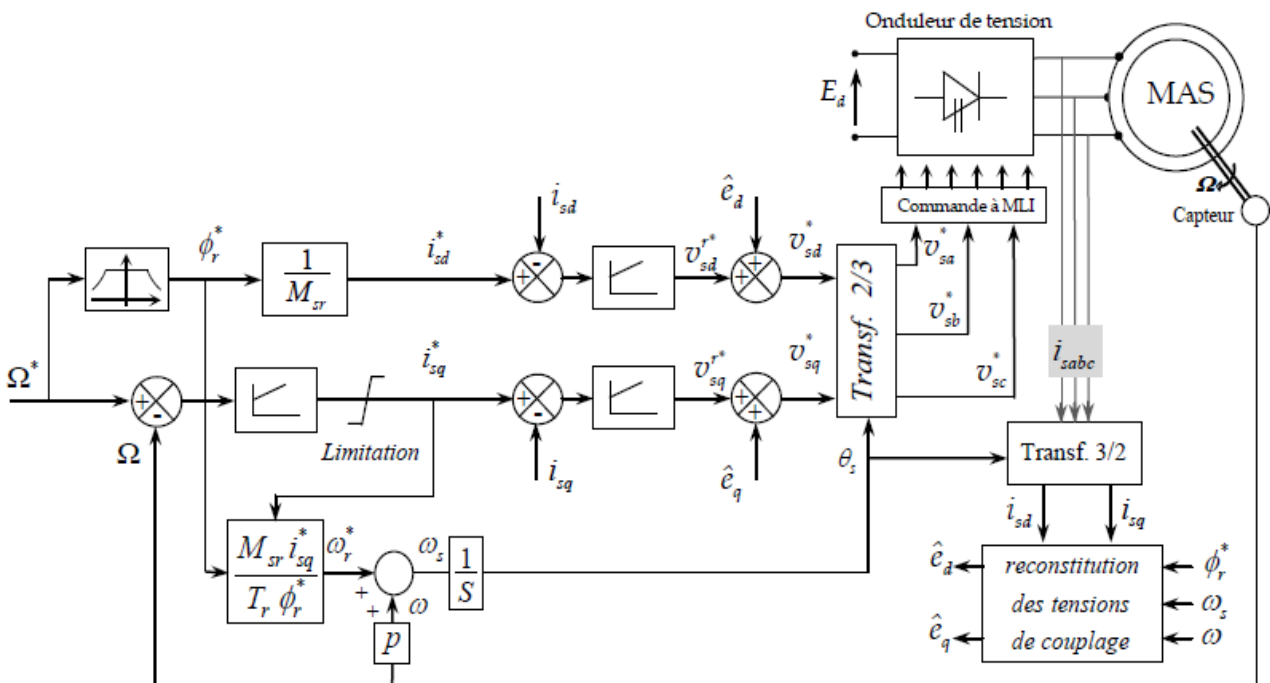


Figure. III.13 Schéma de principe de l'IRFOC.

**III.12. Comparaison entre les techniques directe et indirecte de la commande vectorielle**

L'application de la commande vectorielle dans le contrôle de la machine asynchrone est proposé selon deux formules : directe et indirecte. Dans la première formule, un capteur est installé dans la machine pour déterminer le module et la position du flux à orienter, pour les utiliser dans le calcul des tensions à imposer sur la machine. Dans la deuxième, la position du flux est estimée en fonction des paramètres de la machine, cette estimation nous donne l'avantage de contrôler le processus sans capteur du flux. Le problème dans cette méthode indirecte est étalé dans la variation des paramètres de la machine en fonction de la température (variation des résistances et de la constante du temps) et de la saturation de la machine (variation des inductances). Pour tenir en compte cette variation, des circuits de correction additionnels doivent être implantés dans le processus du contrôle.

Alors que, la commande directe, insensible à ces variations, nécessite l'installation des capteurs, avec leurs circuits de traitement et de filtrage, sensibles aux harmoniques et vibration de la machine au cours du fonctionnement. En plus, la modification de la géométrie de la machine est indispensable pour implanter ces capteurs.

III.13. Simulation de l'association : Commande vectorielle – MAS

III.13.1. Resultats de Simulation a vide :

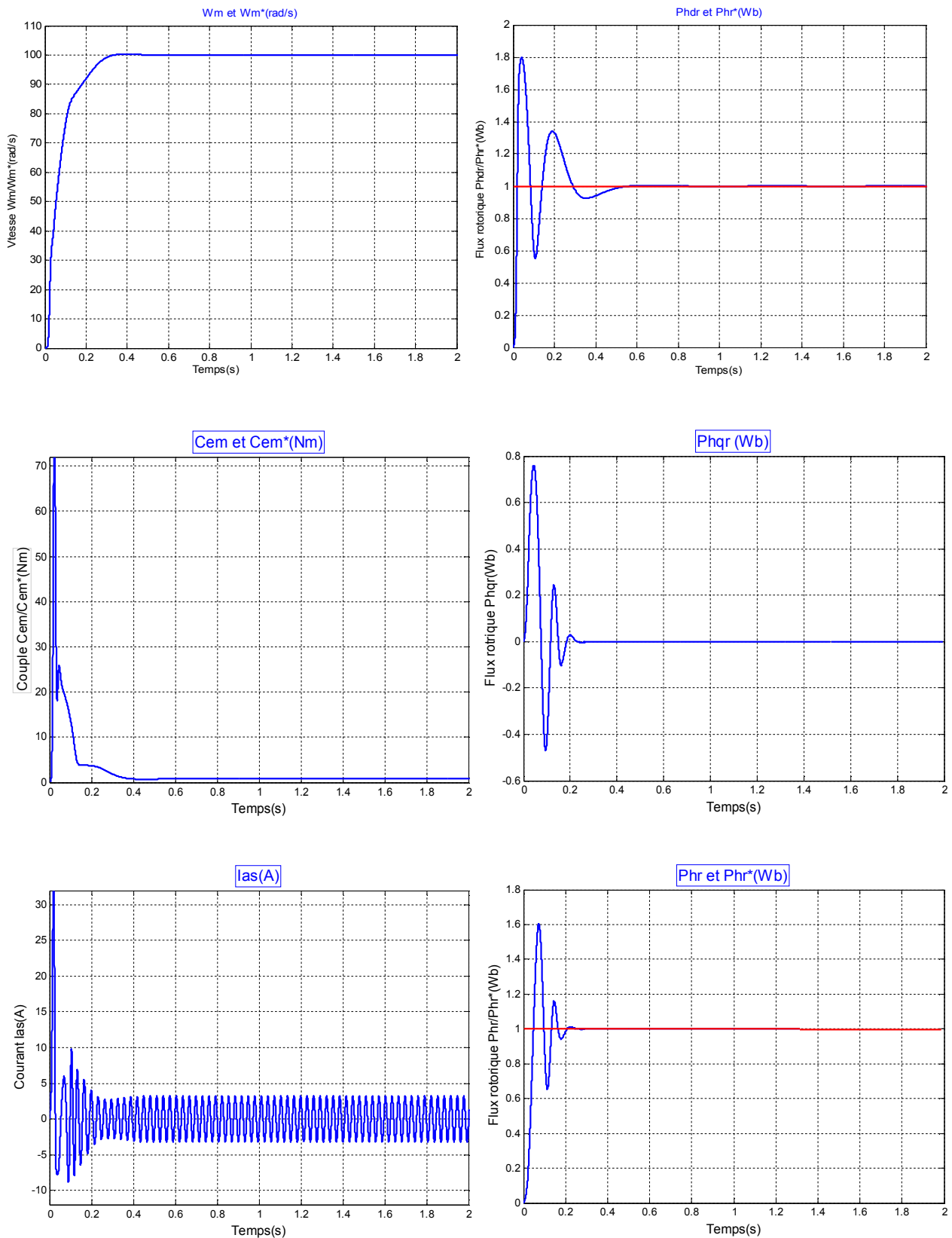


Figure. III-14 : Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) à vide.

III.13.2. Resultats de Simulation En charge

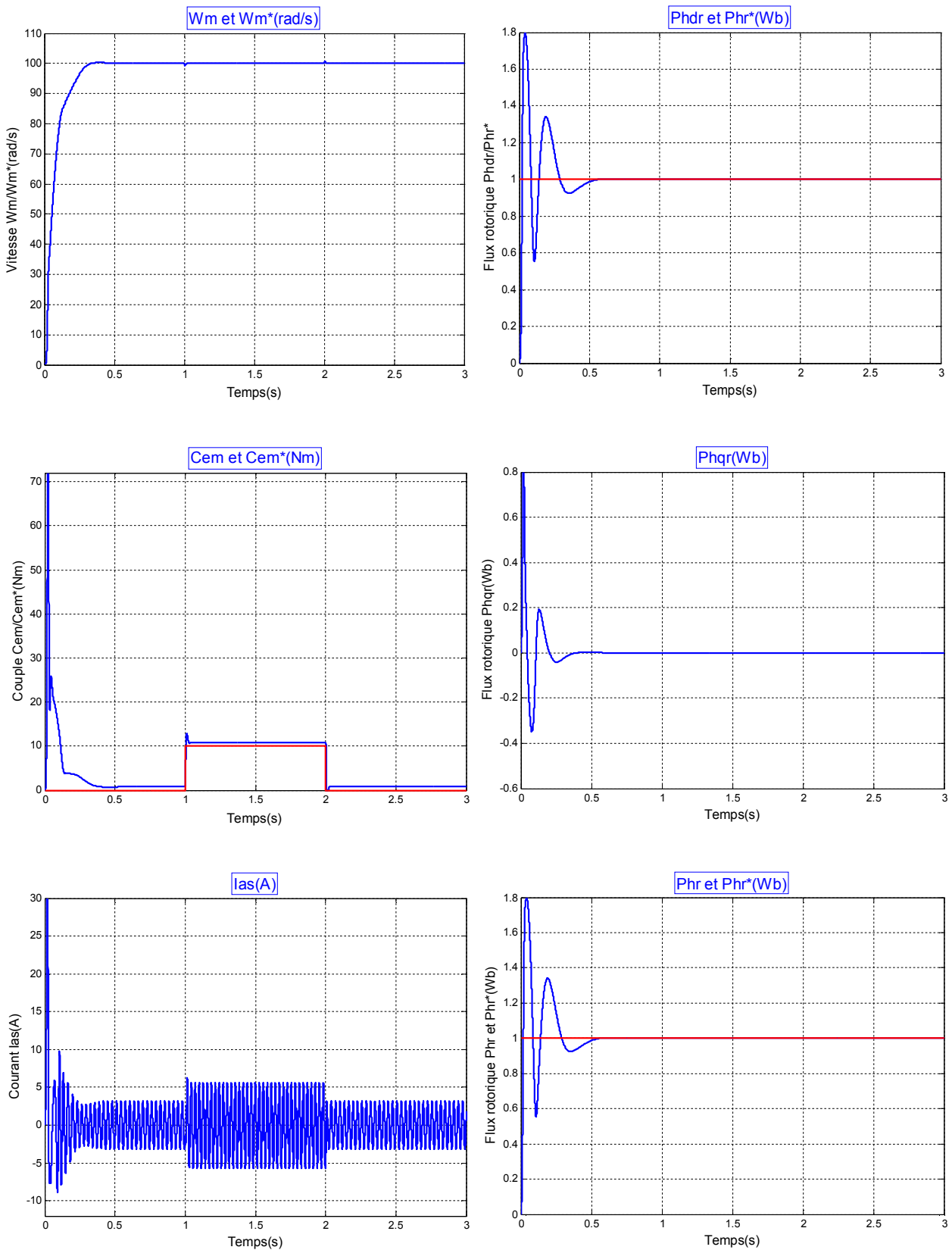


Figure. III-15 : Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour une variation du couple résistant ( $C_r$ ) de 10(N.m).

III.13.3. Resultats de Simulation avec changement de vitesse

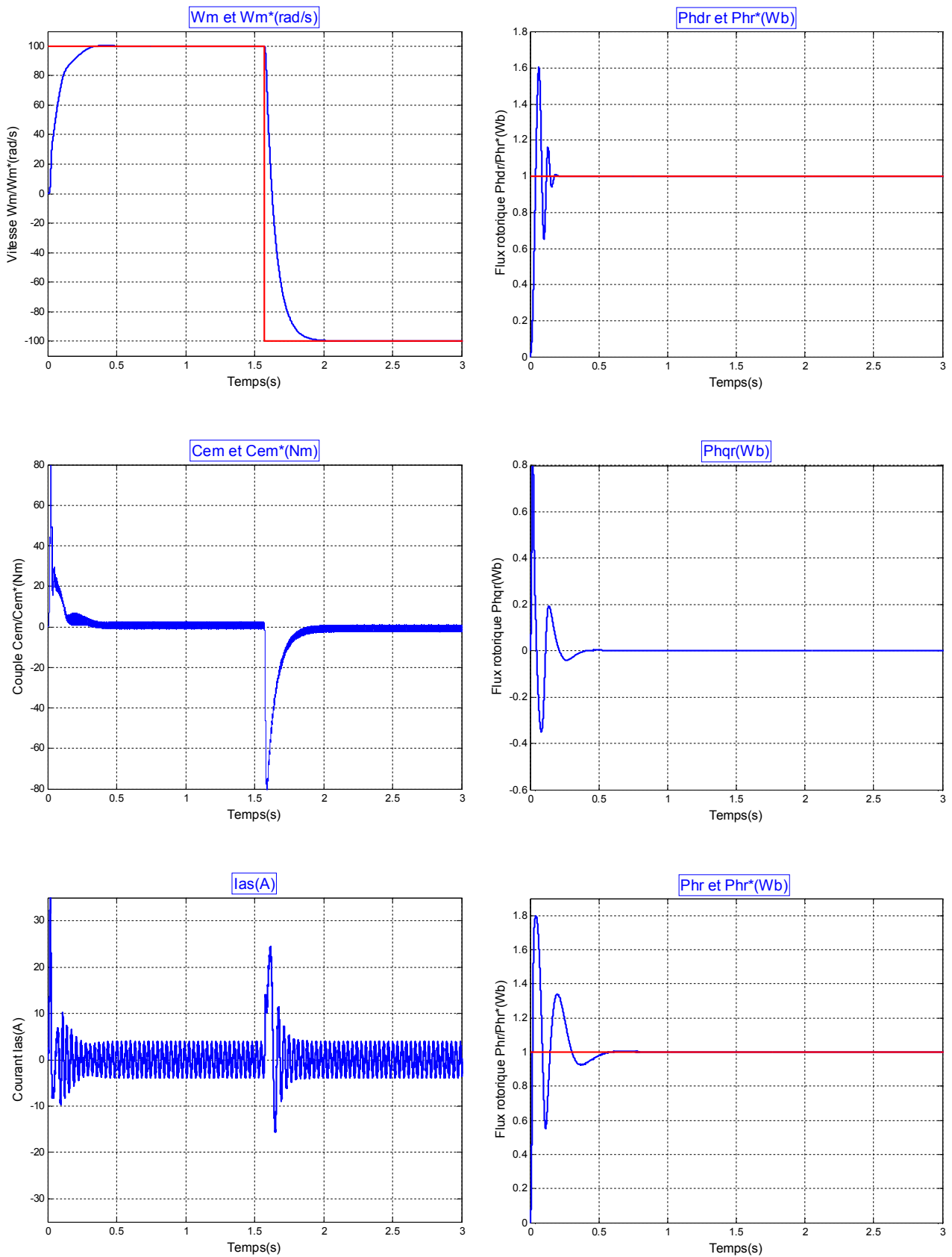


Figure III.16: Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour l'inversion de la vitesse de +100(rad/s) à -100 (rad/s).

III.14.Simulation de l'association : Commande vectorielle – MAS\_onduleur

III.14.1. Simulation a vide

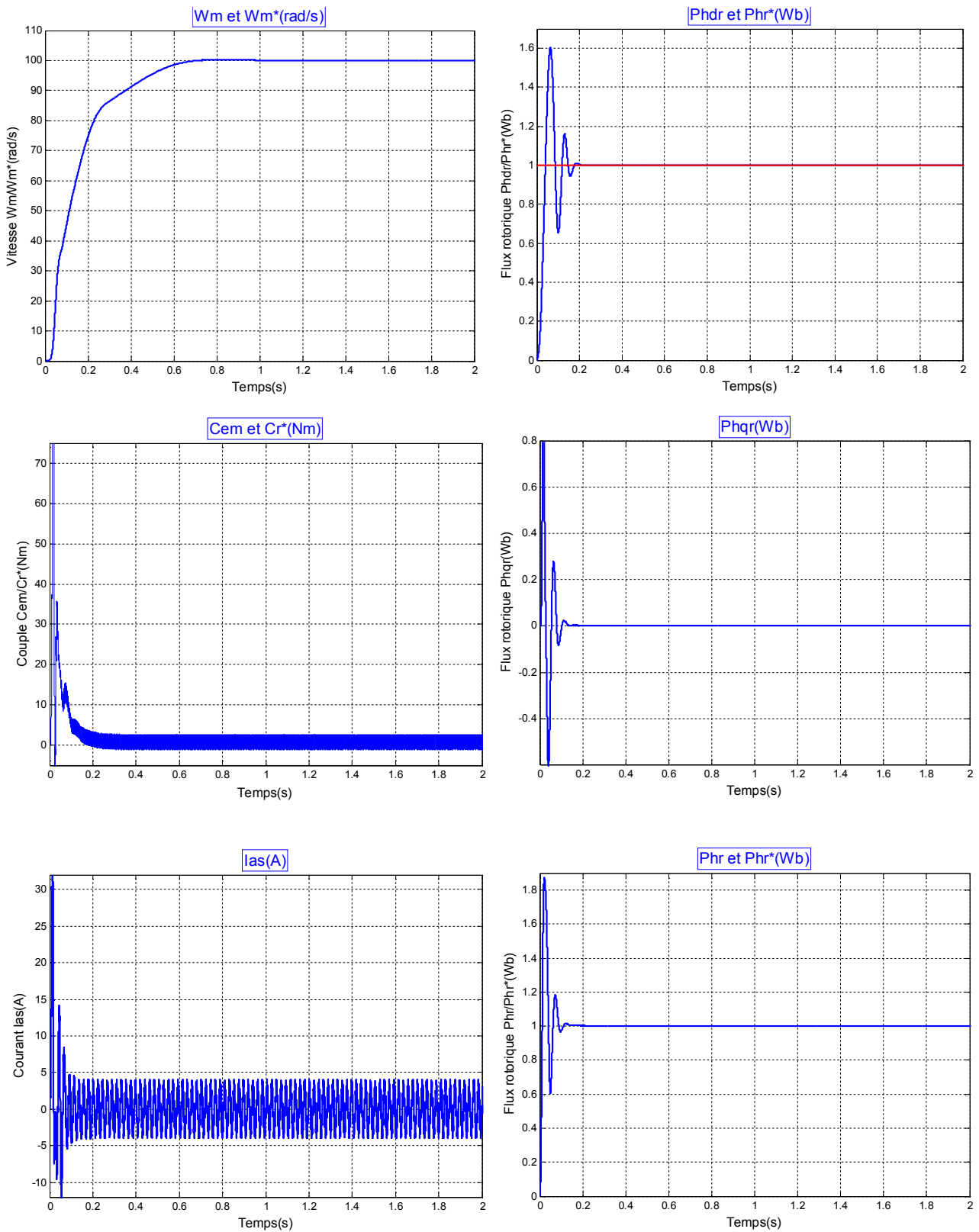


Figure. III-17 : Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) à vide.

III.14.2. Resultats de Simulation en charge

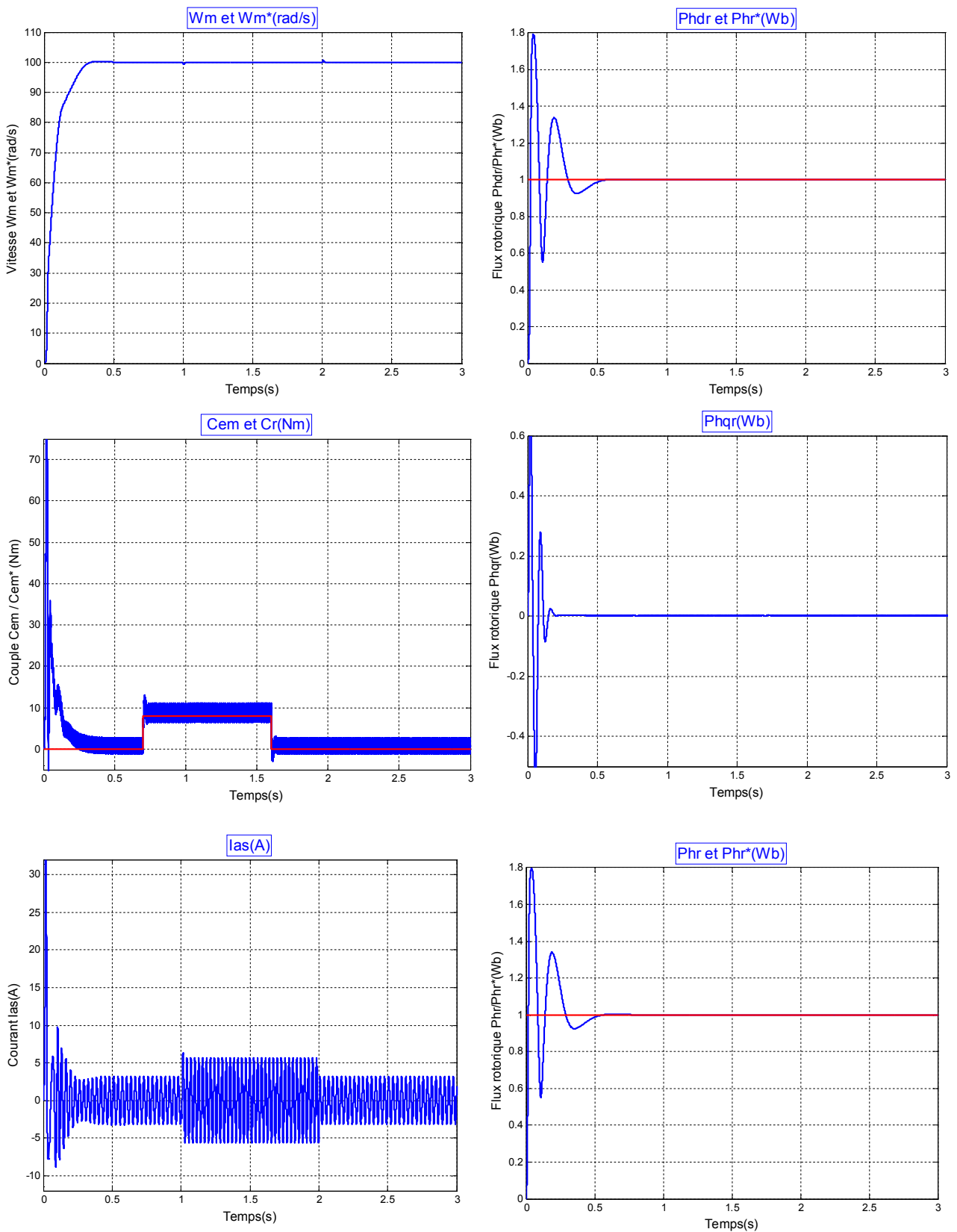


Figure III.18 : Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour une variation du couple résistant ( $C_r$ ) de 10(N.m).

III.14.3. Résultats de Simulation avec changement de vitesse

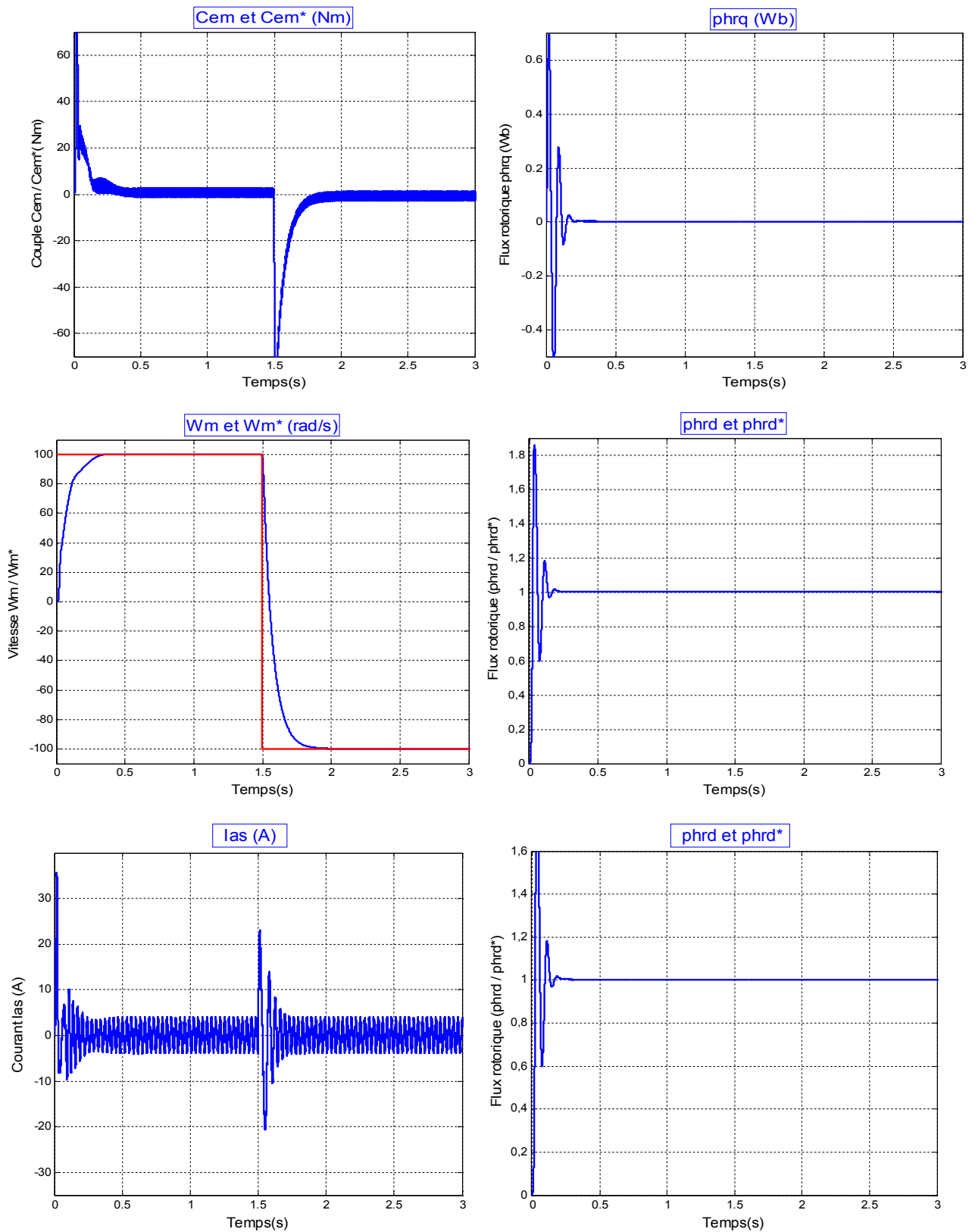


Figure. III.19 : Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour l'inversion de la vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s).



#### III.14. 4 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  $\Phi_{qr}$  est toujours nul et le flux  $\Phi_{dr}$  suit la référence imposée par le bloc de défluxage, le courant de ligne  $i_{as}$  à 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.15. Conclusion :

La commande directe du couple et la commande vectorielle à flux orienté sont les deux commandes les plus connues dans les commandes de machines alternatives et la comparaison est un peu délicate. On peut noter les remarques suivantes : la comparaison entre les deux réponses montre que la commande directe du couple offre une meilleure dynamique et une meilleure précision à l'établissement des grandeurs, ainsi que la dynamique du couple de la commande vectorielle à flux orienté reste toujours tributaire du correcteur PID courant.

En conclusion, La méthode d'orientation indirecte, basée sur le modèle inverse de la machine n'utilise pas de capteur de flux et devient plus intéressante que la méthode directe, tout en évitant les problèmes liés à l'utilisation du capteur. Nous avons abordé dans ce chapitre le développement mathématique de la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique (IRFOC), dans le cas d'une alimentation en tension à travers un onduleur commandé avec la technique MLI.

# Chapitre IV

### IV.1 INTRODUCTION

La techniques de commande à structures variables(CSV), connue par sa simplicité, sa rapidité et sa robustesse fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle consiste à changer la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis à vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hyper surface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre.

Afin de réduire ce phénomène, une technique qui consiste à faire des approximations continues de la fonction discontinue fut utilisée.

### IV.2.Historique de la commande par mode de glissement

Historiquement, la technique de la commande par mode de glissement a été élaborée durant les années 1950 et à été développée notamment par l'école russe (en Union Soviétique).

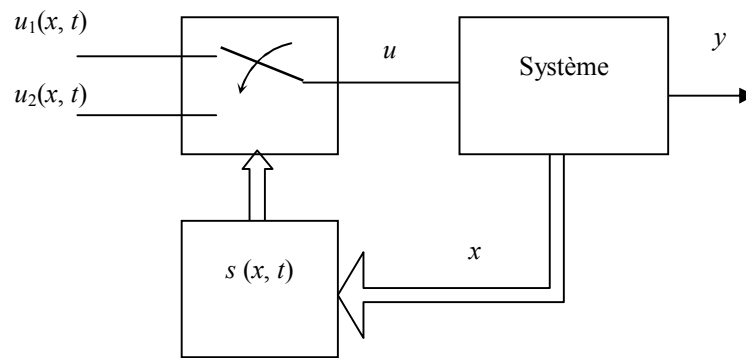
De puis, cette approche a constamment suscité l'intérêt de nombreux chercheurs et un grand nombre de travaux lui ont été consacrés. Une liste non exhaustive d'articles sur le mode de glissement est donnée par la bibliographie. Les résultats sont essentiellement de deux type : d'une part, ceux à caractère théorique dont le but est d'améliorer la méthode pour répondre à des performances spécifiques, et d'autre part ceux qui utilisent les résultats théorique déjà établis pour les appliquer à des situations pratiques [31].

### IV.3. Les systèmes à structures variables

Contrairement aux correcteurs classiques (P, PI, PID) où la commande est fixe. Les systèmes à structures variables possèdent une commande susceptible de commuter à tout instant d'une structure à une autre.

Le fait de changer de structure et de basculer de l'une à l'autre, permet de combiner les avantages de chacune d'elles, et mieux encore, de doter le système à structure variable de nouvelles propriétés, inexistantes au niveau de toutes les structures utilisées. Ainsi, un système asymptotiquement stable peut être obtenu à partir de structures instables. Cependant, le problème de commande qui en résulte dans ce cas se résume à la manière de déterminer les paramètres de chacune de ses structures et à définir la logique de commutation.

Le schéma représentatif de ce type de systèmes à structure variable est représenté à la figure (IV.1)



**Figure IV.1:** Aspect général d'une commande à structures variables

#### IV.4. Principe de la commande par mode de glissement

La commande des systèmes non-linéaire à structure variable est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix permettra à tout instant de commuter entre ces structures, en combinant les propriétés utilisées de chacune de ces structures afin d'avoir un comportement désiré du système global [32].

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 :

$$s(x_s) = 0 \quad (IV-1)$$

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

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + k_w w \quad (IV-2)$$

Telle que :

$x_s$  : Vecteur d'état du système à régler ;

$w$  : 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-2) devient :

$$-k_s^T x_s + k_w w = 0 \quad (\text{IV-3})$$

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

$$\begin{cases} (L_f + gU_{min} S) + (\delta s / \delta t) < 0 \\ (L_f + gU_{max} S) + (\delta s / \delta t) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Où  $L_f s$  est la dérivée lié à la quantité  $s$  suivants les champs de vecteur  $g$  telle que :

$$L_f s = \frac{\delta s}{\delta x} g \quad (\text{IV-5})$$

#### IV.5. Commande équivalent

Un vecteur de commande équivalente  $U_{eq}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.3) [33].

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n$  soit :

$$U(t) = U_{eq} + U_n$$

$U_{eq}$  correspond à la commande de linéarisation proposée par Fillipov et Utkin (commande équivalente), telle que la trajectoire de l'écart reste sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ .

La commande équivalente peut être interpréter comme la valeur moyenne (continue) que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

La commande équivalente  $U_{eq}$  est calculée en reconnaissant que le comportement dynamique durant glissement est décrit par :

$$S(x) = 0$$

La commande  $U_n$  est déterminée pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers la surface et satisfaite la condition de convergence  $S(x).S(x) < 0$

Lorsque le système de réglage fonctionne en mode de glissement idéal ; la grandeur de commande commute continûment et rapidement entre deux valeur  $u_{max}$  et  $u_{min}$ , avec fréquence de commutation infiniment grande et par conséquent la loi de commutation prend en tout temps la valeur nulle  $s(x_s) = 0$ .

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

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y = C_s^T x_s \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

Ou  $v$  représente la grandeur de perturbation.

Compte tenu des équations (IV-2) et (IV-6) on peut faire la transformation suivant :

$$\dot{s}(x_s) = -k_s^T \dot{x}_s + k_w \dot{w} = -k_s^T (A_s x_s + b_s u + b_{sv} v) + k_w \dot{w} = 0 \quad (\text{IV-7})$$

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

$$u_{eq} = -\frac{1}{b_s} (A_s x_s + b_{sv} v) + \frac{1}{k_s^T b_s} k_w \dot{w} \quad (\text{IV-8})$$

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  $u_{max}$  et  $u_{min}$ . Une condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donné par :

$$u_{min} \leq u_{eq} \leq u_{max} \quad (\text{IV-9})$$

#### IV.6. 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 les limites en posant

$$u_{eq} = u_{min} = u_{max}.$$

Pour une valeur de consigne fixe, le système (IV-4) se réduit à :

$$\begin{cases} L_f + g u S < 0 \\ s \rightarrow 0^+ \\ L_f + g u S > 0 \\ s \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (\text{IV-10})$$

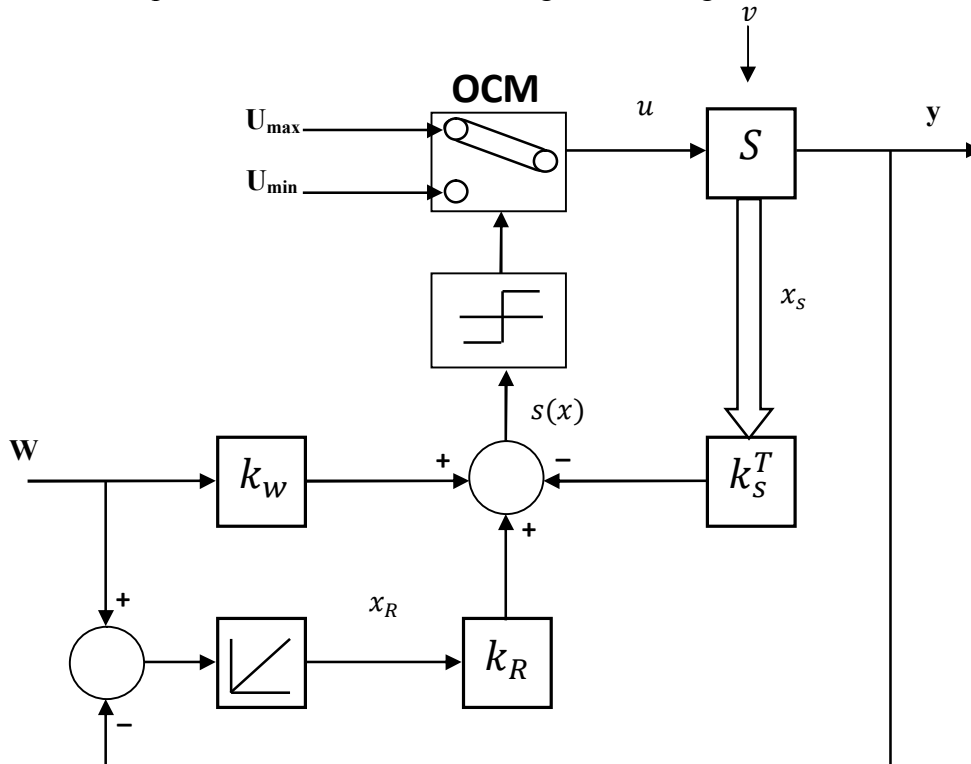
Le domaine de glissement peut être dimensionné pour un système linéaire dans la surface  $s$  est calculé par la méthode de placement de pôles.

**IV.7. Configuration avec loi des commutations par contre réaction d'état et régulateur intégrateur**

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + b u + b_v v + b_w w \\ y = c_s^T x_s \end{cases} \quad (IV-11)$$

La figure IV.2 montre la configuration d'un système de réglage à structure variable avec une loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur :



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

La loi de commutation peut alors être exprimé par :

$$s(x) = -k^T X + k_w w \quad (IV-12)$$

Telle que :  $X = \begin{bmatrix} x_s \\ x_R \end{bmatrix}$  : Vecteur d'état du système globale.

$k^T = \begin{bmatrix} k_s^T \\ -k_R \end{bmatrix}$  : Gaine de retour d'état globale.

Compte tenu de (IV-11), le *régulateur intégrateur* peut être décrit par l'équation différentielle

$$\dot{x}_R = \frac{1}{T_i} (w - y) = \frac{1}{T_i} (w - c_s^t x_s) = \frac{1}{T_i} (w - c^T x)$$

On peut alors réunir l'équation d'état différentiel du système à régler et celle du régulateur

intégrateur en un seul équation d'état de la forme  $\dot{x} = A x + b u + b_v v + b_w w$

On utilise l'équation (IV-6) on peut tirer la matrice A et les vecteurs b, b<sub>v</sub> et b<sub>w</sub> qui sont exprimés par

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

Où T<sub>i</sub> est la constante de temps d'intégration.

#### IV.8. Equation du système globale :

La grandeur de la commande équivalente est tirée à partir de (IV-11), (IV-12).

$$u_{eq} = -\frac{1}{K^T b} K^T (A x + b_v v + b_w w) + \frac{1}{K^T b} K_w \dot{w} \quad (IV-13)$$

Avec :  $K^T b \neq 0$  afin que  $u_{eq}$  prenne une valeur finie de plus la condition de (IV-09) pour qu'il y a une existence du mode de glissement [34].

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

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_w^* w + b_w^* \dot{w} \quad (IV-14)$$

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

Avec

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

#### IV.9. 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 [35].

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.

$$A_r T = T A$$

$$b_r = T b \quad (IV-15)$$

$$k_r^T = k^T T^{-1}$$



Avec  $T^T = [t_1^T, t_2^T, \dots, \dots, \dots, t_n^T]$

La loi de commutation de (IV-12) devient  $s(x_r) = -k_r^T x_r + k_w w$

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

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix}; b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}; k_r = \begin{bmatrix} k_{r1} \\ k_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ k_{rn} \end{bmatrix}$$

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:

$$t_i^t = [0, 0, \dots, \dots, \dots, 1] Q_c^{-1} \tag{IV-16}$$

Ainsi la matrice de transformation T sera calculée selon :

$$T^t = [t^T, t^T A, \dots, \dots, \dots, t^T A^{n-1}] \tag{IV-17}$$

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

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \acute{a}_{n-1} s^{n-1} + \dots + \acute{a}_1 s + \acute{a}_0 = 0 \tag{IV-18}$$

Les coefficients  $\acute{a}_i$  sont en relation avec les pôles  $P_i$  imposé selon :

$$P(s) = (s - P_1)(s - P_2)(s - P_3) \dots (s - P_n) \tag{IV-19}$$

On obtient les coefficients  $\acute{a}_i$  à l'aide du théorème de **Viète** [36] par l'identification entre la matrice d'état du système transformé en mode de glissement :

$$\begin{cases} \acute{a}_{n-1} = P_1 + P_2 + \dots + P_n \\ \vdots \\ \vdots \\ \acute{a}_0 = (-1)^n P_1 \cdot P_2 \dots P_n \end{cases} \tag{IV-20}$$

On obtient pour la matrice  $A_r^*$  :

$$A_r^* = \left[ I - \frac{1}{K_r^T b_r} b_r K_r^T \right] A_r \tag{IV-21}$$

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & 1 \\ 0 & -(K_{r1}/k_m) & -(K_{r2}/k_m) & \cdot & -(K_{rn-1}/k_m) \end{bmatrix}$$

La matrice  $A_r^*$  est singulière. Elle se trouve également sous forme canonique de réglage. En se basant sur les coefficients  $\dot{a}_i$  du polynôme caractéristiques, on eut établir une autre expression de  $A_r^*$  telle que :

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & 1 \\ -\dot{a}_0 & -\dot{a}_1 & \cdot & \cdot & -\dot{a}_{n-1} \end{bmatrix}$$

Par identification des éléments de la dernière ligne on trouve :

$$\begin{cases} \dot{a}_0 = 0 \\ k_{ri} = \dot{a}_i k_m \quad i = 1, 2 \dots n - 1 \end{cases} \quad (\text{IV-22})$$

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état du système original s'obtient donc d'après (IV-16)

et (IV-17) par :

$$k^T = K_m [\dot{a}^T] T \quad (\text{IV-23})$$

Ou  $\dot{a}^T = [\dot{a}_1, \dot{a}_2, \dots \dots \dots \dot{a}_{n-1}]$

Le coefficient  $k_m$  peut être choisi librement, par exemple en posant  $k_m = 1$ .

#### IV.9.1. 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, il est donné par la relation :

$$A \begin{bmatrix} Q_{ns} \\ (-k_w/k_r) \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{IV-24})$$

$Q_{ns}$  : Vecteur nul.

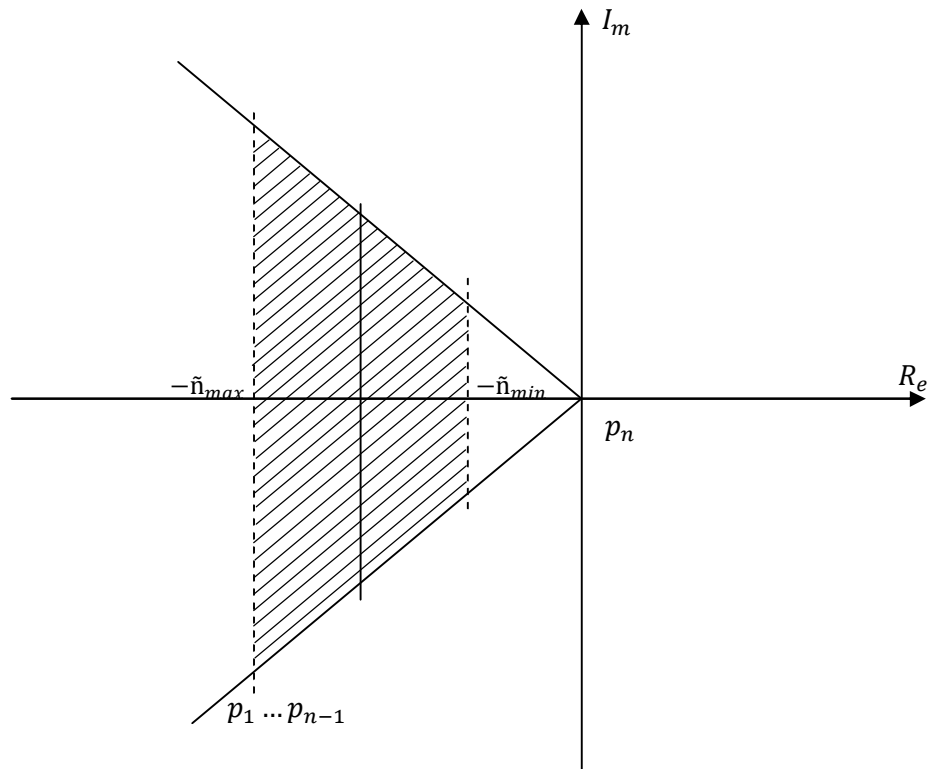
En régime stationnaire la valeur de la grandeur de consigne  $k_w$  est donné par :

$$k_w = \frac{1}{W^s} k_s^T x_s^T \quad (\text{IV-25})$$

#### IV.9.2. 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  $-p_{min}$ .



**Figure IV.3** 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 .

**IV.10. Application à la commande du MAS**

**IV.10.1 Model réduite 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 :

$$\begin{cases} V_{qs} = \left( \sigma L_s s + R_s + \left( \frac{R_r + L_s}{L_r} \right) \right) i_{qs} + \left( \frac{L_s}{L_m} \right) \omega_m \ddot{\theta}_r^* \\ C_{em} = P \left( \frac{L_m}{L_r} \right) i_{qs} \ddot{\theta}_r^* \end{cases} \quad (IV-26)$$

Donc on a abouti à un système semblable à celui d'une machine à courant continu. Le schéma bloc du modèle réduit est représenté sur la figure IV-4 :

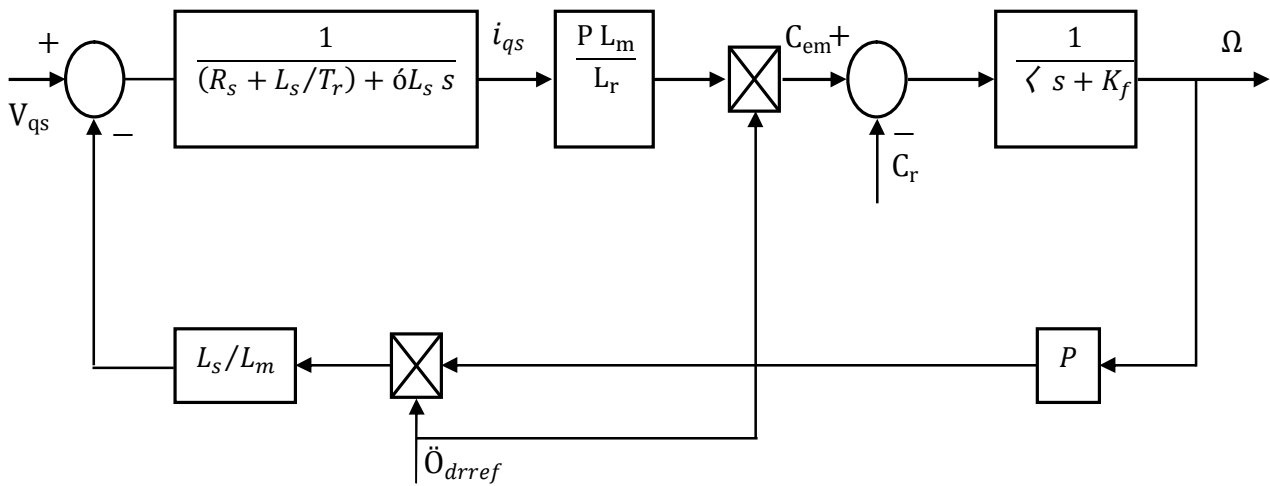


Figure IV.4 : Model réduit de MAS

La configuration du système à régler est donnée par la figure IV-5 :

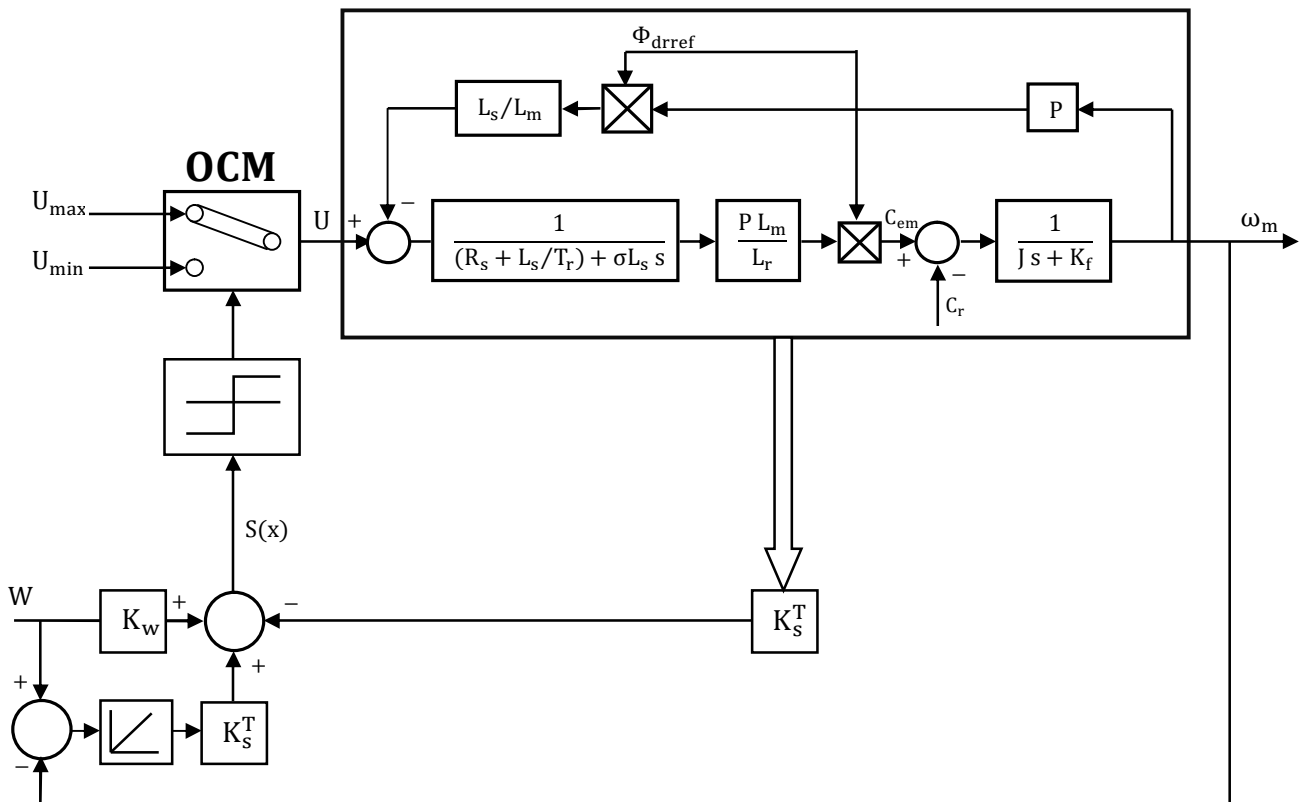


Figure IV.5 : Modèle réduit à régler et boucle de commande.

IV.10.2. Equation d'état du système réduit

En considère le courant  $i_{qs}$  et la vitesse mécanique  $\omega_m$  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 suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_r+T_s}{\delta T_r T_s} & -\frac{\ddot{\omega}_r}{\delta L_m} \\ \frac{P^2 L_m}{j L_r} \ddot{\omega}_r & -\frac{k}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix} C_r \quad (IV-27)$$

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

$$\frac{dx}{dt} = \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_m \quad (IV-28)$$

Récrivons le système (IV-28) avec l'équation du régulateur nous obtenons le système global suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \dot{\omega}_m \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_r+T_s}{\delta T_r T_s} & \frac{\ddot{\omega}_r}{\delta L_m} & 0 \\ \frac{P^2 L_m}{j L_r} \ddot{\omega}_r & -\frac{k}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \dot{\omega}_m \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \\ 0 \end{bmatrix} C_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{\omega} \quad (IV-29)$$

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

$$[k_s^T] = [k_i \quad k_w \quad -k_r], \quad [x_s]^T = [i_{qs} \quad \dot{\omega}_m \quad x_r] \quad (IV-30)$$

On obtient :

$$S(x, t) = -k_i i_{qs} - k_w \dot{\omega}_m + k_r x_r + k_w \dot{\omega} \quad (IV-31)$$

La commande équivalente est donné selon (IV-08) pour une consigne de  $\omega$  constante par :

$$u_{eq} = \delta \frac{L_s}{K_i} \left( k_i \left[ \frac{i_{qs}}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{T_r} \right) + \frac{\dot{\omega}_m \ddot{\omega}_{dr}}{\delta L_m} \right] + k_w \left[ -i_{qs} P^2 \frac{L_m \ddot{\omega}_{dr}}{L_r J} + \frac{k}{J} \dot{\omega}_m + \frac{P}{J} C_r \right] + k_r (\dot{\omega} - \dot{\omega}_m) \right) \quad (IV-32)$$

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

$$\begin{cases} k_i = 1 \\ k_{\dot{\omega}} = \left( 2\tilde{n}^2 - \frac{K}{J} \right) \frac{L_r J}{P^2 L_m \ddot{\omega}_{dr}} \\ k_r = 2\tilde{n}^2 \frac{J L_r}{P^2 L_m \ddot{\omega}_{dr}} \\ k_w = \frac{1}{P^2 L_m \ddot{\omega}_{dr}} \left( \frac{P}{w} K C_r + K^2 + \left( 2\tilde{n} - \frac{K}{J} \right) L_r J \right) \end{cases} \quad (IV-32)$$

Pour une imposition des pôles choisis comme suit :

- Une paire de pôles complexes conjugués  $P_{1,2} = -\tilde{n} \pm j\tilde{n}$  ;
- Et le troisième pôle  $p_3 = 0$  (fixé à l'origine).

IV.11. Simulation numérique

IV.11.1 Simulation à vide

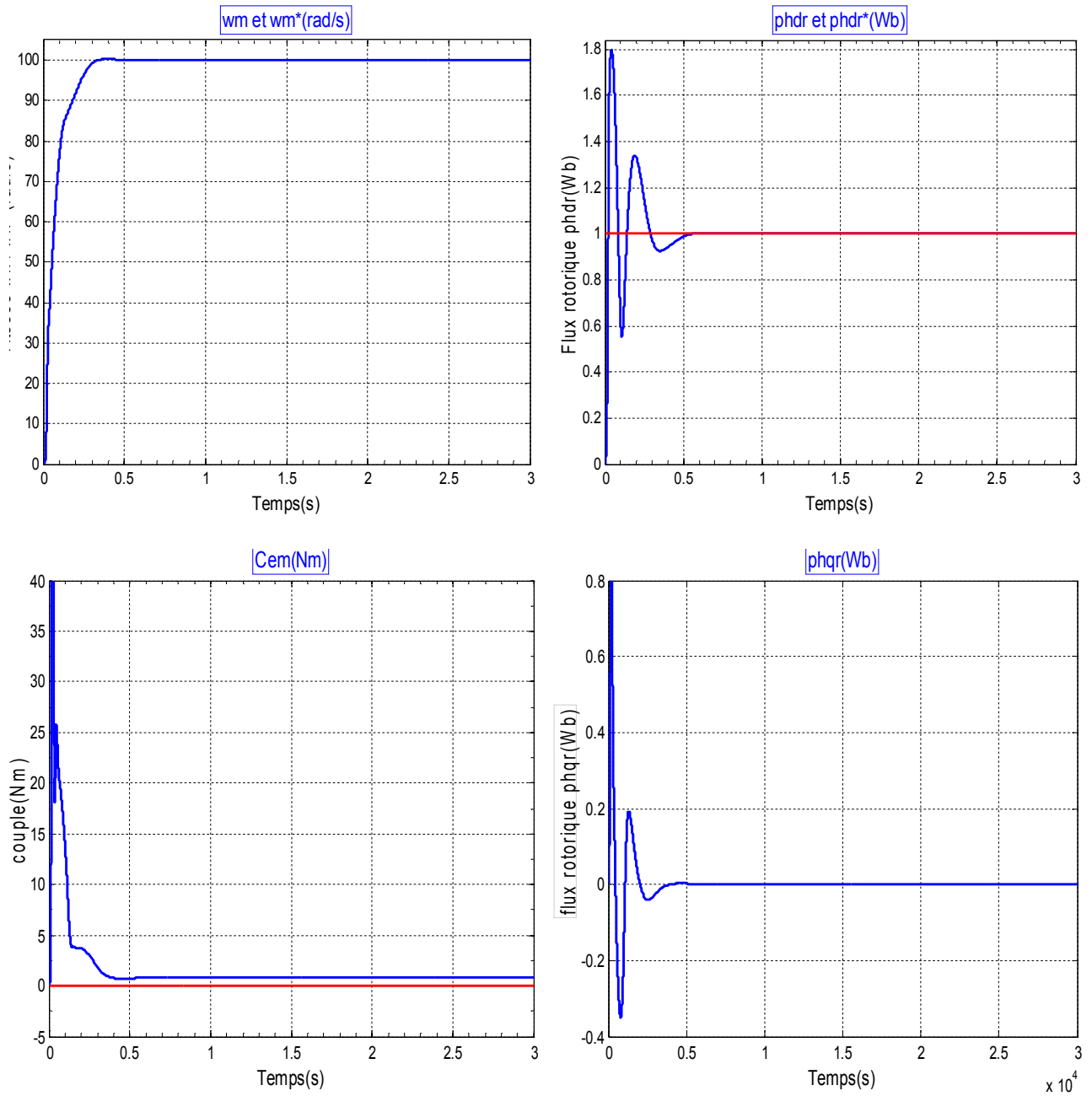
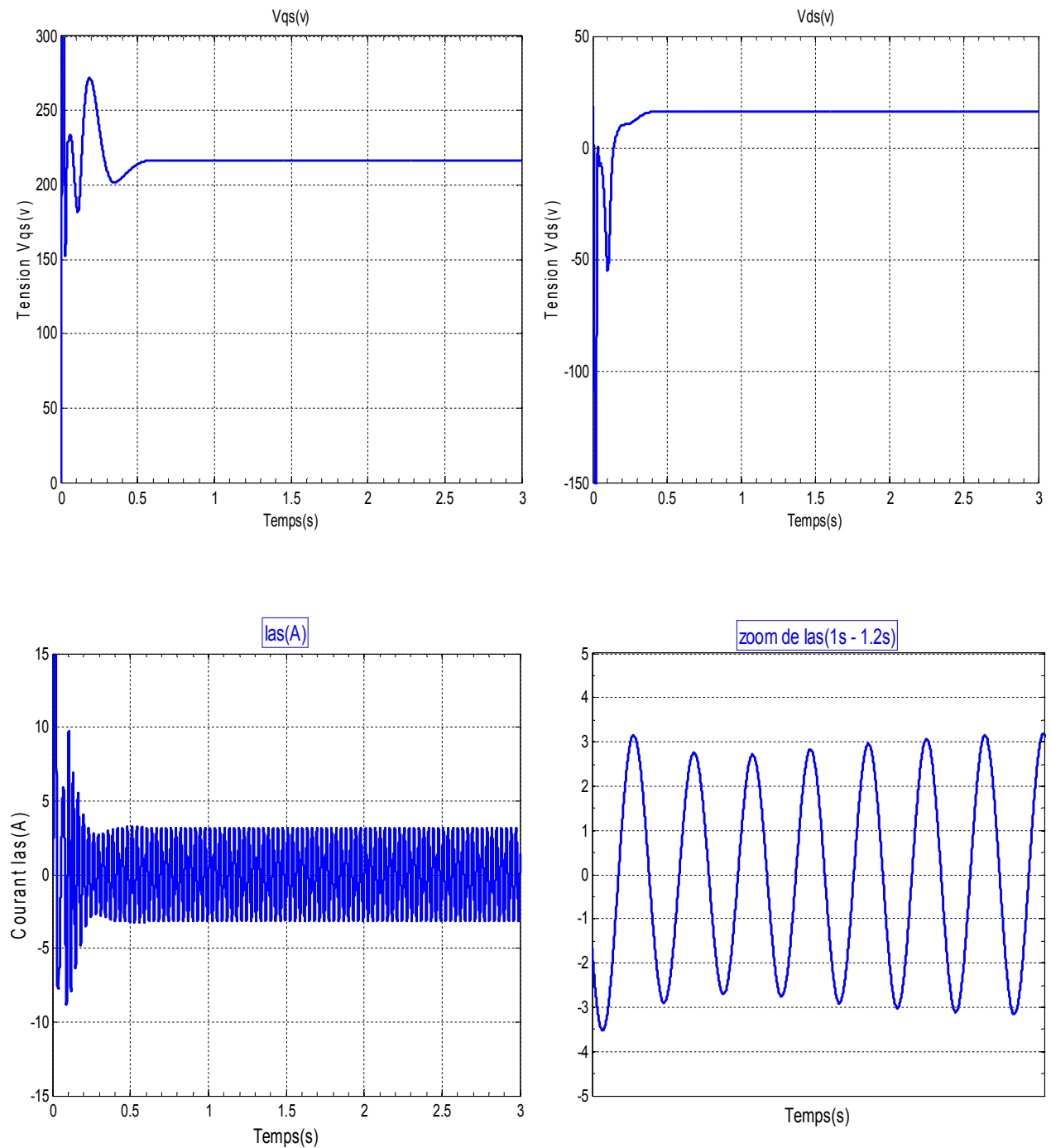
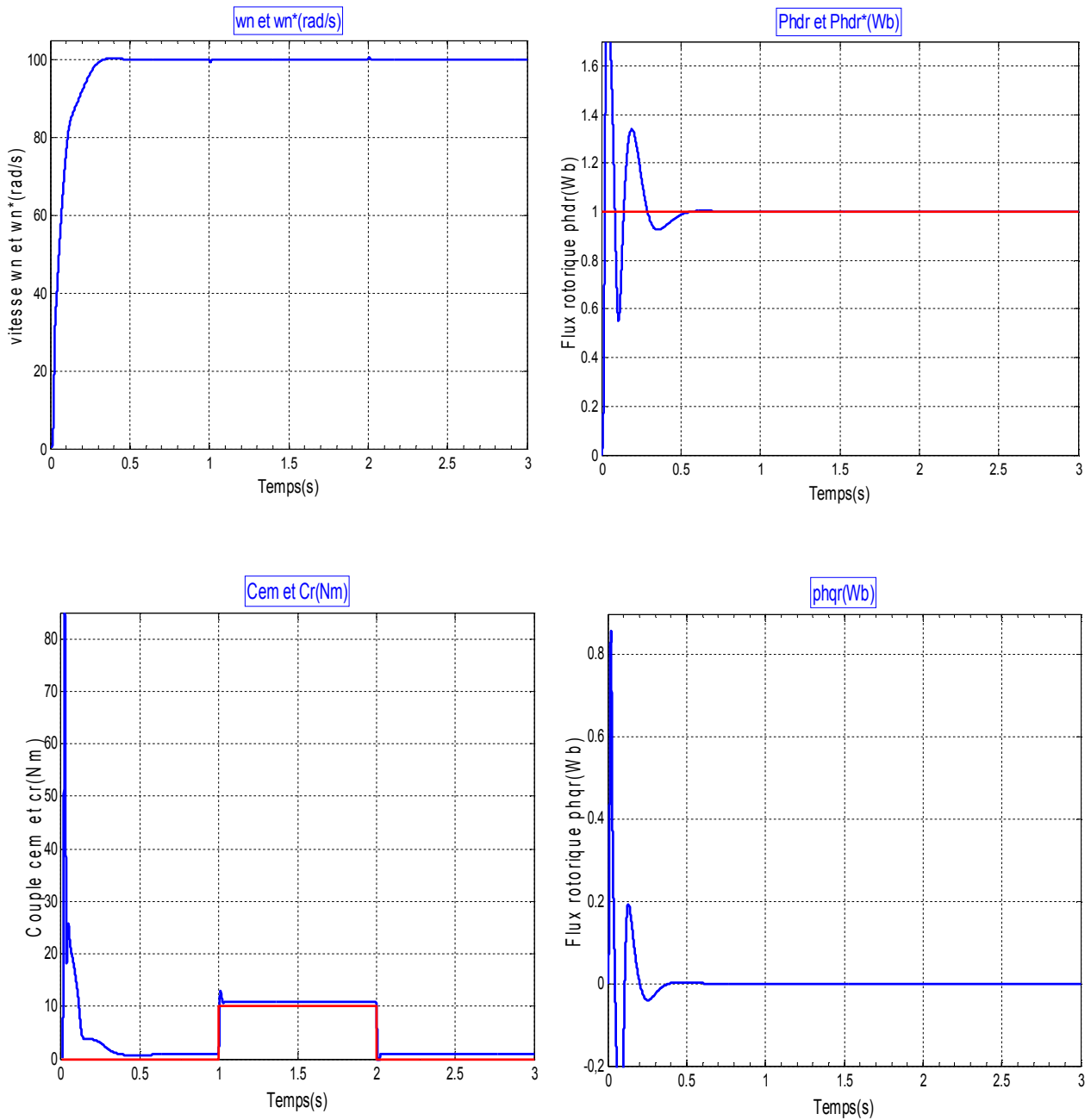


Figure IV.6: Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) à vide. (Couple, vitesse, flux rotorique)



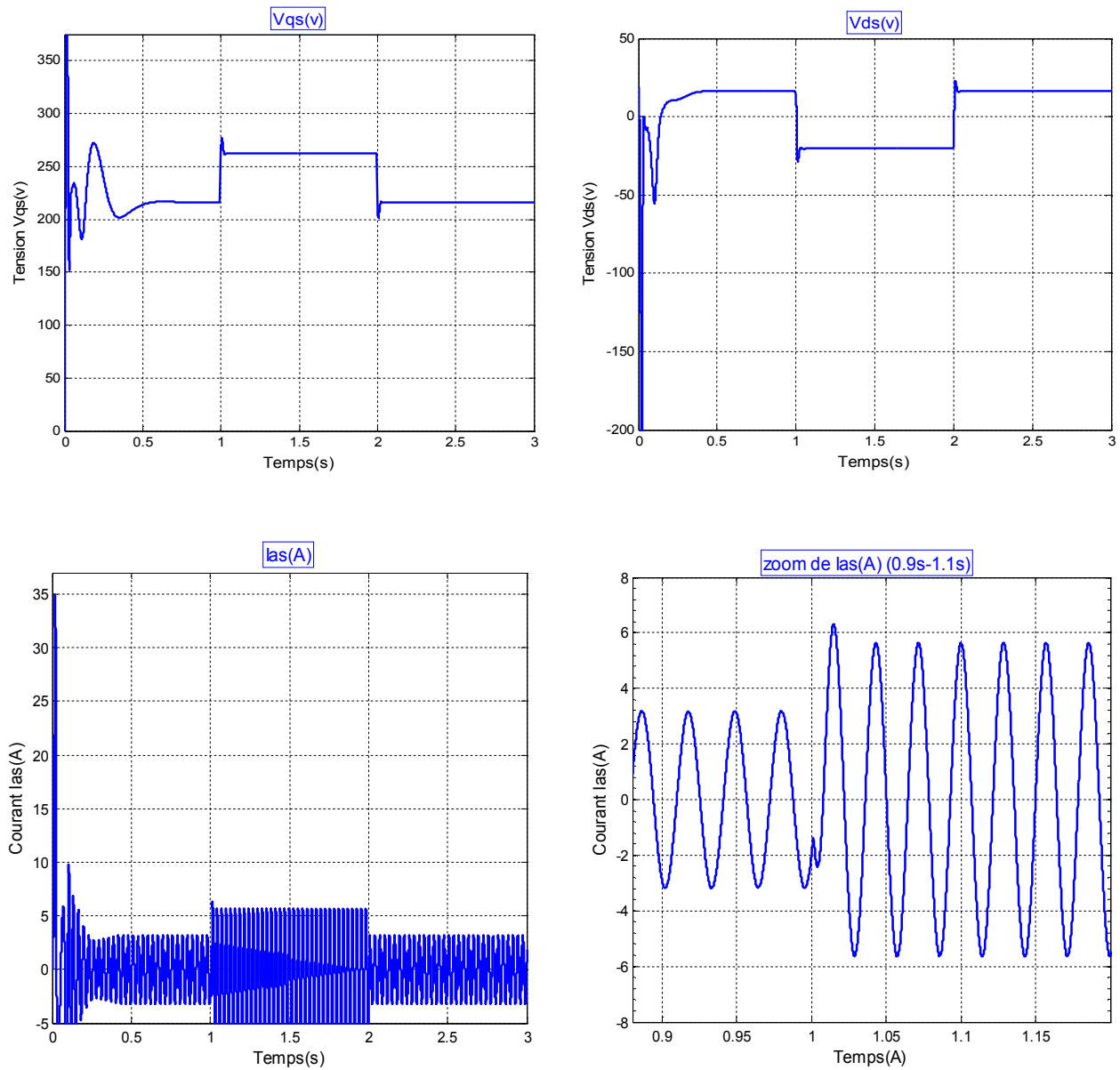
**Figure IV.7:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) à vide. ( $V_{qs}$ ,  $V_{ds}$ ,  $I_{as}$ )

IV.11.2 Simulation en charge



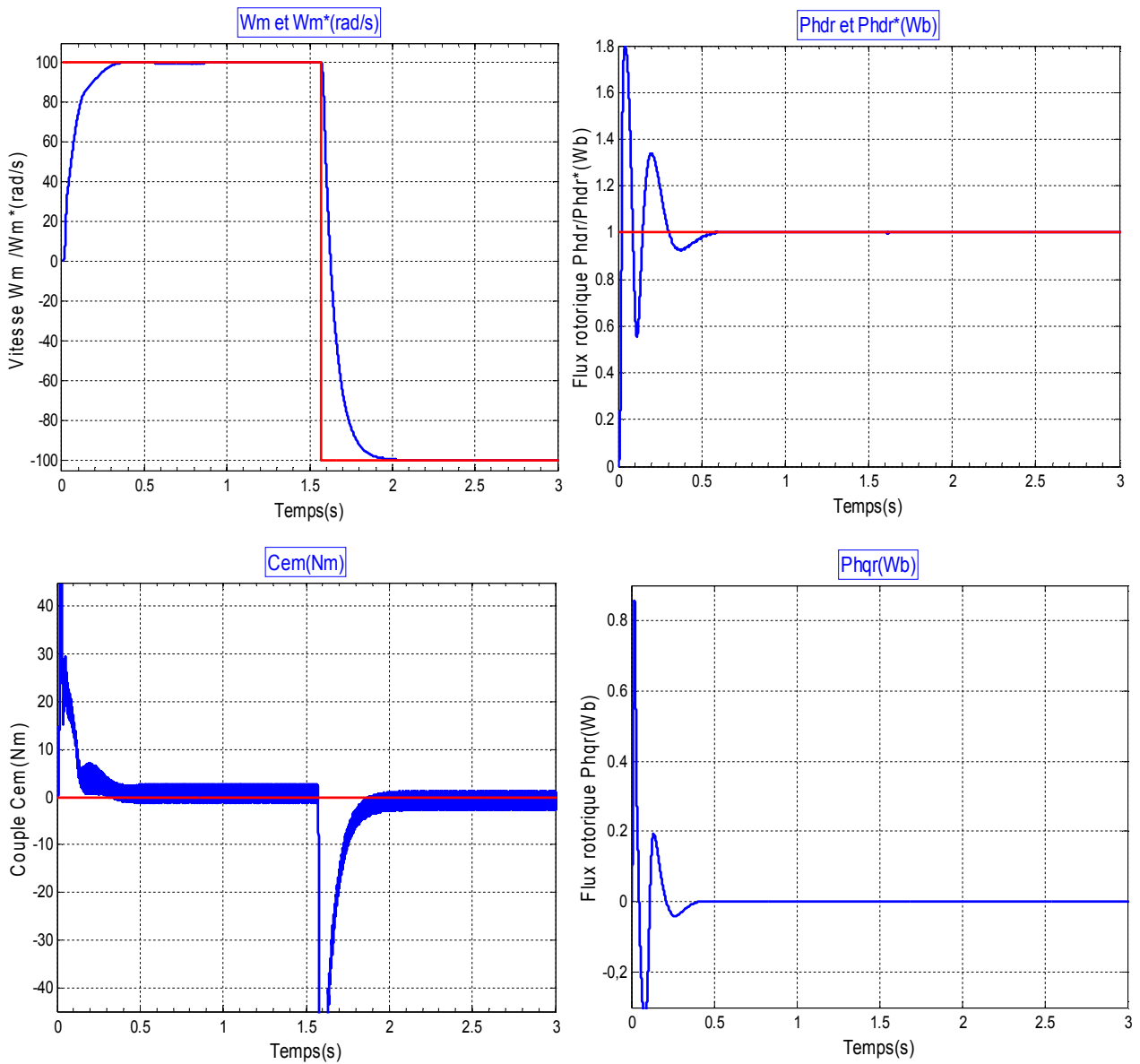
**Figure IV.8:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour une variation du couple résistant ( $C_r$ ) de 10(N.m)(vitesse,couple,flux rotorique).



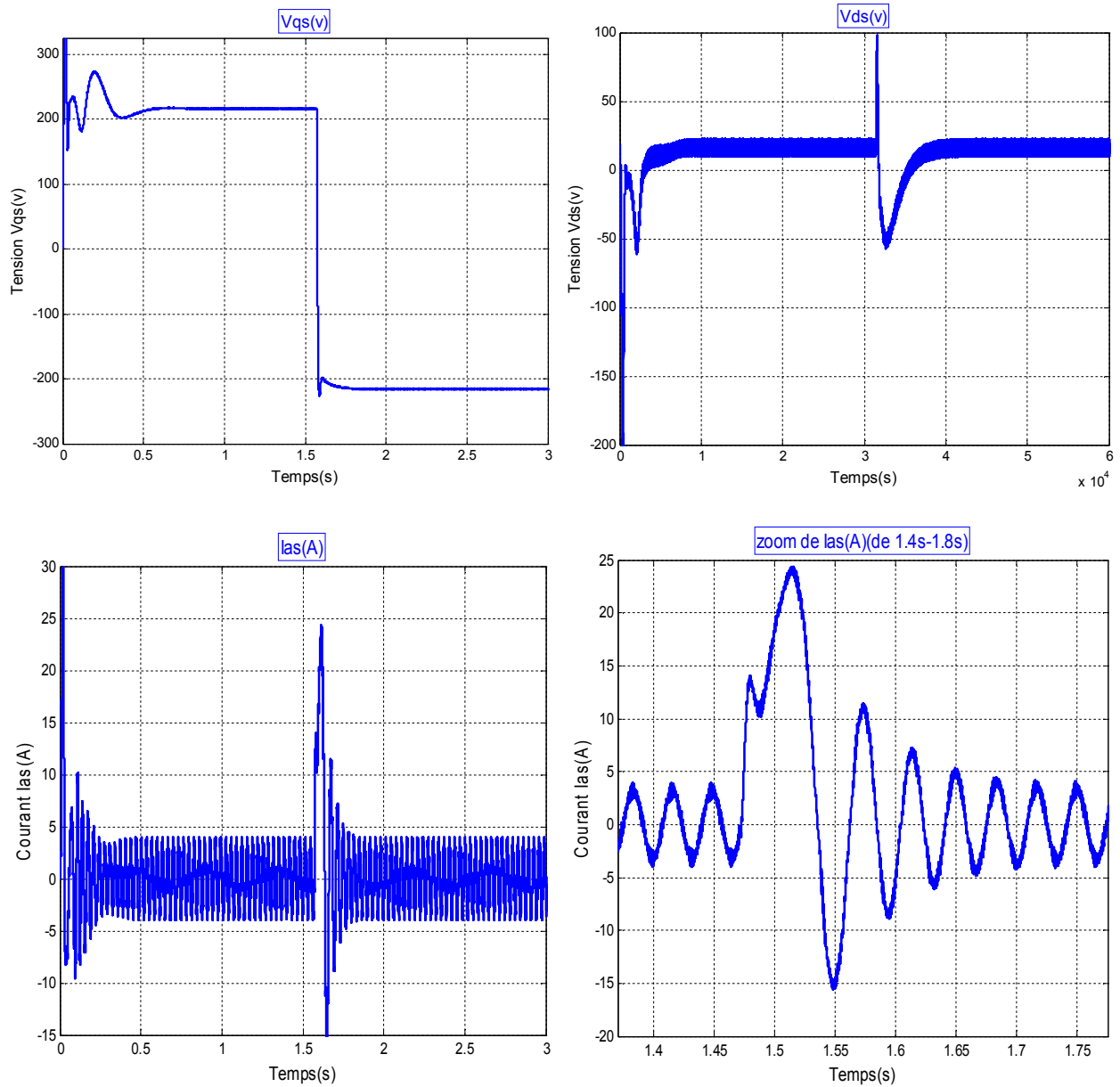


**Figure IV.9:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour une variation du couple résistant ( $C_r$ ) de 10(N.m)( $V_{qs}, V_{ds}, I_{as}$ ).

IV.11.3 Simulation avec changement de vitesse



**Figure IV.10:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour l'inversion de la vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s)(vitesse,couple,flux rotorique).



**Figure IV.11:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec orientation du flux rotorique ( $\Phi_r$ ) pour l'inversion de la vitesse de +100(rd/s) à -100 (rd/s)( $V_{qs}, V_{ds}, I_{as}$ ).

## IV.12. Observateur d'ordre global de la MAS

### IV.12.1. 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 [37].

### IV.12.2. Structure générale d'un observateur

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

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_s x_s(t) + B_s u(t) & ; x_s[t_0] = x_0 \\ y_s(t) = C_s^t x_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV-33})$$

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 [38].

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_s \hat{x}_s(t) + B_s u(t) & , \hat{x}_s[t_0] = \hat{x}_0 \\ \hat{y}_s(t) = C_s^t \hat{x}_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV-34})$$

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 :  $\hat{a} = x_s - \hat{x}_s$  il arrive :

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

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.34) 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 .

Cela conduit au modèle modifié suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_s \hat{x}_s + B_s u + G(y_s - \hat{y}_s) \\ \hat{y}_s = C_s^t \hat{x}_s \end{cases} \quad (IV-35)$$

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

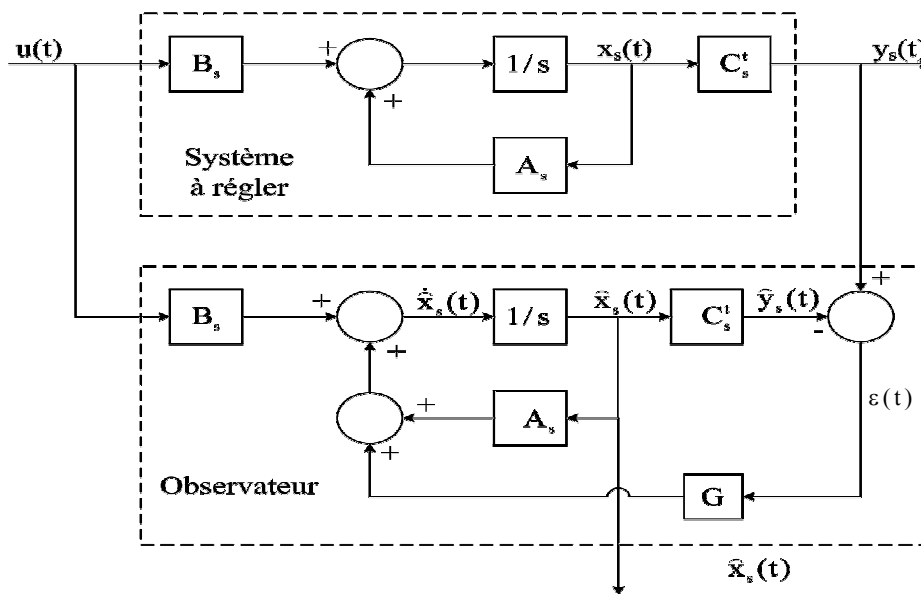
**IV.12.3. Observateur d'ordre global :**

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

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A \hat{x}_s + B_s u(t) + G y_s(t) \\ \hat{y}_s(t) = C_s^t \hat{x}_s(t) \end{cases} \quad (IV-36)$$

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

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



**Figure IV.12:** Structure de l'observateur d'état global.

Dans ce cas  $\dot{\hat{a}}(t) = A \hat{a}(t)$  avec  $A = A_s - GC_s^t$  si on choisi G de tel sorte que la matrice A soit stable, l'erreur converge vers zéro pour n'importe quel valeur de  $\hat{a}(t_0)$ .

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 ordinateur. Il est possible d'augmenté la rapidité des réponses jusqu'à l'obtention du temps d'établissement minimal (deadbeatresponse). Dans ce cas l'observateur converge rapidement vers les vrais états [39].



De plus on a :

$$\begin{aligned} \tilde{A}_s - \tilde{A} &= \tilde{G}\tilde{C}_s^t \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & \cdot & 0 & \dot{a}_0 - a_0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & 0 & \dot{a}_{ns-1} - a_{ns-1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \cdot & 0 & g_1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & 0 & g_{ns} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \tilde{g}_i &= \dot{a}_{i-1} - a_{i-1}, \quad i = 1 \dots ns \end{aligned} \quad (IV-41)$$

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

$$G = T^{-1}\tilde{G} \quad (IV-42)$$

La matrice de transformation pour la forme canonique de l'observateur est donnée par l'algorithme suivant :

$$T = \begin{bmatrix} t_1^t \\ \cdot \\ \cdot \\ t_{ns}^t \end{bmatrix}, \text{ avec : } \begin{cases} t_{ns}^t = C_s^t \\ -t_j^t = t_{j+1}^t A_s + a_j t_{ns}^t, \quad j = ns - 1 \dots 1 \\ 0 = t_1^t A_s + a_0 t_{ns}^t \end{cases} \quad (IV-43)$$

#### IV.13. 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:

$$a_0 = \frac{R_{eq} f}{\delta L_s J} + \frac{(\dot{\theta}_r^* p)^2}{\delta L_r J}; \quad a_1 = \frac{R_e}{\delta L_s} + \frac{f}{J} \quad (IV-44)$$

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

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

$$\dot{a}_0 = \tilde{n}^2; \quad \dot{a}_1 = 2\tilde{n} \quad (IV-45)$$

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

$$\tilde{G} = \begin{bmatrix} \tilde{n}^2 - \frac{1}{\delta J} \left( \frac{f R_{eq}}{L_s} + \frac{(\dot{\theta}_r^* p)^2}{L_r} \right) \\ 2\tilde{n} - \left( \frac{R_{eq}}{\delta L_s} + \frac{f}{J} \right) \end{bmatrix} \quad (IV-46)$$

La matrice de transformation est :

$$T = \begin{bmatrix} L_m \ddot{\theta}_r^* p^2 & R_{eq} \\ L_r J & \dot{\theta}_{L_s} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow T^{-1} = \begin{bmatrix} L_r J & R_{eq} L_r J \\ L_m \ddot{\theta}_r^* p^2 & \dot{\theta}_{L_s} L_m \ddot{\theta}_r^* p^2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV-47)$$

Il résulte que:

$$G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left( \dot{a}_0 - a_0 - \frac{R_{eq}}{\dot{\theta}_{L_s}} (\dot{a}_0 - a_0) \right) \frac{L_r J}{L_m \ddot{\theta}_r^* p^2} \\ \dot{a}_1 - \dot{a}_2 \end{bmatrix} \quad (IV-48)$$

L'équation de l'observateur devient:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\dot{\theta}_{L_s}} & -\frac{\ddot{\theta}_r^*}{\dot{\theta}_{L_m}} - g_1 \\ \frac{L_m \ddot{\theta}_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} - g_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix} \dot{\omega}_m + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \frac{1}{\dot{\theta}_{L_s}} V_{qs} \quad (IV-49)$$

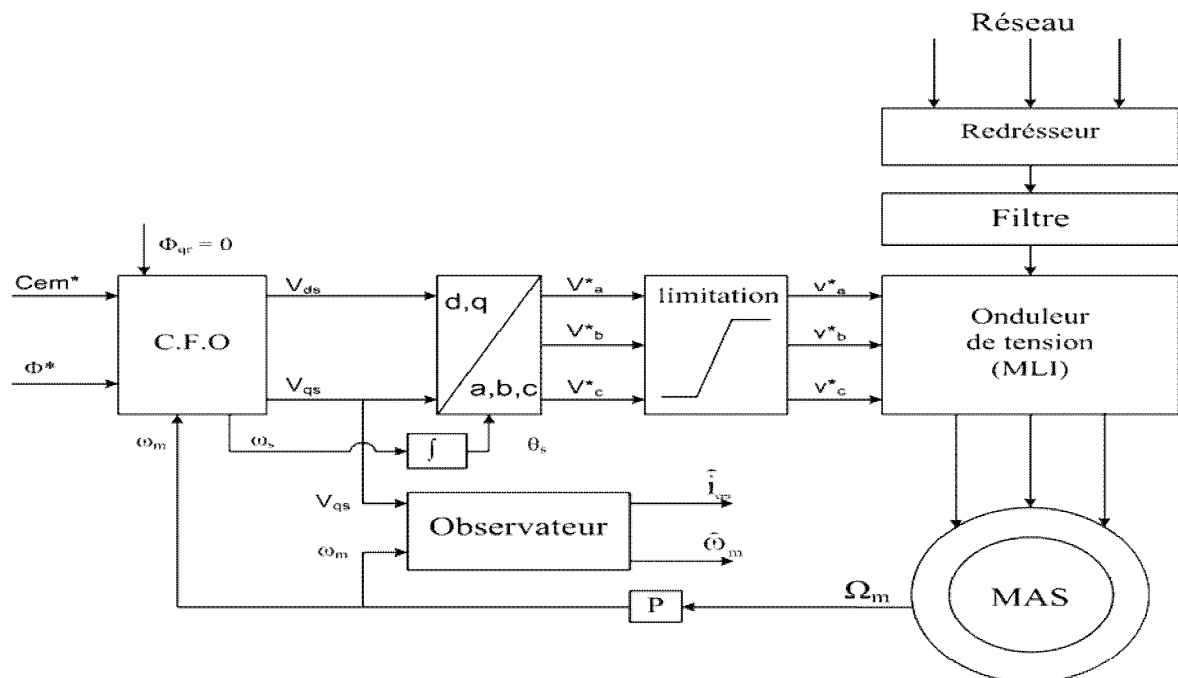


Figure IV.13: Association MAS-observateur en boucle ouverte.



IV.14. Résultats de la simulation

IV.14.1. L'observateur on boucle ouvert

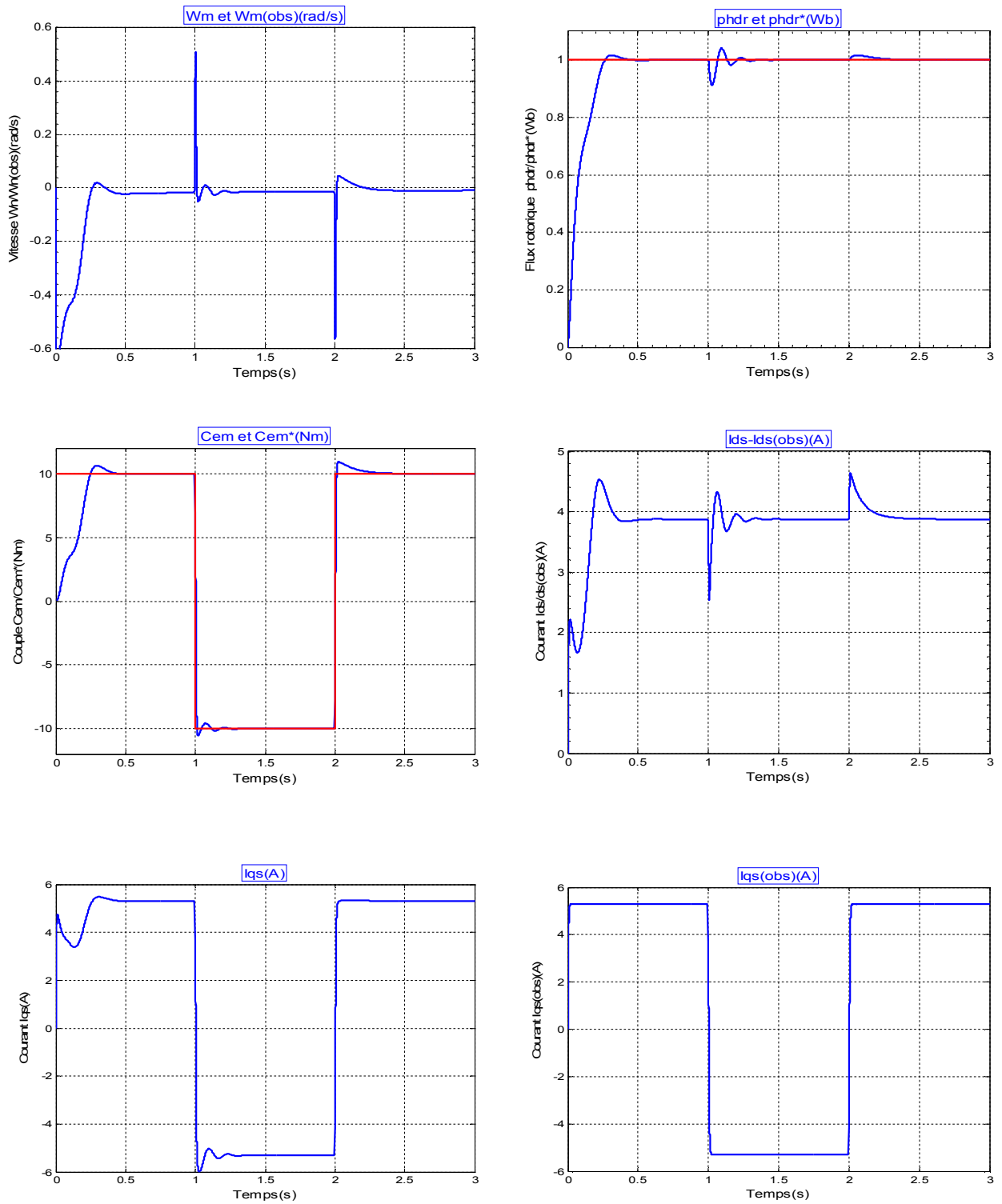
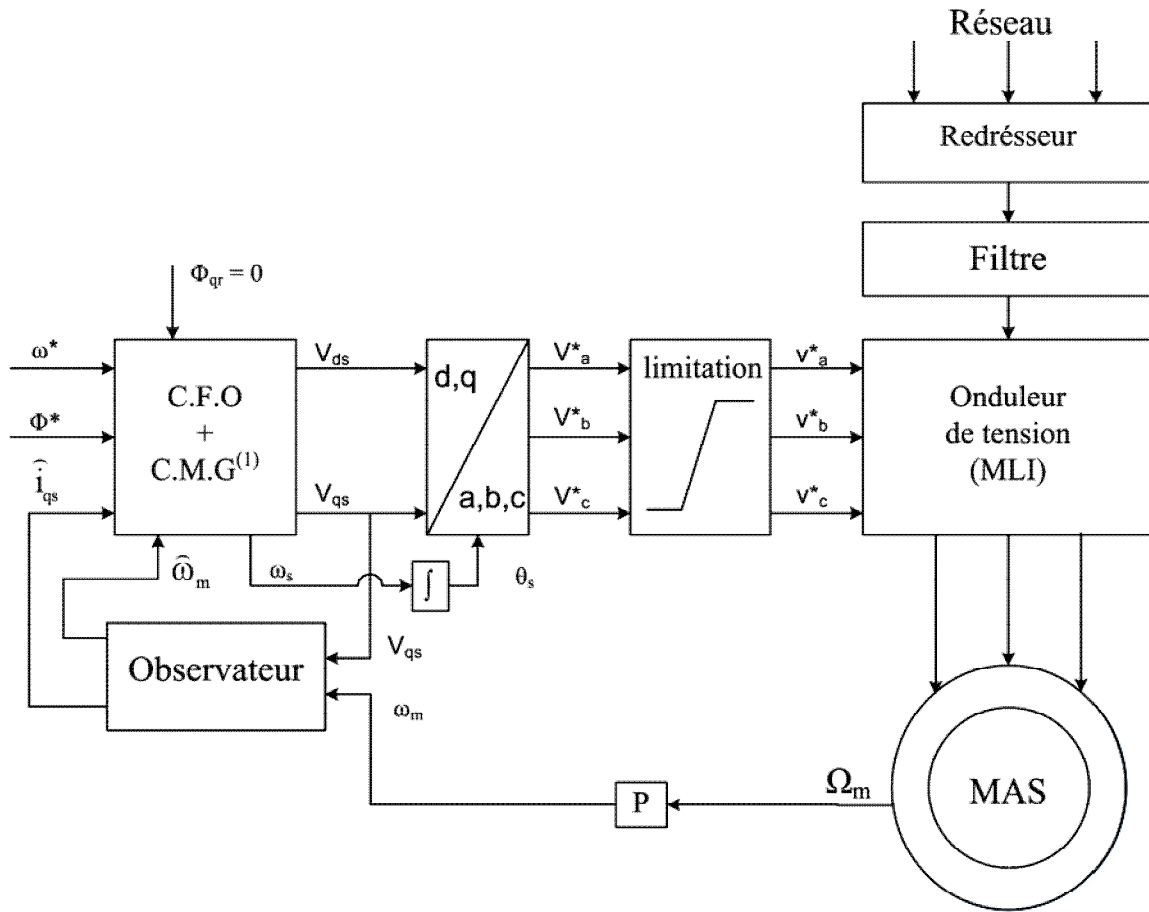


Figure IV.14. : Réponses en boucle ouverte de l'observateur d'état global

**IV.15. Réglage d'état avec observateur en boucle fermé**

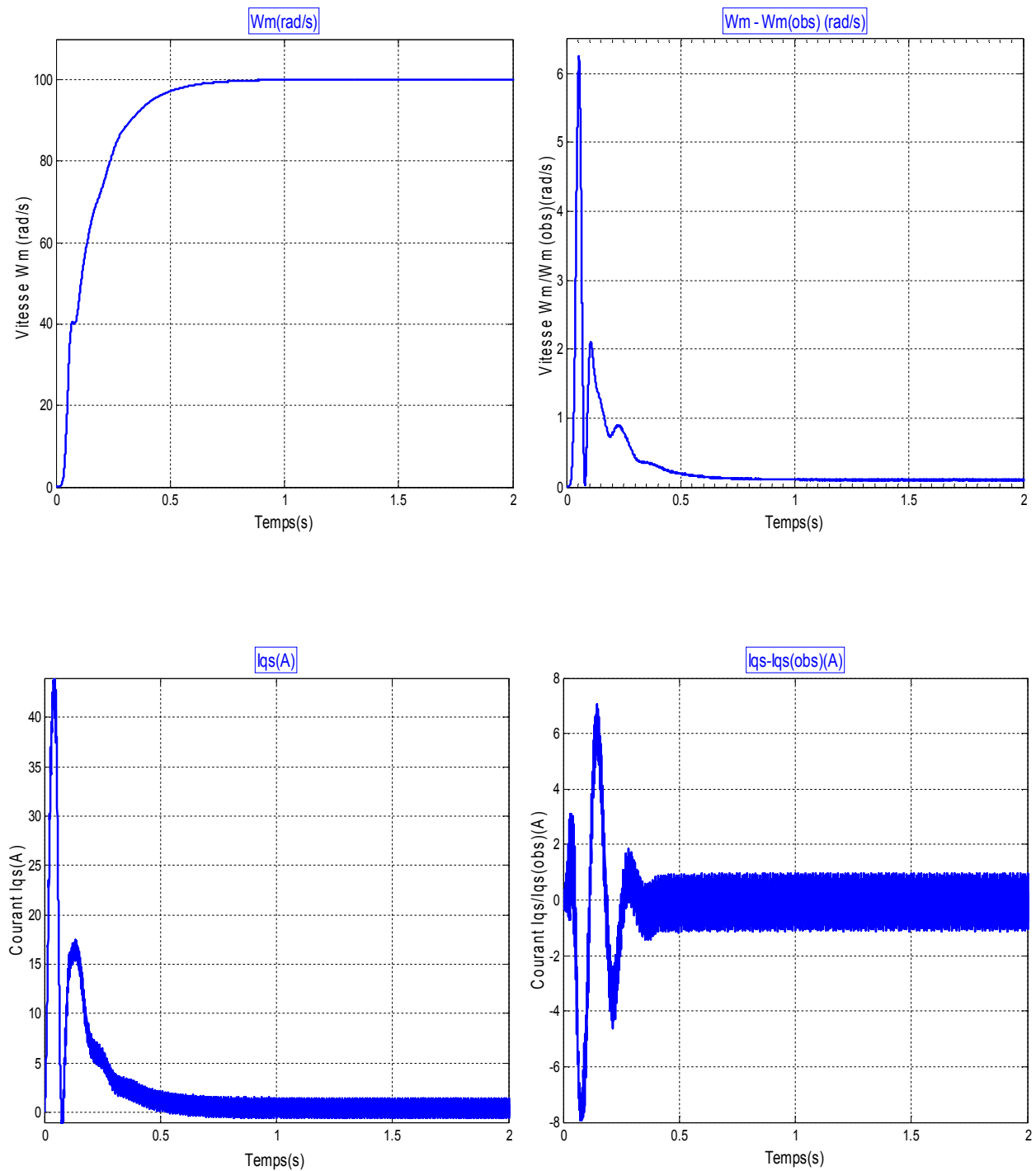
La figure (IV-12) illustre le principe d'incorporation d'un observateur d'ordre global dans une chaîne de régulation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone [41].



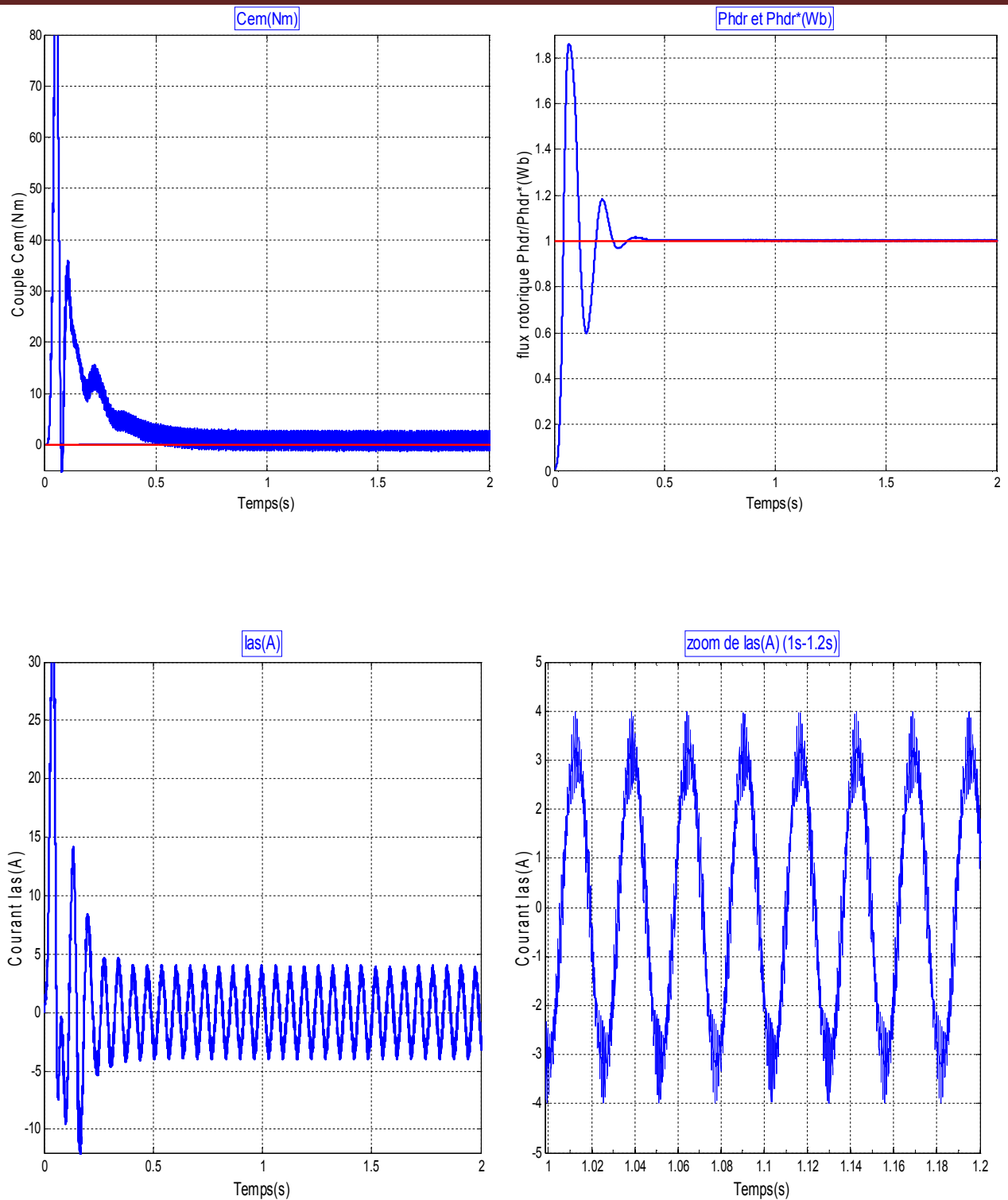
**Figure IV.15:** Association MAS - Observateur en boucle fermé.

## V.16.L'observateur on boucle fermé

## IV.16.1. Simulation à vide

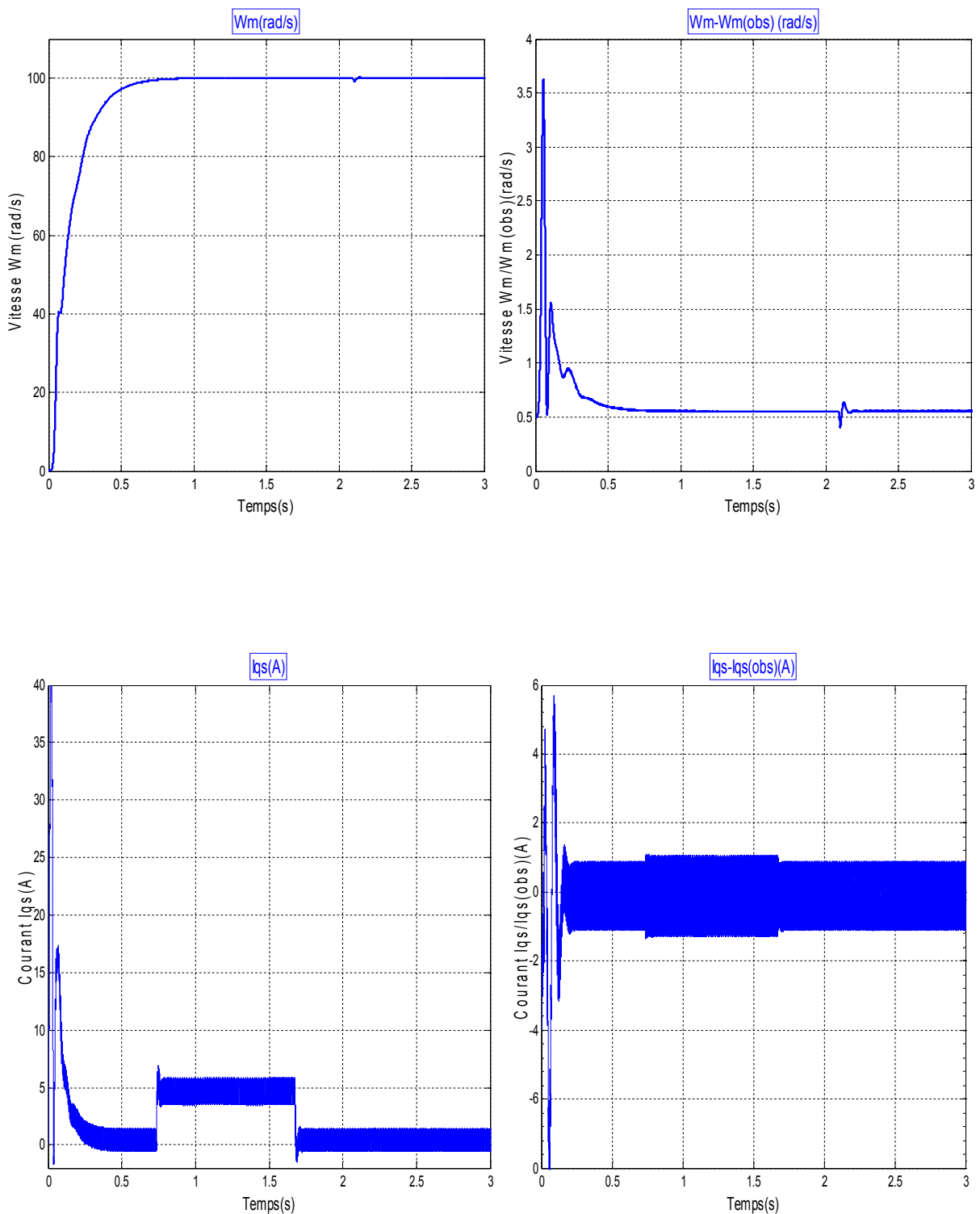


**Figure IV.16:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à vide(vitesse, vitesse(obs) ,Iqs,Iqs(obs)).

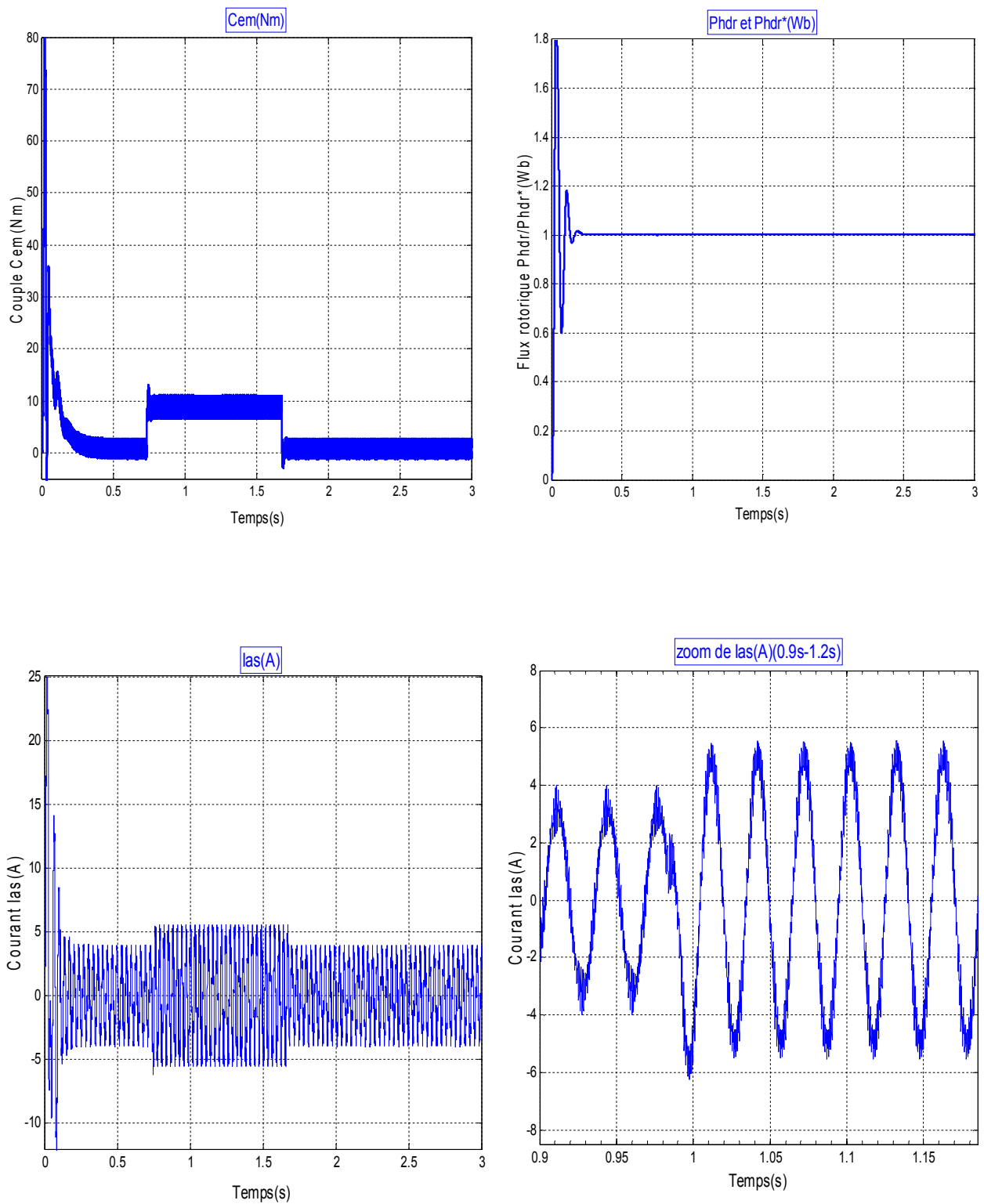


**Figure IV.17:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à vide(couple,flux rotorique,Ias).

## IV.16.2. Simulation en charge



**Figure IV.18:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à charge (vitesse, vitesse(obs),  $I_{qs}$ ,  $I_{qs}(\text{obs})$ ).



**Figure IV.19:** Résultats de simulation de la commande de vitesse par mode de glissement avec observateur à charge

### IV.16.3 Interprétation et commentaires

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.11).

Les résultats de simulation donnée à la figure (IV-13) 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  $\Phi_{dr}$  est de 1 wb ).

On introduit une perturbation de charge (couple de charge  $C_r = 10$  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-14). La composante directe du flux reste insensible à cette perturbation, alors que la composante inverse  $\Phi_{qr}$  est nulle.

A ( $t=1.5$  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).

### IV.17. Conclusion

Dans ce chapitre on a pu commander et tester 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 Générale

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 de la 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 de la grandeur mesurable et pour éviter la pollution en parasite nous avons utilisé un observateur d'ordre global, 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. Toutefois, il est possible d'améliorer les performances de ce type de variateurs en utilisant un observateur basé sur les modes glissants.

# Références Bibliographiques

## Référence bibliographique

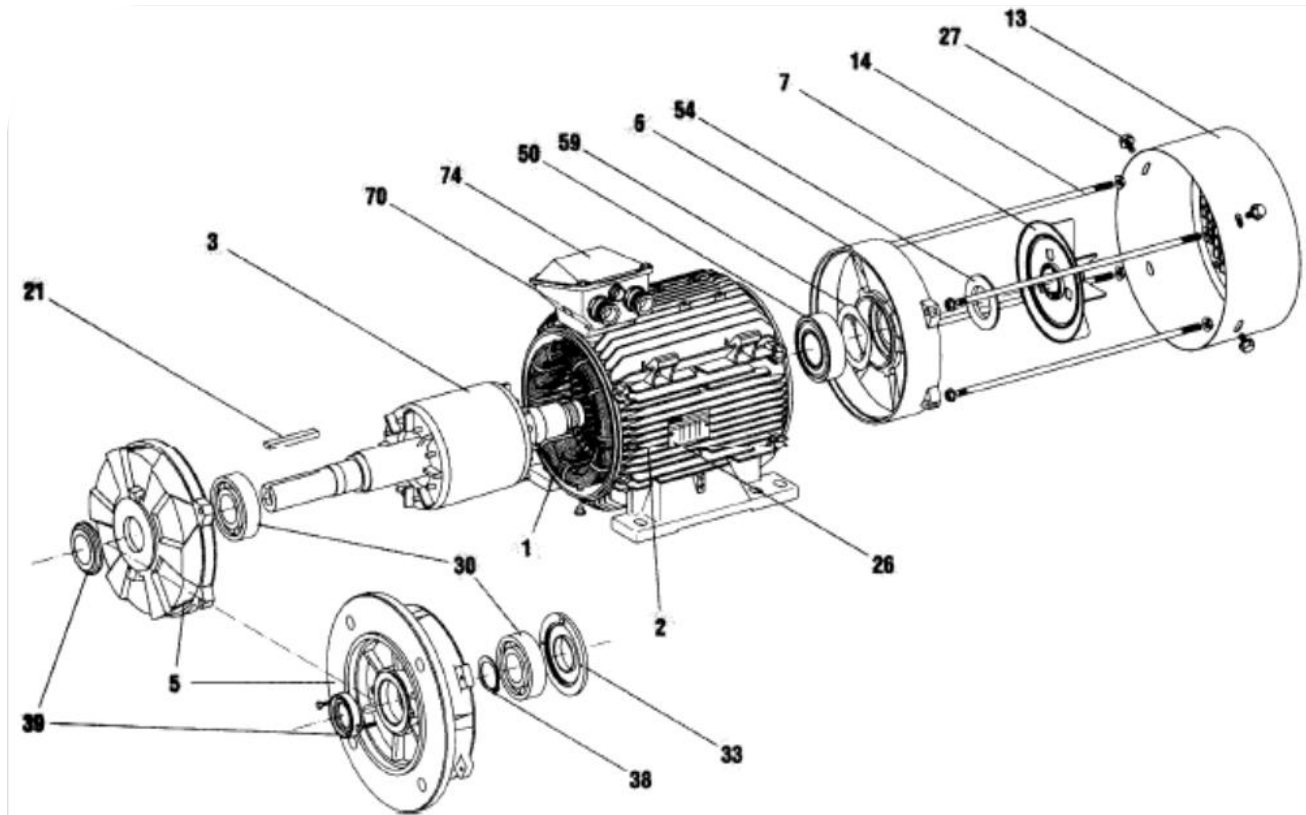
- [1] Franck Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », thèse de doctorat en génie Electrique, L'institut National des sciences appliquées de Lyon, Lyon-France-, 2007.
- [2] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes," Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [3] Smail.BACHIR , Contribution au diagnostic de la MAS par estimation paramétrique .Thèse de doctorat, L'université de POITIERS, 2002. [www.laii.univ-poitiers.fr](http://www.laii.univ-poitiers.fr)
- [4] O.Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone," Ecole Centrale de Lyon, 2006.
- [5] F. Mehazzem, "Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique," Université Paris-Est; Université de Mentouri de Constantine, 2010.
- [6] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes," Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [7] B. de FORNEL, "Alimentation des machines asynchrones," Techniques de l'ingénieur. Génie électrique, vol. 7, no. D3620, pp. D3620–1, 2000.
- [8] Adel Merabet, « commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », these de doctorat, université du québec, Québec, 2007.
- [9] X. Jorda et J.-M. Retif, « Conception et réalisation d'une commande économique de couple d'une machine asynchrone pour la traction électrique = Design and implementation of an economical torque control system for a traction induction motor drive », n°. 95 ISAL 0059, p. 214p, 1995.
- [10] J-P CARON , J-P HAUTIER , Modélisation et commande de la machine asynchrone , Edition Eyrolles-Paris 1995
- [11] R. Abdessemed, et M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques," *Presse de l'Universite de Batna*, 2003.
- [12] F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones," INSA de Lyon, 2005.
- [13] Y. Khaled, "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé," 2014.

- [14] N. Lesaffre, “Stabilité et analyse non-linéaire du contact rotor-stator,” Ecully, Ecole centrale de Lyon, 2007.
- [15] B. Revol, “Modélisation et optimisation des performances CEM d’une association variateur de vitesse–machine asynchrone,” Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2003.
- [16] B. François, “Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle,” Lille 1, 1996.
- [17] L. Yacoubi, “Contribution à l’étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non-polluants: application au convertisseur trois-niveaux à point neutre calé,” École de technologie supérieure, 2004.
- [18] E. Sedda, “Estimation en ligne de l’état et des paramètres d’une machine asynchrone par filtrage à erreur bornée et par filtrage de Kalman,” 1998.
- [19] Stefan Laurentiu Capitaneanu, “optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux,” thèse de doctorat en génie Electrique, institut polytechnique de Toulouse, Toulouse-France, 2002.
- [20] S. L. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux,” 2002.
- [21] S. Gusia, Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI. Presses univ. de Louvain, 2005.
- [22] A. Khaldoun, “Commande vectorielle d’un moteur asynchrone à cage avec adaptation par logique floue de la résistance rotorique et minimisation des pertes totales,” 2001.
- [23] K. Jarray, “Contribution à la commande vectorielle d’un actionneur asynchrone avec et sans capteur mécanique: conception, réalisation et évaluation de commandes numériques par orientation du flux statorique,” 2000.
- [24] L. Youb and A. Crăciunescu, “Commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone,” *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg*, vol. 53, no. 1, pp. 87–98.
- [25] A.BERRIM , L.HACHEMI, Commande vectorielle d’une MAS alimenté en tension en régime saturé thèse d’ingénieur Ferhat Abbase 2000.
- [26] A. Faidallah, “Contribution à l’identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones,” 2005.
- [28] A. BIOU, “Etude comparative de la commande vectorielle et la commande directe du couple de la machine asynchrone,” 2015.

- [29] K.YAZID ,Commande vectorielle de la MAS avec prise en compte des variation de la constante de temps rotorique » , thèse de magister U.S.T.H.B, 1996.
- [30] T. Floquet, “Contributions à la commande par modes glissants d’ordre supérieur,” 2000.
- [31] A. Massoum, A.Meroufel, M.K .Fellah , Commande en vitesse par mode glissement d’un moteur asynchrone alimenté en courant avec réduction de l’effet chattering” CNEA’04, université de sidi bel abbés ,23-24 mai2004.
- [32] A. S. A. El Mahdi, “Commande en vitesse par mode glissant d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation.”
- [33] B.KAFIA , Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène «chattering » Thèse de magister, université de Batna [2003]
- [34] R.Ouiguini, R.Bouزيد, Y.Sellami ; Une commande robuste par mode glissant flou appliqué à la poursuite de trajectoire d’un robot mobile holonone » CISTEMA-2003.
- [35] M. Jerouane, “Sur la commande non linéaire à mode glissant: applications aux systèmes électro-mécaniques,” Paris 11, Orsay, 2003.
- [36] Tadjer Tlidja, “commande floue et observateurs par mode glissant: application à une machine asynchrone triphasée,” mémoire de magistre en électrotechnique, Ecole Normale Supérieure de l’Enseignement Technologique d’Oran, Oran-algérie, 2010.
- [37] J. de Miras and A. Charara, “Stabilisation non-linéaire d’un palier magnétique actif par passivité et mode de glissement,” *Algerian Journal of Technology*, vol. 1, no. 5, pp. 177–182, 1996.
- [38] R. A. Salas, “Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone,” Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2002.
- [39] B. BABES, “Commande et Surveillance de la Machine Asynchrone en utilisant les Observateurs,” 2015.
- [40] M. Ghanes, “Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique,” Ecole Centrale de Nantes (ECN)(ECN)(ECN)(ECN); Université de Nantes, 2005.
- [41] T. Floquet, J.-P. Barbot, and W. Perruquetti, “Observation en temps fini du flux de la machine asynchrone: modes glissants d’ordre deux et indices d’observabilité,” *CIFa, Nantes*, vol. 8, 2002.



## Annexe (A)



*Organisation de la MAS vues de coupe*

1 :	Stator bobiné	21 :	Clavette	38 :	Circlips de roulement côté accouplement
2 :	Carter	26 :	Plaque signalétique	39 :	Joint côté accouplement
3 :	Rotor	27 :	Vis de fixation du capot	50 :	Roulement arrière
5 :	Flasque côté accouplement	30 :	Roulement côté accouplement	54 :	Joint arrière
6 :	Flasque arrière	33 :	Chapeau intérieur côté accouplement	59 :	Rondelle de précharge
7 :	Ventilateur			70 :	Corps de boîte à bornes
13 :	Capot de ventilation			74 :	Couvercle de boîte à bornes
14 :	Tiges de montage				

## 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 ( $\Delta$ )/ 380 v (Y)
Rendement nominale	: 0.78
Facteur de puissance nominale	: 0.8
Vitesse nominale	: 1420 tr/min
Fréquence nominale	: 50 Hz
Courant nominale	: 3.64 A (Y) et 6.31 A ( $\Delta$ )
Résistance statorique	: 4.850 $\Omega$
Résistance rotorique	: 3.805 $\Omega$
Inductance cyclique statorique	: 0.274 H
Inductance cyclique rotorique	: 2.274 H
Inductance mutuelle statorique	: 2.258 H
Nombre de paire de pôles	: 2
Moment d'inertie	: 0.031 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	: 0.008 N.m.s/rd
Inductance du filtre	: 0.4 H
Capacité du filtre	: 600 $\mu$ 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  $\begin{vmatrix} e & d \\ h & g \end{vmatrix}$  : **cofacteur de a**

#### 3. Inverse d'une matrice :

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

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

$\text{com}_A$ : 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 :

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

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

### 4-2. 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 :

$$\text{PS}([V_1] \cdot [V_2]) = [V_1]^T [V_2]^* = x_1 y_1^* + x_2 y_2^* + x_3 y_3^*$$

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.*

## Annexe (C)

### Théorème de Ferrari :

Le théorème de Ferrari énonce qu'une armature multipolaire, polyphasée d'espace et parcourue par des courants sinusoïdaux polyphasés équilibrés crée dans l'entrefer une force magnétomotrice circulaire unique tournant, dans l'espace lié à l'armature à la vitesse angulaire  $\pm\omega/p$ .

### La loi de Faraday :

Une Force électromotrice (F.E.M) apparaît dans un circuit électrique quand le flux d'induction  $\Phi$  le traversant, varie sa valeur instantanée est :  $e = -d\Phi/dt$ .

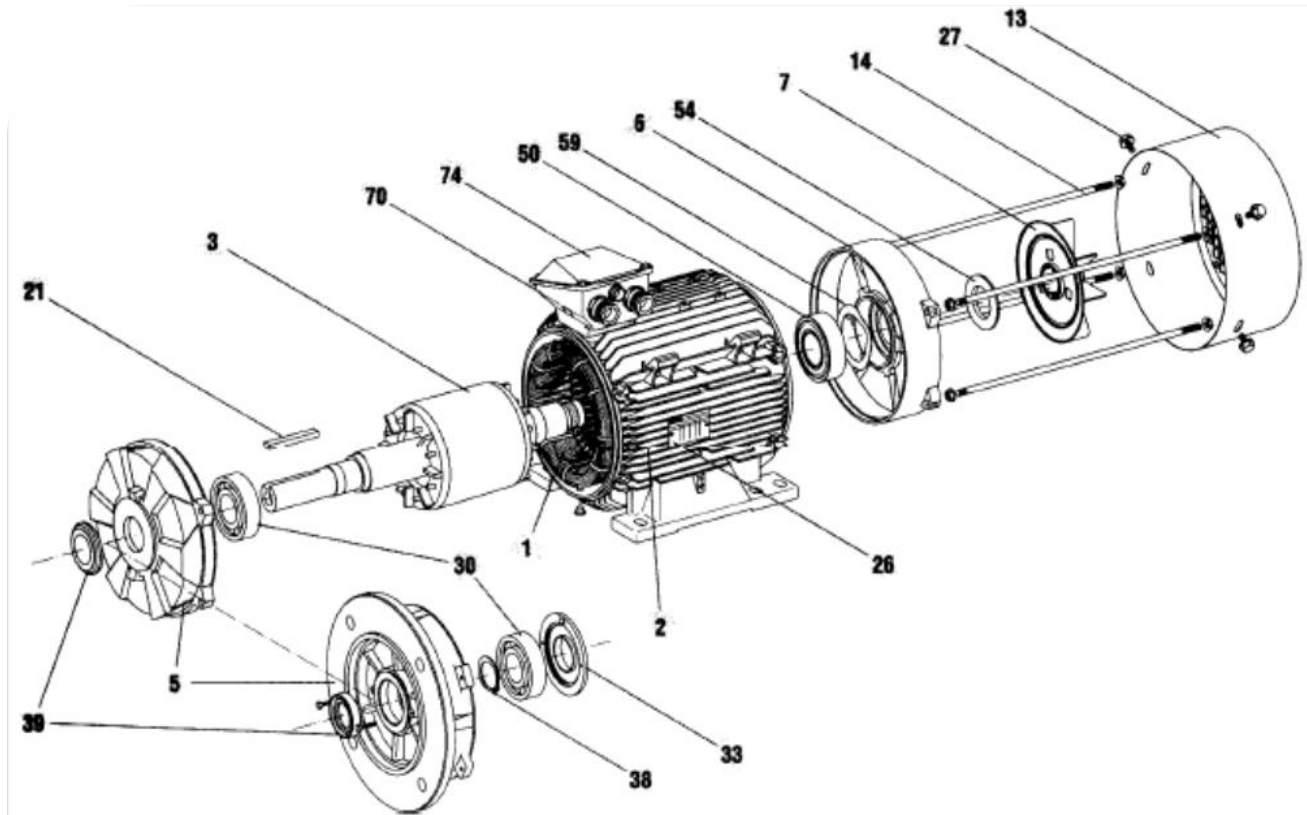
### La loi de Lenz :

Dans un circuit électrique fermé soumis à une variation de flux d'induction, les phénomènes d'induction (courants induits, champ magnétique, force électromagnétique) ont un sens tel qu'ils tendent à s'opposer à la cause qui leur a donné naissance.

### Définition d'un système à structure variables :

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure

## Annexe (A)



*Organisation de la MAS vues de coupe*

1 :	Stator bobiné	21 :	Clavette	38 :	Circlips de roulement côté accouplement
2 :	Carter	26 :	Plaque signalétique	39 :	Joint côté accouplement
3 :	Rotor	27 :	Vis de fixation du capot	50 :	Roulement arrière
5 :	Flasque côté accouplement	30 :	Roulement côté accouplement	54 :	Joint arrière
6 :	Flasque arrière	33 :	Chapeau intérieur côté accouplement	59 :	Rondelle de précharge
7 :	Ventilateur			70 :	Corps de boîte à bornes
13 :	Capot de ventilation			74 :	Couvercle de boîte à bornes
14 :	Tiges de montage				

## 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 ( $\Delta$ )/ 380 v (Y)
Rendement nominale	: 0.78
Facteur de puissance nominale	: 0.8
Vitesse nominale	: 1420 tr/min
Fréquence nominale	: 50 Hz
Courant nominale	: 3.64 A (Y) et 6.31 A ( $\Delta$ )
Résistance statorique	: 4.850 $\Omega$
Résistance rotorique	: 3.805 $\Omega$
Inductance cyclique statorique	: 0.274 H
Inductance cyclique rotorique	: 2.274 H
Inductance mutuelle statorique	: 2.258 H
Nombre de paire de pôles	: 2
Moment d'inertie	: 0.031 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	: 0.008 N.m.s/rd
Inductance du filtre	: 0.4 H
Capacité du filtre	: 600 $\mu$ 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  $\begin{vmatrix} e & d \\ h & g \end{vmatrix}$  : **cofacteur de a**

#### 3. Inverse d'une matrice :

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

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

$\text{com}_A$ : 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 :

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

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

### 4-2. 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 :

$$\text{PS}([V_1] \cdot [V_2]) = [V_1]^T [V_2]^* = x_1 y_1^* + x_2 y_2^* + x_3 y_3^*$$

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.*

## Annexe (C)

### **Théorème de Ferrari :**

Le théorème de Ferrari énonce qu'une armature multipolaire, polyphasée d'espace et parcourue par des courants sinusoïdaux polyphasés équilibrés crée dans l'entrefer une force magnétomotrice circulaire unique tournant, dans l'espace lié à l'armature à la vitesse angulaire  $\pm\omega/p$ .

### **La loi de Faraday :**

Une Force électromotrice (F.E.M) apparaît dans un circuit électrique quand le flux d'induction  $\Phi$  le traversant, varie sa valeur instantanée est :  $e = -d\Phi/dt$ .

### **La loi de Lenz :**

Dans un circuit électrique fermé soumis à une variation de flux d'induction, les phénomènes d'induction (courants induits, champ magnétique, force électromagnétique) ont un sens tel qu'ils tendent à s'opposer à la cause qui leur a donné naissance.

### **Définition d'un système à structure variables :**

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure

## ملخص:

هذه المذكرة تتطرق إلى التحكم بالنمط لانزلاقي للألة اللامتزامنة التي يتم تغذيتها عن طريق التوتّر من أجل ذلك قدمنا في الأول نموذج متحرك للألة معتمدين في ذلك على تحويلات بارك بعد ذلك رأينا أن النموذج ليس خطي متعدد المتغيرات و مختلط لأجل ذلك طبقنا التحكم الإشعاعي بتدفق الموجه .

الفكرة الرئيسية في هذا الموضوع هو تنفيذ ملاحظ بواسطة صيغة انزلاق الوضع من أجل الحفاظ على الأداء العالي للمراقبة. و يتمثل ذلك في تصميم مراقب للتدفق في الدوار مع التوافق في عوامل المقاومة أثناء تشغيل وحدة التحكم في السرعة. وتحقيق السيطرة في تلك السرعة و التحكم بها بدون استعمال أجهزة الاستشعار الميكانيكية و الذي له العديد من المزايا المفيدة و الرائعة. و يمكّننا هذا المراقب من إزالة الكابل من أجهزة الاستشعار، و يوفر لنا الحد من الضوضاء، وهذه الفكرة تقدم لنا الزيادة في الموثوقية و تجعل من العتاد أقل تعقيدا وأقل تكلفة.

**الكلمات المفتاحية:** الألة اللامتزامنة؛ العاكس؛ التحكم الإشعاعي؛ النمط الانزلاقي؛ الملاحظ.

### Résumé :

Ce mémoire est consacré a la commande par mode glissant d'une machine asynchrone alimenté en tension, pour cela, nous avons présenté d'abord le modèle dynamique de la machine basé sur la transformation de Park ,Ensuite vu que ce modèle est non linéaire multivariable et fortement couplé nous avons opté pour une commande vectorielle à flux oriente.

L'idée principale de ce sujet est la mise en œuvre d'un observateur par mode glissant pour préserver les hautes performances de la commande. Il s'agit de concevoir un observateur de flux rotorique avec l'adaptation des paramètres résistifs au cours du fonctionnement du variateur de vitesse. Et de réaliser une commande sans capteur mécanique de vitesse qui présente beaucoup d'avantages. Elle éliminerait le câble du capteur, prévoit une diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins complexe et moins coûteux.

**Mots clés :** Machine asynchrone; ondulateur(MLI); commande vectoriel; mode glissant; observateur.