

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**République Algérienne Démocratique et Populaire**

**Ministère de l'enseignement supérieur  
et de la recherche scientifique**

**Université Hassiba Benbouali de Chlef**



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

## **MEMOIRE**

En vue de l'obtention du diplôme de

**Magister en Electrotechnique**

Option : Entraînement des systèmes électriques

Présenté par

**El hadj BOUNADJA**

Ingénieur d'état en électrotechnique, Univ. HB Chlef

THEME

## **Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile**

Soutenu le 26/05/2008, devant le jury composé de :

Dr. L. NEZLI	Maître de conférences, ENP Alger	Président
Pr. M-S. BOUCHERIT	Professeur, ENP Alger	Examineur
Pr. M. TADJINE	Professeur, ENP Alger	Examineur
Pr. B. BELMADANI	Professeur, Univ. HB Chlef	Rapporteur
Dr. A. DJAHBAR	Chargé de cours, Univ. HB Chlef	Co-Rapporteur

Année : 2008

# Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers ALLAH, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur B. BELMADANI, professeur au département d'électrotechnique de l'Université HASSIBA BENBOUALI de CHLEF, d'accepter d'être rapporteur de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.

Je tiens également à remercier Monsieur A. DJAHBAR, Docteur Chargé de cours au département d'électrotechnique de l'Université HASSIBA BENBOUALI de CHLEF, pour avoir co-dirigé ce travail et avec qui j'ai beaucoup appris dans le domaine théorique. Je le remercie de tout mon coeur pour le temps qu'il m'a consacré.

Qu'il me soit permis d'exprimer à (mon cousin) Monsieur M. BOUNADJA, maître assistant chargé de cours au département d'électrotechnique de l'Université HASSIBA BENBOUALI de Chlef, ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur L. NEZLI, Maître de conférences à l'ENP d'Alger d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire.

Je tiens ensuite à remercier ceux qui ont bien voulu s'atteler à la lourde tâche de la relecture de ce mémoire, Monsieur M-S. BOUCHERIT, Professeur à l'ENP d'Alger et Monsieur M. TADJINE, Professeur à l'ENP d'Alger mes sincères et vifs remerciements d'avoir acceptés d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement tous les enseignants du département de l'électrotechnique de l'université HASSIBA BENBOUALI de CHLEF et en particulier le chef du département H. ALOUACHE.

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail. Que ce mémoire soit pour vous tous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.

# Dédicaces

Je dédie ce modeste Travail en signe de respect et de reconnaissance :

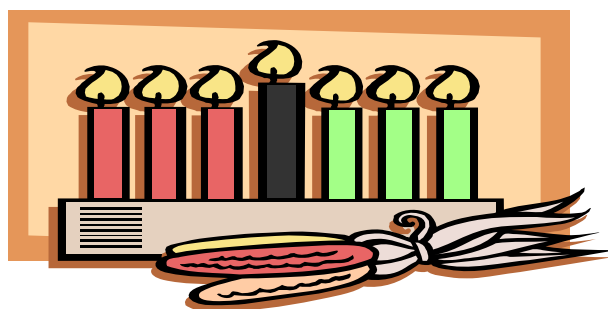
A mes parents ;

A mon épouse, la seule personne qui a partagé avec moi les moments d'inquiétude. Je la remercie énormément pour la compréhension et la patience dont elle fait preuve durant la préparation de ce mémoire ;

A mes petites agréables filles Lina et Manal ;

A mes frères et sœurs ;

A toute la famille BOUNADJA et la famille BERRADIA.



---

---

# Sommaire

---

---

**Résumé et mots clés**

**Sommaire**

**Notations et symboles**

**Introduction générale**

1

---

---

## Chapitre 1

### Modélisation de la machine asynchrone double étoile

---

---

1.1 Introduction	4
1.2 Description de la machine asynchrone double étoile	5
1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	6
1.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile	7
1.4.1 Equations électriques	7
1.4.2 Equations mécaniques	9
1.5 Modèle de PARK de la machine asynchrone double étoile	9
1.5.1 Choix du référentiel d,q	10
1.5.1.1 Référentiel lié au stator	10
1.5.1.2 Référentiel lié au rotor	10
1.5.1.3 Référentiel lié au champ tournant	10
1.5.2 Equations des tensions	10
1.5.3 Equations des flux	11
1.5.4 Equations mécaniques	11
1.5.5 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (d,q) lié au champ tournant	13

1.6	Modèle de la MASDE dans le repère $(\alpha, \beta)$ lié au stator	14
1.6.1	Equation des tensions	14
1.6.2	Equation des flux	14
1.6.3	Equations mécaniques	14
1.6.4	Modèle d'état de la MASDE dans le repère $(\alpha, \beta)$ lié au stator	15
1.7	Résultats de simulation	16
1.8	Influence de l'angle de calage des deux tensions d'alimentation	18
1.9	Conclusion	21

---



---

## Chapitre 2

### Alimentation de la machine asynchrone double étoile

---



---

2.1	Introduction	22
2.2	Description du système d'alimentation	22
2.3	Modélisation du redresseur triphasé	23
2.4	Modélisation du filtre	25
2.5	Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux	26
2.5.1	Structure de l'onduleur à trois niveaux	26
2.5.2	Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	27
2.5.2.1	Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux	27
2.5.2.2	Commandabilité des convertisseurs statiques	29
2.5.2.3	Commande complémentaire	29
2.5.3	Modélisation aux valeurs instantanées	30
2.5.4	Relations de conversion	31
2.6	Stratégie de commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses	33
2.6.1	Principe de la commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses	34
2.6.2	Caractéristique de la modulation	34
2.6.3	Algorithme de la commande	36
2.7	Résultats de simulation	38
2.8	Conclusion	40

---

---

**Chapitre 3**  
**Commande vectorielle de la machine asynchrone**  
**double étoile**

---

---

3.1 Introduction	41
3.2 Principe de la commande vectorielle	42
3.3 Orientation du flux rotorique	43
3.4 Commande vectorielle à flux rotorique orienté	45
3.4.1 Commande vectorielle directe	46
3.4.2 Commande vectorielle indirecte	48
3.5 Commande vectorielle avec découplage par compensation	50
3.6 Test de découplage	54
3.7 Régulation de vitesse de la machine asynchrone double étoile	55
3.8 Résultats de simulation	57
3.9 Test de robustesse	65
3.10 Comparaison	69
3.11 Conclusion	70

---

---

**Chapitre 4**  
**Commande vectorielle sans capteur de vitesse**  
**de la machine asynchrone double étoile**

---

---

4.1 Introduction	71
4.2 Différentes techniques de commande sans capteur de vitesse	72
4.2.1 Techniques d'estimation indirectes de vitesse	72
4.2.1.1 Relation d'autopilotage	72
4.2.1.2 Système adaptatif avec modèle de référence (MRAS)	73
4.2.1.3 Les observateurs	73

4.2.1.4 Intelligence artificielle	75
4.2.2 Technique d'estimation directe de vitesse	75
4.2.2.1 Méthode d'harmonique d'encoches	75
4.2.2.2 Méthode d'injection des signaux	76
4.3 Concepts d'estimateurs et d'observateurs	76
4.3.1 Estimateurs	76
4.3.2 Observateurs	78
4.4 Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MASDE	79
4.4.1 Estimation de la vitesse en utilisant la relation d'autopilotage	80
4.4.2 Estimation de la vitesse à l'aide d'un modèle mécanique	82
4.4.3 Estimation de la vitesse en utilisant la technique MRAS	82
4.4.4 Estimation de la vitesse par un observateur linéaire d'ordre réduit	85
4.5 Résultats de simulation	88
4.6 Test de robustesse	95
4.7 Conclusion	102

---



---

## Conclusion générale

---



---

Conclusion générale	103
---------------------	-----

---



---

## Annexes

---



---

<b>Annexe A</b> Paramètres de la machine asynchrone double étoile	105
<b>Annexe B</b> Transformation de PARK	106
<b>Annexe C</b> Calcul des régulateurs	108

---



---

## Bibliographie

---



---

Bibliographie	114
---------------	-----

---



---

## Notations et symboles

---



---

MASDE	Machine asynchrone double étoile ;
S, R	Indices respectifs du stator et du rotor ;
FOC	Commande vectorielle ;
DFOC	Commande vectorielle directe ;
IFOC	Commande vectorielle indirecte ;
MRAS	Système adaptatif à modèle de référence ;
$A_{S1}, B_{S1}, C_{S1}$	Indices correspondants au trois phases de l'enroulement statorique 1 ;
$A_{S2}, B_{S2}, C_{S2}$	Indices correspondants au trois phases de l'enroulement statorique 2 ;
$a_r, b_r, c_r$	Indices correspondants au trois phases rotorique ;
$d_1, q_1, d_2, q_2$	Axes correspondants au référentielles de PARK ;
$r_{s1}, r_{s2}$	Résistances des enroulements statoriques 1 et 2 ;
$r_r$	Résistance de l'enroulement rotorique ;
$L_{s1}, L_{s2}$	Inductances propres de fuites statorique 1 et 2 ;
$L_r$	Inductance propre de fuites rotorique ;
$L_m$	Inductance mutuelle entre les enroulement 1 et 2 du stator et le rotor ;
$L_{s1,r}$ et $L_{s2,r}$	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;
$L_{s1,s2}$	Inductance mutuelle entre phases des enroulement 1 et 2 du stator ;
$\varphi_{s1}, \varphi_{s2}$	Flux statorique ;
$\varphi_r$	Flux rotorique ;
$\varphi_{rd}$ ou $\text{phrd}$	Flux rotorique sur l'axe d ;
$\varphi_{rq}$ ou $\text{phrq}$	Flux rotorique sur l'axe q ;
$\varphi_{r\alpha}$	Flux rotorique sur l'axe $\alpha$ ;
$\varphi_{r\beta}$	Flux rotorique sur l'axe $\beta$ ;
$T_r$	Constante de temps rotorique ;
$P$	Nombre de paire de pôles ;
$C_{em}$ ou $C_{em}$	Couple électromagnétique ;
$J$	Moment d'inertie ;



$K_f$	Coefficient de frottement ;
$C_r$	Couple résistant ;
$\omega_s$	Vitesse angulaires électriques statorique ;
$\omega_r$ ou $\omega_r$	Vitesse angulaires électriques rotorique ;
$\omega_{gl}$	Vitesse angulaires électriques de glissement ;
$\Omega_r$	Vitesse mécanique du rotor ;
$\delta$	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator;
$\gamma$	Angle de déphasage physique entre les deux bobines du stator ;
$\theta_s$	Angle entre l'enroulement statorique 1 et l'axe d ;
$\theta_r$	Angle entre l'enroulement statorique 1 et la première phase du rotor ;
$\theta_{gl}$	Angle entre la première phase du rotor et l'axe d ;
$\omega_r^*$ ou $\omega_{rréf}$	Vitesse de référence ;
$\varphi_r^*$ ou $\varphi_{rréf}$	Flux rotorique de référence ;
$C_{em}$ ou $C_{emréf}$	Couple électromagnétique de référence ;
$m$	Indice de modulation ;
$r$	Taux de modulation ;
$v$	Tension simple de phase ;
$i_{sa1}$ ou $i_{sa1}$	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 1 ;
$i_{sa2}$ ou $i_{sa2}$	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 2 ;
$K_p$	Paramètre de l'action proportionnelle ;
$K_i$	Paramètre de l'action intégrale ;
$\sigma$	Coefficient de dispersion ;
$\hat{\varphi}_r$	Flux rotorique estimé ;
$\hat{\varphi}_{r\alpha i}, \hat{\varphi}_{r\beta i}$	Composantes $\alpha, \beta$ du flux estimées par le modèle en courant ;
$\hat{\varphi}_{r\alpha v}, \hat{\varphi}_{r\beta v}$	Composantes $\alpha, \beta$ du flux estimées par le modèle en tension ;
$\hat{\omega}_r$	Vitesse angulaires électriques rotorique estimée ;
$\varepsilon$	L'erreur entre la valeur réelle et la valeur estimée.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

## تحكم شعاعي بدون ملتقط السرعة لألة لامترامنة ثنائية الساكن

**ملخص-** يهدف هذا العمل لدراسة تحكم شعاعي بدون ملتقط السرعة لألة لامترامنة ثنائية الساكن. قمنا في البداية بإعطاء نموذج لهذه الألة مع نموذج تغذيتها المتمثلة في موجين ذوي ثلاثة مستويات. بعد ذلك و من أجل الحصول على التحكم المراد دراسته تطرقنا إلى تفصيل التحكم الشعاعي للألة باستعمال الطريقة المباشرة وغير المباشرة بتدفق موجه، مما مكننا من فك ارتباط العزم الكهرومغناطيسي والتدفق. هذا التحكم يحتاج إلى ملتقط ميكانيكي للسرعة الذي يعتبر هشاً ومكلفاً. لتفادي هذه السلبية قمنا بتقدير السرعة باستعمال تقنيتين مختلفتين. استعملنا في التقنية الأولى نظاماً متأقلماً ذا نموذج مرجعي و في الثانية استعملنا ملاحظاً خطياً مختصراً. النتائج المتحصل عليها مكنتنا من استنتاج أن التحكم الشعاعي بدون ملتقط السرعة لألة لامترامنة ثنائية الساكن متينة تجاه أي تغيير في الحمل أو تغيير في السرعة المرجعية. كلتا التقنيتين المستعملتين حساستان لتغيير خصائص الألة بدرجة متفاوتة وخاصة عند السرعات المنخفضة.

**كلمات مفتاحية:** آلة لامترامنة ثنائية الساكن ، موج ذو ثلاثة مستويات، تحكم شعاعي، تحكم شعاعي بدون ملتقط السرعة، مقدر ، ملاحظ، نظام متأقلم ذو نموذج مرجعي.

### Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile

**Résumé** – La machine asynchrone double étoile est utilisée pour sa fiabilité et de segmentation de puissance. Cependant, produire une commande sans capteur de vitesse pour cette machine, présente un intérêt économique, prévoit une diminution de bruit et rend le matériel moins complexe. Dans cette étude et en vue d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse, un modèle de la machine asynchrone double étoile et son alimentation composée de deux onduleurs à trois niveaux, ont été présentés. Vu que le modèle de la machine est fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle par flux orienté. Après une présentation de l'ensemble des méthodes d'estimation de vitesse de la machine asynchrone existant dans la littérature, nous avons appliqué deux techniques sur la MASDE, à savoir la structure MRAS et l'observateur linéaire d'ordre réduit. Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de constater que la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une MASDE est robuste face aux perturbations de la charge et/ou le changement de la vitesse de référence. Les deux techniques utilisées sont sensibles aux variations paramétriques à des degrés différents surtout aux basses vitesses.

**Mots clés** – Machine asynchrone double étoile (MASDE), Onduleur de tension à trois niveaux, Commande vectorielle, Commande sans capteur de vitesse, Estimateur, MRAS, Observateur.

### Sensorless vector control of double star induction machine

**Abstract** – The double star induction machine (DSIM) is used for its reliability and supply division. However, to produce a sensorless field-oriented control for this machine, eliminate the sensor cable, provide for better noise immunity and increase reliability. In this memory, a model of the double star induction machine and the three-level inverters are developed. Considering the mathematical model of the DSIM is strongly coupled, we chose a vector control by field oriented. After an overview of the state of art in the estimation of velocity of induction machine, we applied two methods to the DSIM, which are, the structure MRAS and the linear reduced observer. The results of simulation obtained enabled us to note that the sensorless field-oriented control of the DSIM is robust face to the disturbances of the load and/or the change of the reference speed. These two techniques are sensitive to the parametric variations at different degrees especially at low speed.

**Key words** – Double star induction machine (DSIM), three-level inverters, Vector control, field oriented control, sensorless control, estimators, MRAS, observers.

---

---

# Introduction générale

---

---

La machine à courant continu était depuis longtemps la plus utilisée pour sa capacité de variation de vitesse et sa grande souplesse de fonctionnement. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple et flux sont naturellement découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur augmente le coût de fabrication et d'entretien de la machine et limite son utilisation dans des milieux explosifs et/ou corrosifs. C'est pourquoi les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif [Rou 04] [Tal 04] [Ch 05].

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile [Dah 04] [Are 05].

Ces machines polyphasées constituent un potentiel évident en raison de leur fiabilité et de leur possibilité de fonctionnement en marche dégradée. Malgré tous ces avantages, sa commande reste assez compliquée comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé [Had 00].

L'évolution de la micro-informatique et la disponibilité de moyen de contrôle très rapide tels que le DSP, permet aujourd'hui, de réaliser des algorithmes très complexes de commande pour prendre en compte la non linéarité du modèle de la machine à courant alternatif. Dans les deux dernières décennies, un essor appréciable à la commande des machines à courant alternatif a été donné, où l'on peut distinguer la commande vectorielle

par orientation du flux, la commande directe du couple DTC, la commande non linéaire et la commande par mode glissant.

Un bon fonctionnement d'une commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, nécessite une information fiable provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire). Par ailleurs, les capteurs mécaniques de vitesse sont en général coûteux, fragiles et affectent la fiabilité de cette commande. Cependant, La commande sans capteurs de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Dans ce cadre, notre étude traite, principalement l'estimation de la vitesse en utilisant quelques techniques présentées dans la littérature, telles que la technique utilisant un système adaptatif à modèle de référence (MRAS) et l'observateur de LEUNBERGER d'ordre réduit en vue d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone double étoile.

Le présent mémoire s'articule autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue d'une alimentation par convertisseur statique.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de l'alimentation de la machine qui comporte un redresseur, un filtre et deux onduleurs de tension à trois niveaux. Cette modélisation est suivie d'une simulation de l'association machine-onduleurs de tension à trois niveaux, avec une analyse spectrale de la tension d'une phase statorique.

On présentera dans le troisième chapitre et en vue de découpler la commande de la MASDE, une commande vectorielle directe et indirecte avec orientation du flux rotorique. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude de cette commande ainsi q'un test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques est mis au point.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons une commande vectorielle par orientation du flux rotorique sans capteur de vitesse. Nous allons développer deux approches pour l'estimation ou l'observation de la vitesse, à savoir, une structure utilisant un système adaptatif à modèle de référence (MRAS) et un observateur linéaire d'ordre réduit. Pour attester de la robustesse de la commande, associée à ses structures d'estimation

ou d'observation, une étude sera menée par simulation numérique pour mettre en exergue les performances statiques et dynamiques ainsi obtenues lors des variations paramétriques.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

---

---

# Chapitre 1

## Modélisation de la machine asynchrone double étoile

---

---

### 1.1 Introduction

La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

La machine asynchrone double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau... etc. [Had 00] [Dah 04] [Ber 04] [Are 05].

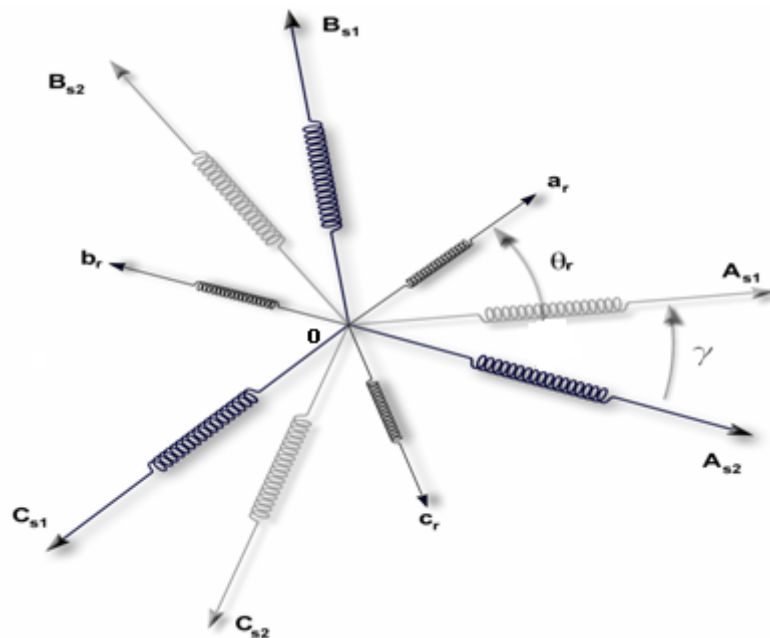
Le modèle électromagnétique de la machine asynchrone double étoile est un système à dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile. En effet, l'utilisation d'une transformation dite de PARK, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

L'objet de ce chapitre est de présenter les différentes étapes permettant d'aboutir au modèle diphasé de la machine asynchrone double étoile et d'étudier son comportement par simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale.

## 1.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile étudiée dans ce projet est une machine qui comporte deux systèmes d'enroulements triphasés ( $A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}$ ) et ( $A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}$ ) couplés en étoile fixés au stator et déphasés entre eux d'un angle  $\gamma$  ( $\gamma = 30^\circ$ ) et un rotor mobile comportant trois phases  $a_r, b_r, c_r$  (Figure 1.1) [Had 00] [Ber 04] [Dah 04] [Are 05].

Les deux systèmes de phases du stator sont alimentés par deux sources de tension à fréquence et amplitude égales mais déphasées entre elles d'un angle  $\delta$  ( $\delta = \gamma = 30^\circ$ ) [Had 00] [Ber 04] [Dah 04] [Are 05].



**Figure 1.1** Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile

### ▪ Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [Ber 04] [Dah 04] [Are 05] :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale;
- L'entrefer est uniforme ;
- La machine est de constitution symétrique ;

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

### 1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants triphasés de fréquence  $f_s$  alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme  $N_s$ , tel que :

$$N_s = \frac{f_s}{p} \text{ [tr/s]}$$

Avec:

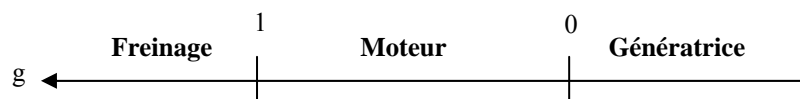
$P$  : le nombre de paire de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle  $\gamma$  alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme  $N_s$ .

Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse  $N_r$  inférieure à celle du synchronisme ( $N_r < N_s$ ), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit [Are 05]. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement.



Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement moteur.



## 1.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

### 1.4.1 Equations électriques

En tenant compte de la représentation de la figure 1.1 et des hypothèses simplificatrices citées ci dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit [Ber 04] [Dah 04] [Are 05] :

$$[v_{s,abc1}] = [R_{s1}] [i_{s,abc1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc1}] \quad (1.1)$$

$$[v_{s,abc2}] = [R_{s2}] [i_{s,abc2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc2}] \quad (1.2)$$

$$[v_{r,abc}] = [R_r] [i_{r,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r,abc}] \quad (1.3)$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Sachant que:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s,abc1} \\ \varphi_{s,abc2} \\ \varphi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s,abc1} \\ i_{s,abc2} \\ i_{r,abc} \end{bmatrix}$$

$$[v_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix}, [v_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix}, [v_{r,abc}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

De même :

$$[i_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}, [i_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}, [i_{r,abc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix}, [\varphi_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix}, [\varphi_{r,abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = [L_{r,s2}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix}$$

Avec :

$L_{s1}, L_{s2}, L_r$  : Inductances de fuite des enroulements statorique et rotorique.

$L_{ms}, L_{sr}, L_{mr}$  : Valeur maximale des inductances mutuelles

### 1.4.2 Equations mécaniques

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [Ber 04]:

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left\{ [i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}]^t + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}]^t \right\} \quad (1.4)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

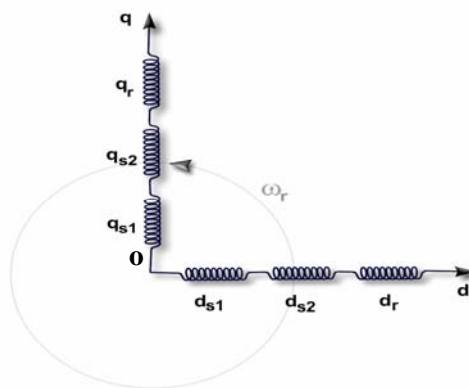
$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \quad (1.5)$$

Les équations précédentes, ainsi obtenu, sont à coefficients variables entraînant la complexité de la résolution du modèle de la MASDE en vue de la commande. On peut réaliser un changement de base sur les grandeurs physiques (tension, flux et courant) qui conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle  $\theta_r$ . Ce changement de base est appelé transformation de PARK.

### 1.5 Modèle de PARK de la machine asynchrone double étoile

La transformation de PARK développée en annexe B, permet de transformer les enroulements du stator (a,b,c) en des enroulements équivalent de point de vue électrique et magnétique et disposés selon deux axes (d,q) perpendiculaires, ce qui est illustré dans la figure 1.2 [Ber 04] [Dah 04] [Are 05].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q).



**Figure 1.2** Représentation des enroulements de la MASDE dans le repère d,q

### 1.5.1 Choix du référentiel $(d,q)$

Les équations de la machine asynchrone double étoile peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère  $(d,q)$ .

#### 1.5.1.1 Référentiel lié au stator $(\alpha, \beta)$

Pour ce type de choix,  $\theta_s = 0$  et  $\omega_s = 0$ , ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

#### 1.5.1.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère  $(d,q)$  est égale à la pulsation mécanique du rotor ( $\omega_s = \omega_r$ ). Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

#### 1.5.1.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère  $(d,q)$  est égale la vitesse du champ tournant  $\omega_s$ . Ce référentiel est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

### 1.5.2 Equations des tensions

En appliquant la transformation de PARK aux équations (1.1), (1.2) et (1.3) et en choisissant le référentiel lié au champ tournant, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1} = r_{s1} \cdot i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = r_{s1} \cdot i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd1} \\ v_{sd2} = r_{s2} \cdot i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = r_{s2} \cdot i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd2} \\ 0 = r_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = r_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (1.6)$$

### 1.5.3 Equations des flux

Les relations entre flux et courants sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (1.7)$$

Avec :

$$L_m = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{rs} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.}$$

$$\begin{aligned} L_{s1} = L_{s2} & : \text{Enroulements statoriques 1 et 2 sont identiques.} \\ r_{s1} = r_{s2} & \end{aligned}$$

### 1.5.4 Équations mécaniques

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par [Ber 04]:

$$p_e = [v_s]^t [i_s] = v_{sa1}i_{sa1} + v_{sb1}i_{sb1} + v_{sc1}i_{sc1} + v_{sa2}i_{sa2} + v_{sb2}i_{sb2} + v_{sc2}i_{sc2} \quad (1.8)$$

Et comme la transformation de PARK utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P_e = v_{sd1}i_{sd1} + v_{sd2}i_{sd2} + v_{sq1}i_{sq1} + v_{sq2}i_{sq2} \quad (1.9)$$

En introduisant le système d'équation (1.6) dans l'expression de la puissance instantanée, on obtient:

$$\begin{aligned}
P_e &= \left( \begin{aligned} &\left( r_{s1} i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \right) i_{sd1} + \left( r_{s2} i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \right) i_{sd2} \\ &+ \left( r_{s1} i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd1} \right) i_{sq1} + \left( r_{s2} i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd2} \right) i_{sq2} \end{aligned} \right) \\
&= \left( \begin{aligned} &\left( r_{s1} i_{sd1}^2 + r_{s2} i_{sd2}^2 + r_{s1} i_{sq1}^2 + r_{s2} i_{sq2}^2 \right) + \left( \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} i_{sq2} \right) \\ &+ \omega_s \left( \varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2} - \varphi_{sq1} i_{sd1} - \varphi_{sq2} i_{sd2} \right) \end{aligned} \right)
\end{aligned} \tag{1.10}$$

On constate que la puissance instantanée ainsi développée se compose de trois termes:

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Cette puissance est considérée nulle parce que on ne met pas en évidence la transformation d'énergie ;
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance peut s'écrire sous la forme:

$$P_{em} = \omega_s (\varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2} - \varphi_{sq1} i_{sd1} - \varphi_{sq2} i_{sd2}) \tag{1.11}$$

$$C_{em} = p (\varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2} - \varphi_{sq1} i_{sd1} - \varphi_{sq2} i_{sd2}) \tag{1.12}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en substituant le système d'équations (1.7) des flux statoriques dans l'expression (1.12), on obtient:

$$C_{em} = p L_m \{ (i_{sq1} + i_{sq2}) i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) i_{rq} \} \tag{1.13}$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique:

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \tag{1.14}$$

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases} \quad (1.15)$$

En introduisant  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  dans l'expression (1.13), on obtient:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2}) \}$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suit:

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2}) \} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \end{cases} \quad (1.16)$$

### 1.5.5 Modèle d'état de la MASDE dans le repère $(d,q)$ lié au champs tournant

En remplaçant le système d'équation (1.7) dans (1.6) et après arrangement on obtient le modèle de la machine dans le repère  $(d,q)$  lié au champ tournant, pour un vecteur d'état  $[x] = [i_{sd1} \ i_{sq1} \ i_{sd2} \ i_{sq2} \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rq}]$  et de tension de commande  $[v] = [v_{sd1} \ v_{sq1} \ v_{sd2} \ v_{sq2}]$  et tenant compte que le rotor de la MASDE est en court-circuit. Ce modèle est exprimé par le système suivant :

$$\begin{cases} v_{sd1} = r_{s1} i_{sd1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{sd1}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s [(L_{s1} + L_m) \sigma i_{sq1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rq}] \\ v_{sq1} = r_{s1} i_{sq1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{sq1}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_s [(L_{s1} + L_m) \sigma i_{sd1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rd}] \\ v_{sd2} = r_{s2} i_{sd2} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{sd2}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd1}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s [(L_{s2} + L_m) \sigma i_{sq2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rq}] \\ v_{sq2} = r_{s2} i_{sq2} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{sq2}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq1}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_s [(L_{s2} + L_m) \sigma i_{sd2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rd}] \\ v_{rd} = 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) + \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) + \varphi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2})] \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \end{cases} \quad (1.17)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_s)}$ ,  $L_{s1} = L_{s2} = L_s$ ,  $T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}$

### 1.6 Modèle de la machine dans le repère $(\alpha,\beta)$ lié au stator

Le référentiel  $(\alpha, \beta)$  est immobile par rapport au stator (figure 1.3), donc les équations des tension, flux et mécaniques avec la condition  $\omega_s = 0$  et tenant compte que le rotor de la machine asynchrone double étoile étudié est en court-circuit, seront donc :

### 1.6.1 Equations des tensions

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s\alpha 1} = r_{s1} \cdot i_{s\alpha 1} + \frac{d\varphi_{s\alpha 1}}{dt} \\ v_{s\beta 1} = r_{s1} \cdot i_{s\beta 1} + \frac{d\varphi_{s\beta 1}}{dt} \\ v_{s\alpha 2} = r_{s2} \cdot i_{s\alpha 2} + \frac{d\varphi_{s\alpha 2}}{dt} \\ v_{s\beta 2} = r_{s2} \cdot i_{s\beta 2} + \frac{d\varphi_{s\alpha 2}}{dt} \\ 0 = r_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ 0 = r_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (1.18)$$

### 1.6.2 Equations des flux

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{s\alpha 1} = L_{s1} i_{s\alpha 1} + L_m (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2} + i_{r\alpha}) \\ \varphi_{s\beta 1} = L_{s1} i_{s\beta 1} + L_m (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2} + i_{r\beta}) \\ \varphi_{s\alpha 2} = L_{s2} i_{s\alpha 2} + L_m (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2} + i_{r\beta}) \\ \varphi_{s\beta 2} = L_{s2} i_{s\beta 2} + L_m (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2} + i_{r\beta}) \\ \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2} + i_{r\alpha}) \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2} + i_{r\beta}) \end{array} \right. \quad (1.19)$$

### 1.6.3 Equations mécaniques

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \varphi_{r\alpha} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) - \varphi_{r\beta} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) \} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \end{array} \right. \quad (1.20)$$



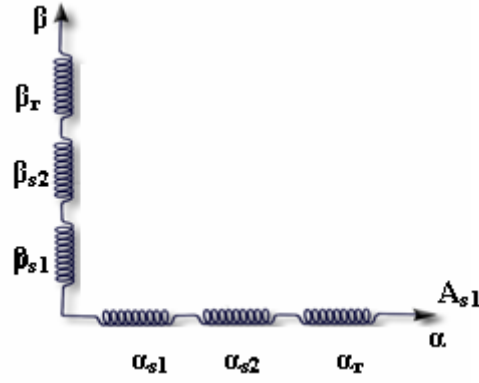


Figure 1.3 Représentation des enroulements de la MASDE dans le repère  $(\alpha, \beta)$

### 1.6.4 Modèle d'état de la MASDE dans le repère $(\alpha, \beta)$ lié au stator

En remplaçant le système d'équation (1.19) dans (1.18) et après arrangement on obtient le modèle de la machine dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, pour un vecteur d'état  $[x] = [i_{s\alpha 1} \ i_{s\beta 1} \ i_{s\alpha 2} \ i_{s\beta 2} \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta}]$  et de tension de commande  $[v] = [v_{s\alpha 1} \ v_{s\beta 1} \ v_{s\alpha 2} \ v_{s\beta 2}]$ , exprimé par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s\alpha 1} = r_{s1} i_{s\alpha 1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{s\alpha 1}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\alpha 2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta 1} = r_{s1} i_{s\beta 1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{s\beta 1}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\beta 2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \\ v_{s\alpha 2} = r_{s2} i_{s\alpha 2} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{s\alpha 2}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\alpha 1}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta 2} = r_{s2} i_{s\beta 2} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{s\beta 2}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\beta 1}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) + \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) + \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \\ c_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_{r\alpha} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) + \varphi_{r\beta} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})) \\ J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \end{array} \right. \quad (1.21)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_s)}$ ,  $L_{s1} = L_{s2} = L_s$ ,  $T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}$

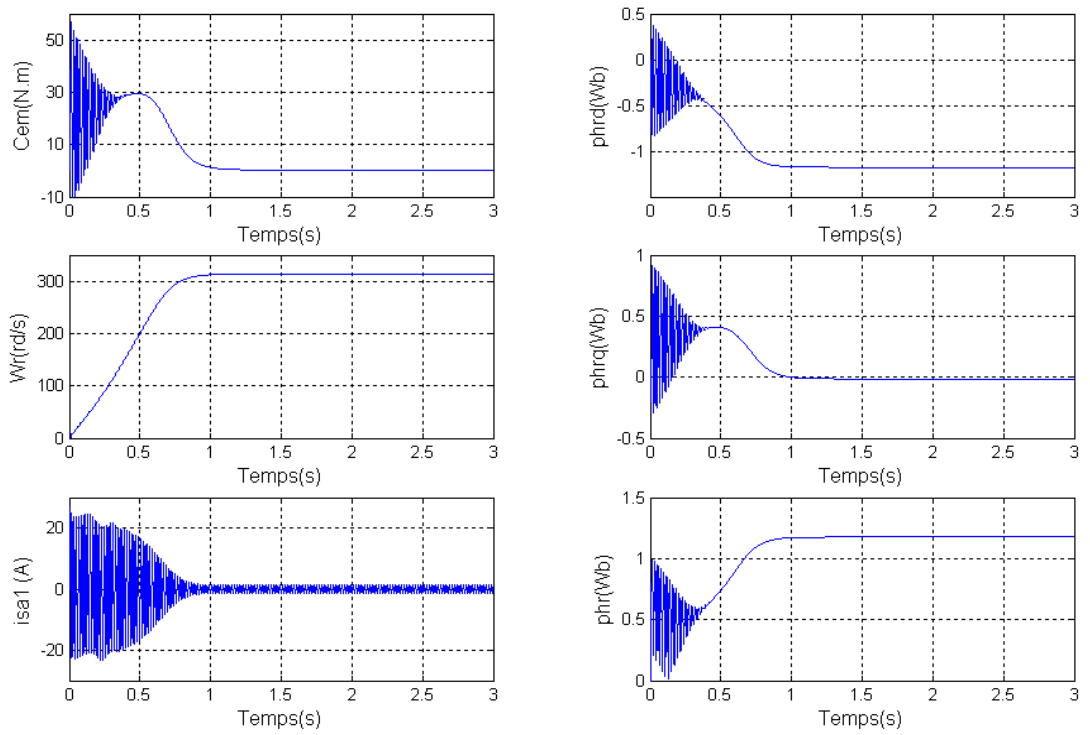
## 1.7 Résultats de simulation

La simulation numérique nous permet de modéliser, d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours il existe toute une panoplie de logiciels pour les machines électriques. Afin de simuler la MASDE, nous avons opté pour le logiciel MATLAB/SIMULINK.

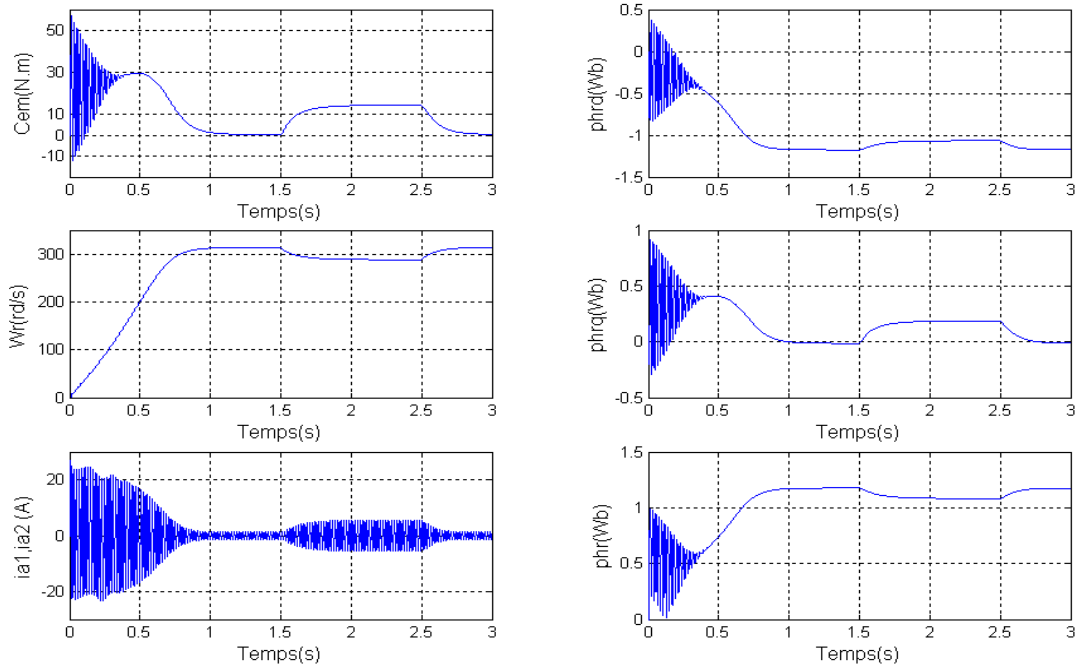
La machine asynchrone double étoile étudiée, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A, est alimentée par un réseau parfaitement sinusoïdal.

La figure 1.4 montre les performances de la MASDE lors d'un démarrage à vide. Nous remarquons dans cette figure l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire. Ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Après le régime transitoire qui dure environ 0.8s, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme 314 rd/s, puisque la charge est nulle (glissement négligeable). Le couple électromagnétique est stabilisé après une période de 0.8s à une valeur qui compense les pertes par frottements (0.3 N.m) lors du fonctionnement à vide. Le flux rotorique atteint la valeur de 1,2 Wb, en régime permanent.

La figure 1.5 montre les performances de la MASDE lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale ( $C_r=14$  Nm) entre 1.5 et 2.5s. Nous constatons que le couple est stabilisé à une valeur d'environ de 14 Nm, la vitesse chute à 297 rd/s qui est la vitesse nominale de la machine, les flux rotoriques en quadrature et directes sont directement affectés ce qui veut dire qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotorique d'autre part.



**Figure 1.4** Performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un démarrage à vide



**Figure 1.5** Performances de la machine asynchrone double étoile avec application d'un couple de charge  $C_r=14$  N.m entre 1.5s et 2.5s

## 1.8 Influence de l'angle de déphasage $\delta$ des deux tensions d'alimentation

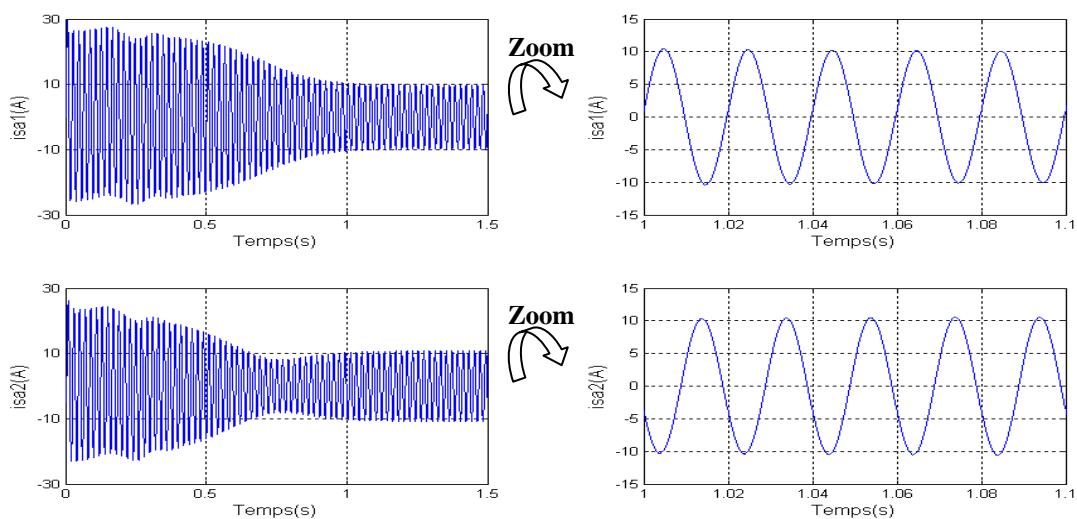
Dans la partie précédente nous avons pris l'angle de déphasage  $\delta$  entre les deux systèmes de tension d'alimentation est égale à l'angle de décalage physique  $\gamma$  entre les systèmes de bobines ( $\delta = \gamma = 30^\circ$ ).

Dans ce qui suit nous allons étudier l'influence du changement de l'angle de déphasage  $\delta$  sur le comportement de la MASDE en simulant les courants  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  absorbés par la machine.

### ➤ Alimentation avec un angle de déphasage $\delta = 0^\circ$

Les deux enroulements de la machine asynchrone sont supposés décalées de  $\gamma = 30^\circ$ , par contre les deux systèmes de tensions d'alimentation étant en phase.

La figure 1.6 représente les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la machine :

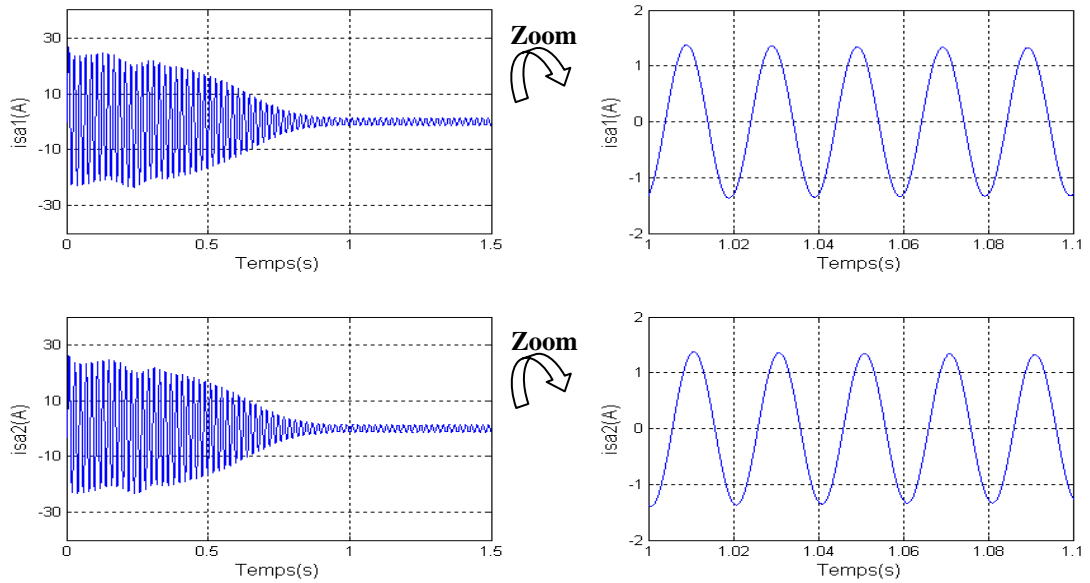


**Figure 1.6** Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la MASDE à vide

On remarque que les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés en régime permanent par la machine sont important et ont des valeurs crêtes différentes ( $i_{sa1} = 11$  A,  $i_{sa2} = 10$  A).

### ➤ Alimentation avec un angle de déphasage $\delta = 30^\circ$

Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la machine sont représentés sur la figure 1.7 :

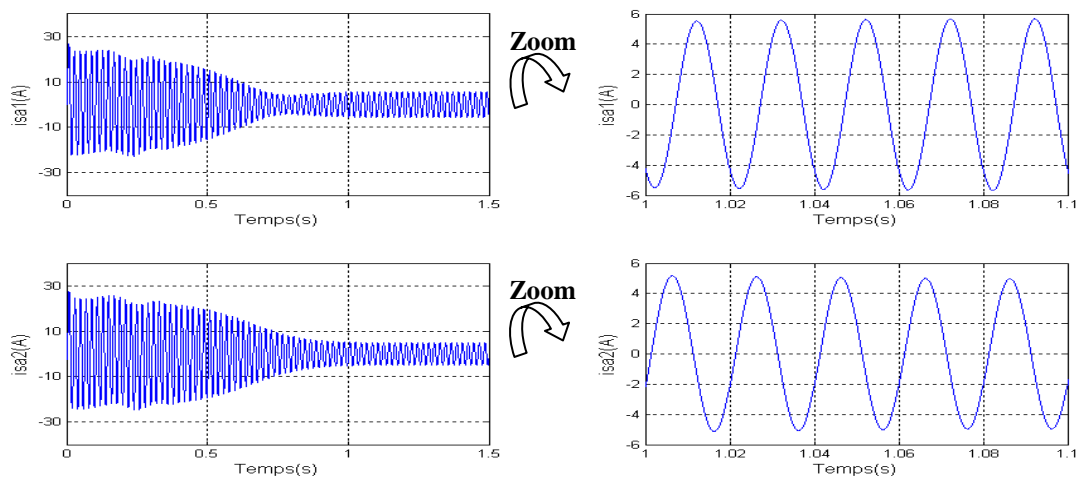


**Figure 1.7** Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la MASDE à vide

On remarque que les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés en régime permanent par la machine sont faibles et équilibrés ( $i_{sa1} = i_{sa2} = 1,5$  A).

➤ **Alimentation avec un angle de déphasage  $\delta = 45^\circ$**

Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la machine sont représentés sur la figure 1.8 :

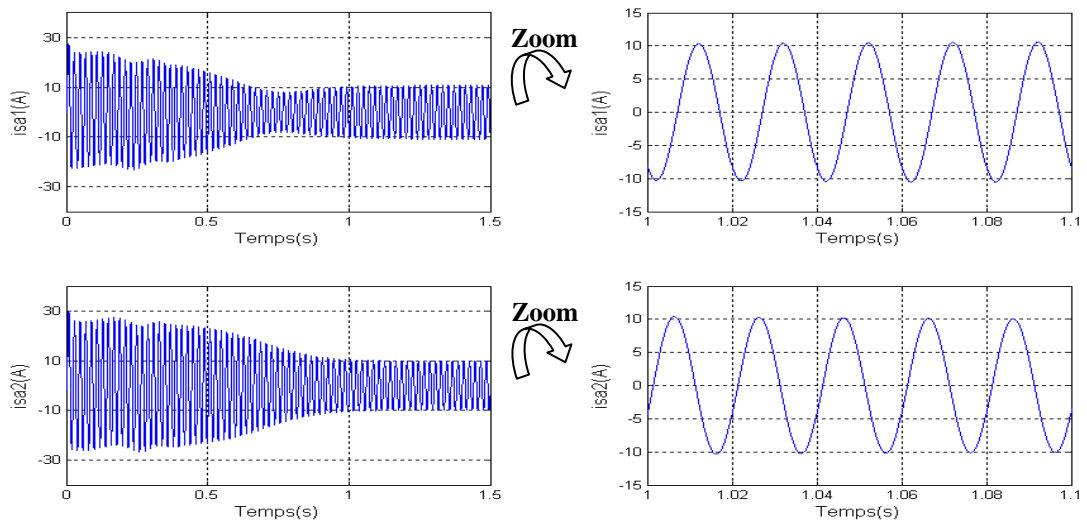


**Figure 1.8** Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la MASDE à vide

On remarque que les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés en régime permanent par la machine sont déséquilibrés ( $i_{sa1} = 5$  A,  $i_{sa2} = 5,5$  A).

➤ **Alimentation avec un angle de déphasage  $\delta = 60^\circ$**

Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la machine sont représentés sur la figure 1.9 :



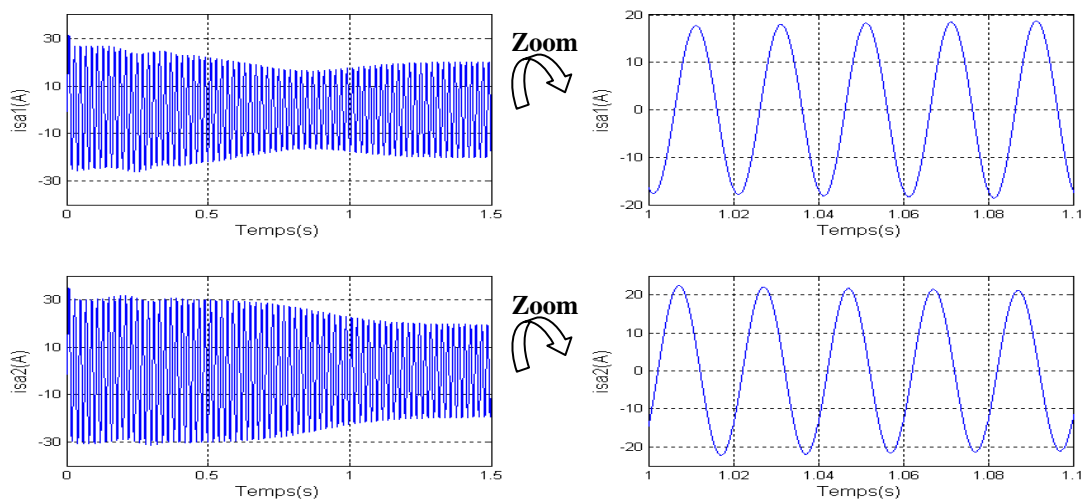
**Figure 1.9** Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la MASDE à vide

On remarque que les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés en régime permanent par la machine sont important et ont des valeurs crête différentes ( $i_{sa1} = 10\text{A}$ ,  $i_{sa2} = 11\text{A}$ ).

➤ **Alimentation avec un angle de déphasage  $\delta = 90^\circ$**

Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la machine sont représentés sur la figure 1.10 :

On remarque que les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés en régime permanent par la machine sont important et ont des valeurs crêtes différentes ( $i_{sa1} = 18\text{A}$ ,  $i_{sa2} = 23\text{A}$ ).



**Figure 1.10** Les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  absorbés par la MASDE à vide

## 1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue d'une alimentation par convertisseur statiques. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système à dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. Afin de simplifier ce modèle, nous avons utilisé la transformation de PARK. Ainsi, le système d'état de la machine a été réduit de dix à sept équations que nous avons validé à travers une simulation numérique.

Enfin, nous avons étudié l'influence du changement de l'angle de déphasage  $\delta$  sur le comportement de la machine asynchrone double étoile et nous avons montré que les meilleures performances sont obtenues pour la configuration  $\delta = \gamma = 30^\circ$ .

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de l'alimentation par onduleurs de tension à trois niveaux.

---

---

# Chapitre 2

## Alimentation de la machine asynchrone double étoile

---

---

### 2.1 Introduction

Au cours du premier chapitre, on a élaboré un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile en vue d'une alimentation par convertisseur statique, généralement ces convertisseurs sont des onduleurs de tension à deux niveaux de faible et moyenne tension et puissance.

Pour des applications de forte puissance et haute tension, on utilise généralement des groupements d'onduleurs à deux niveaux, d'où une complication dans la commande et une augmentation du coût du système. Pour remédier aux différents problèmes associés à ces groupements, une nouvelle structure d'onduleur dite à trois niveaux a été proposée [Ber 04] [Tal 04].

Dans ce chapitre, on présente la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile qui est composée de deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale et d'un redresseur à diodes suivi d'un filtre passe-bas alimentant les deux onduleurs.

### 2.2 Description du système d'alimentation

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque la machine, on fait appel au convertisseur statique délivrant ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz.



L'existence des deux enroulements statoriques nécessite une alimentation par deux onduleurs de tension dont la commande de la MLI est décalée d'un angle  $\gamma$ .

Les deux onduleurs sont alimentés par un même pont à diodes dont la tension de sortie est filtrée par un filtre passe-bas  $LC$

La structure générale de l'alimentation de la MASDE est représentée sur la figure 2.1 :

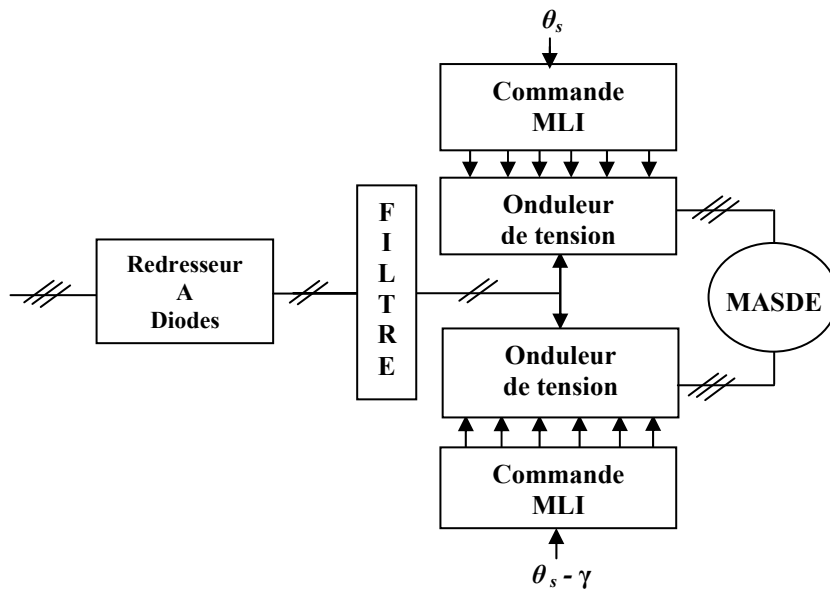


Figure 2.1 Structure générale de l'alimentation de la MASDE

### 2.3 Modélisation du redresseur triphasé

Le schéma de principe d'un pont redresseur à diodes est illustré sur la figure 2.2 [Had 00] [Tal 04]:

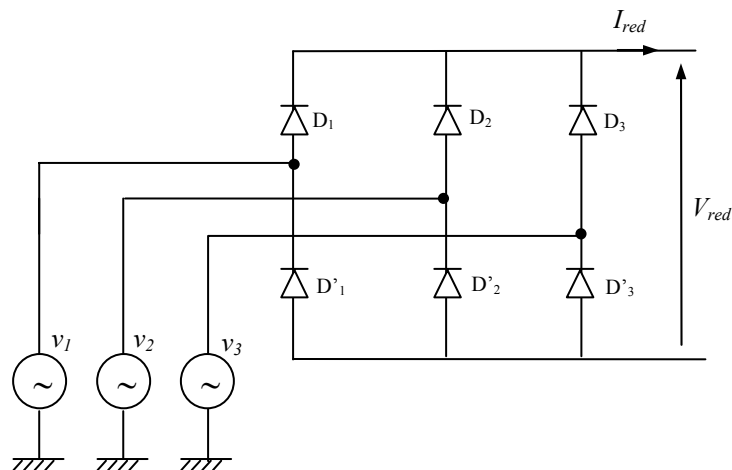


Figure 2.2 Schéma d'un pont redresseur triphasé

La séquence de conduction des diodes :

$$D_i : \text{ Conduit si } v_i = \max(v_j) ; i = 1, 2, 3 ; j = 1, 2, 3$$

$$D'_i : \text{ Conduit si } v_i = \min(v_j) ; i = 1, 2, 3 ; j = 1, 2, 3$$

Pendant chaque instant, la tension de sortie du redresseur est :

$$V_{red} = v_i - v_k \quad (2.1)$$

Avec :

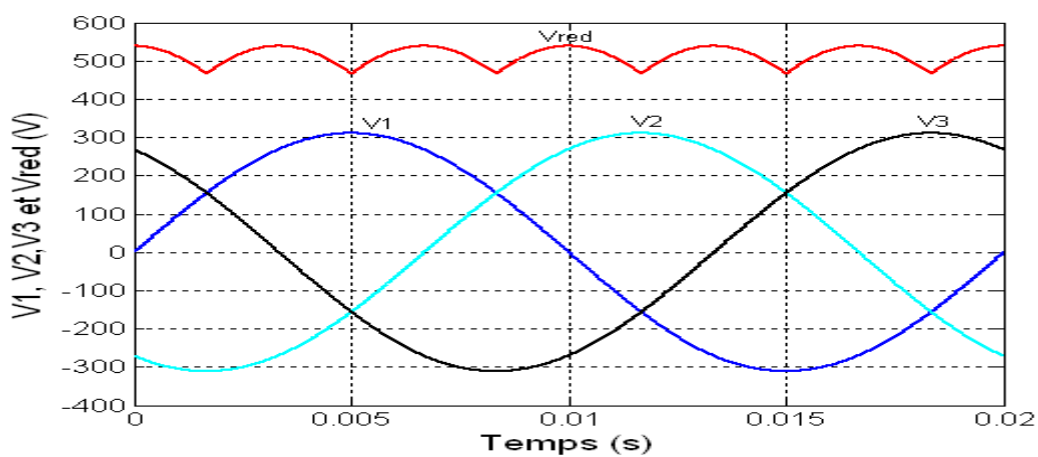
$$v_i = \max(v_1, v_2, v_3)$$

$$v_k = \min(v_1, v_2, v_3)$$

Par conséquent :

$$V_{red} = \max(v_j) - \min(v_j) ; j = 1, 2, 3 \quad (2.2)$$

Le schéma de la figure 2.3, 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  $v_{red}$  à la sortie de celui-ci.



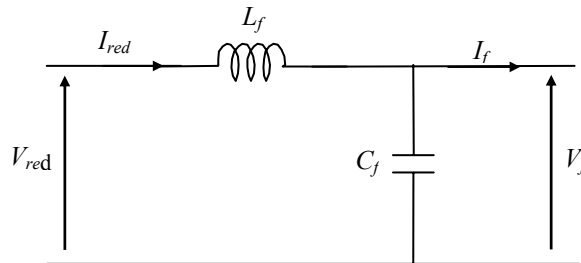
**Figure 2.3** Les tensions d'alimentation et la tension redressée

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{redmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (2.3)$$

## 2.4 Modélisation du filtre

Entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension, on insère un filtre  $LC$  passe-bas comme le montre la figure 2.4 [Had 00] [Tal 04]:



**Figure 2.4** Schéma du filtre  $LC$

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_{red}}{dt} + V_f \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red} - I_f) \end{cases} \quad (2.4)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante [Tal 04] :

$$F(s) = \frac{V_f(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (2.5)$$

C'est une fonction du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est [Tal 04] :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.6)$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur ou égal à deux. On devra choisir  $f_c \leq 2f'$ ; où  $f' = 6f$  est la fréquence de la tension redressée  $V_{red}$  et  $f$  la fréquence du réseau. On déduit que  $L_f C_f > 2.78.10^{-6}$  (HF), pour un choix de  $C_f = 250\mu F$ , on a  $L_f = 10$  mH.

La tension du filtre choisie est illustrée par la figure 2.5:

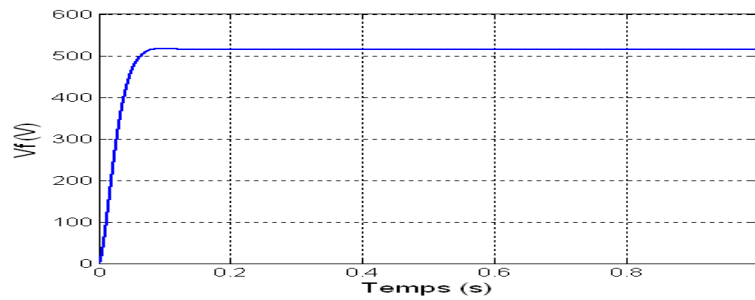


Figure 2.5 Tension de sortie du filtre

## 2.5 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

### 2.5.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux, se compose en trois bras et deux sources de tension continue. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires diode – transistor, GTO, ou IGBT présentant chacune un interrupteur bidirectionnel en courant, et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue. La figure 2.6 donne une représentation schématique de cet onduleur [Ber 04] [Tal 04].

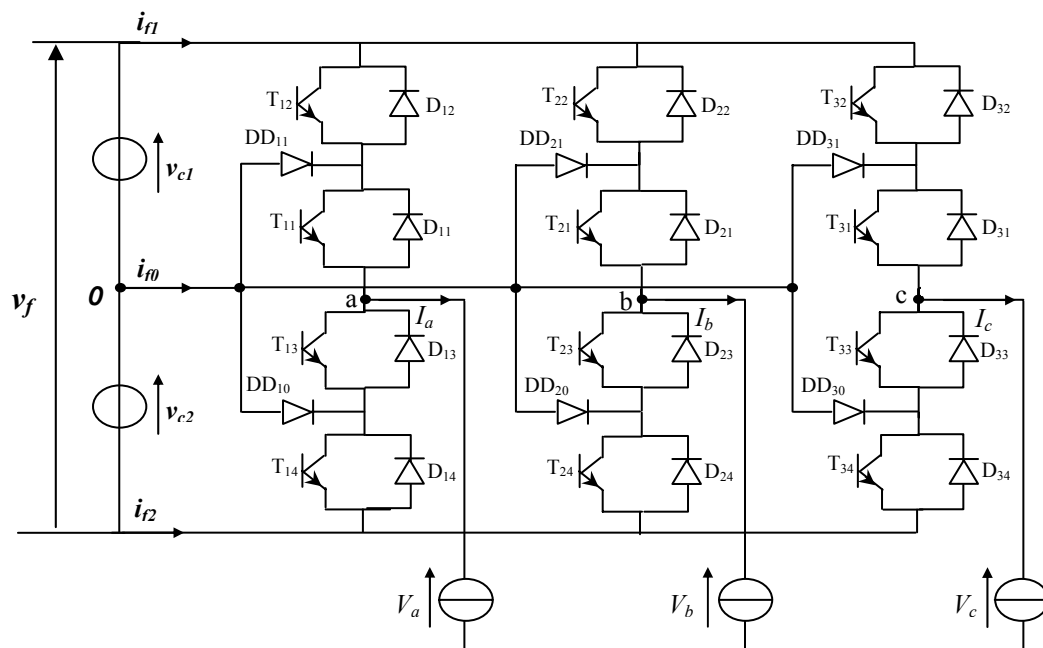


Figure 2.6 Structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Les tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  sont des tensions continues (dans le cas idéal,  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  sont égales, c'est à dire :  $v_{c1} = v_{c2} = \frac{V_f}{2}$ ).

## 2.5.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

La symétrie de la structure de l'onduleur à trois niveaux permet leur modélisation par bras (figure 2.7). On définit en premier lieu le modèle global d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

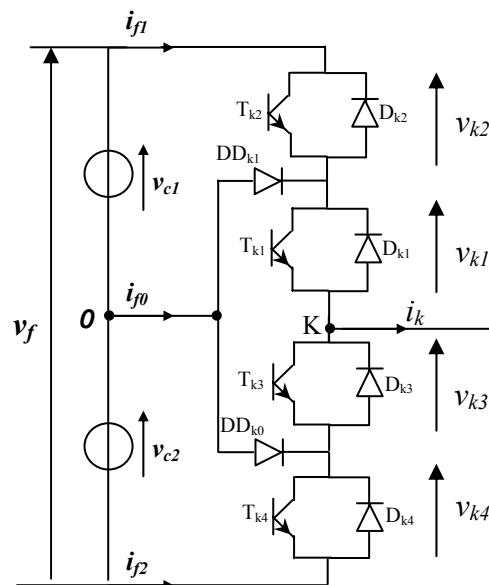


Figure 2.7 Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de [Ber 04] [Tal 04]:

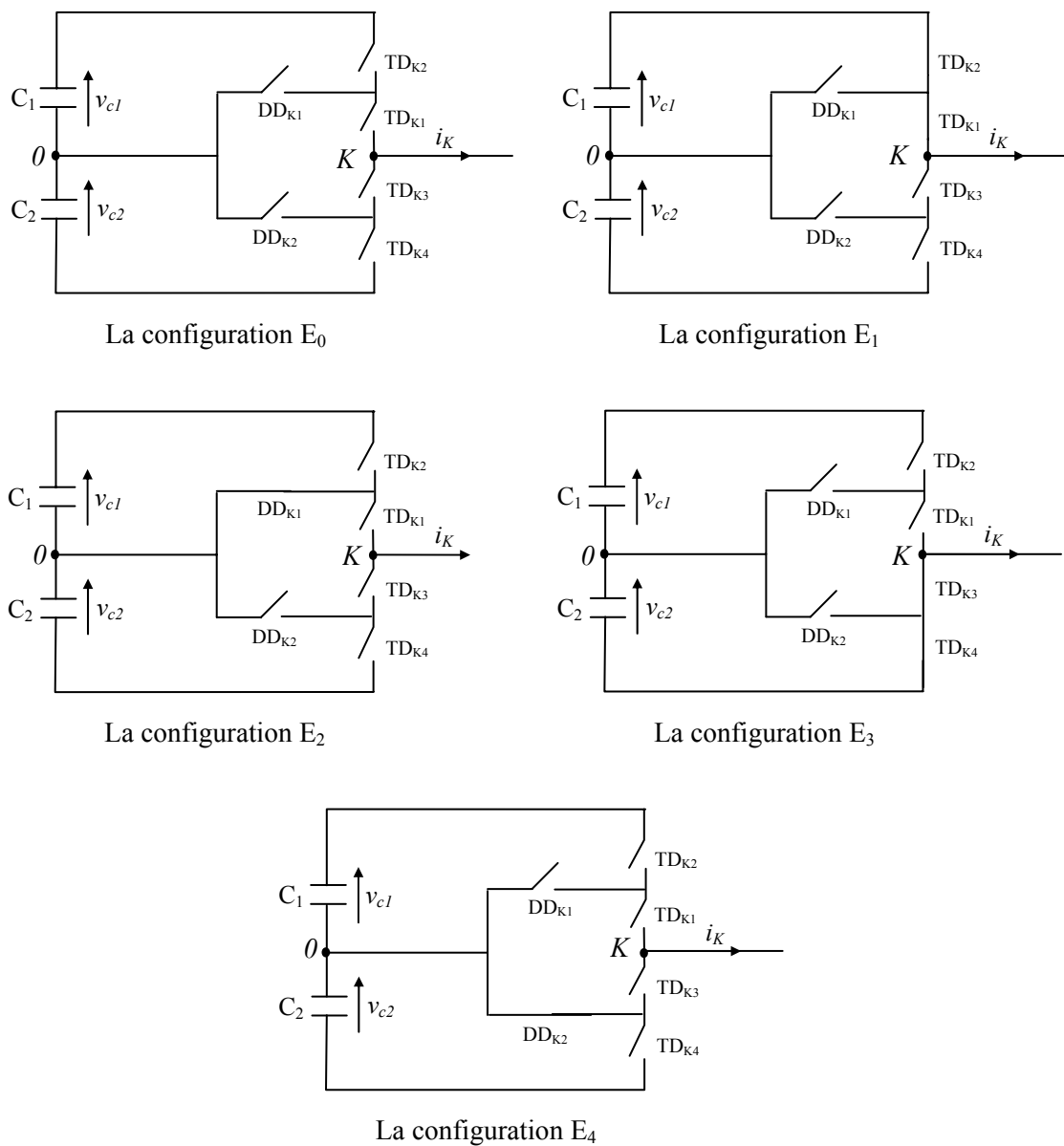
- La commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bi - commandable  $T_{ks}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

### 2.5.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier qui sont présentées par la figure 2.8. Le tableau 2.1 donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec  $0$  origine des potentiels et  $v_{ko}$  le potentiel du nœud  $k$ ) [Ber 04] [Tal 04].

La configuration	Grandeurs électriques
E <sub>0</sub>	$i_{ko} = 0$
E <sub>1</sub>	$v_{K0} = v_{C1}$
E <sub>2</sub>	$v_{K0} = 0$
E <sub>3</sub>	$v_{K0} = -v_{C2}$
E <sub>4</sub>	$v_{K0} = 0$

**Tableau 2.1** Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k



**Figure 2.8** Les configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

### 2.5.2.2 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée [Ber 04] [Tal 04].

### 2.5.2.3 Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction, et pour délivrer les trois niveaux de tensions désirées, on doit le faire fonctionner en son mode commandable.

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras d'onduleur à trois niveaux [Ber 04] [Tal 04]:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{K3} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K4} = \overline{G_{K2}} \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} G_{K2} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K4} = \overline{G_{K3}} \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} G_{K4} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K3} = \overline{G_{K2}} \end{array} \right. \quad (2.7)$$

Avec :  $G_{ks}$  la commande de la gâchette du thyristor  $T_{ks}$  du bras  $k$ .

Il a été démontré que la troisième commande est celle qui donne les trois niveaux de tension  $v_{c1}$ ,  $0$  et  $-v_{c2}$ . Le tableau 2.2, montre l'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux [Ber 04] [Tal 04] :

$G_{k1}$	$G_{k2}$	$G_{k3}$	$G_{k4}$	$v_{ko}$
0	0	1	1	$-v_{c2}$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	$v_{c1}$

**Tableau 2.2** Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Afin d'avoir la commandabilité totale de l'onduleur à trois niveaux, on doit éliminer le cas qui donne une réponse inconnue.

En traduisant cette commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $K$ , on trouve :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (2.8)$$

On définit la fonction de connexion du demi-bras notée  $F_{Km}^b$ .

Avec :

$$m = \begin{cases} 1 & \text{pour le demi-bras du haut constitué de TD}_{K1} \text{ et TD}_{K2} \\ 0 & \text{pour le demi-bras du bas constitué de TD}_{K3} \text{ et TD}_{K4} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} F_{K4} \end{cases} \quad (2.9)$$

### 2.5.3 Modélisation aux valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds  $a, b, c$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu  $0$ , sont donnés par le système suivant [Ber 04] [Tal 04]:

$$\begin{cases} v_{ao} = F_{11}F_{12}v_{C1} - F_{13}F_{14}v_{C2} \\ v_{bo} = F_{21}F_{22}v_{C1} - F_{23}F_{24}v_{C2} \\ v_{co} = F_{31}F_{32}v_{C1} - F_{33}F_{34}v_{C2} \end{cases} \quad (2.10)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on aura :

$$\begin{cases} v_{ao} = F_{11}^b v_{c1} - F_{10}^b v_{c2} \\ v_{bo} = F_{21}^b v_{c1} - F_{20}^b v_{c2} \\ v_{co} = F_{31}^b v_{c1} - F_{30}^b v_{c2} \end{cases} \quad (2.11)$$

Les tensions simples de sortie de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\ v_b = \frac{1}{3}(-v_{ao} + 2v_{bo} - v_{co}) \\ v_c = \frac{1}{3}(-v_{ao} - v_{bo} + 2v_{co}) \end{cases} \quad (2.12)$$



A partir des relations (2.11) et (2.12), on obtient le système matriciel liant les fonctions du demi - bras de l'onduleur aux tensions simples aux bornes de la MASDE :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} v_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} v_{c2} \right\} \quad (2.13)$$

Dans le cas où  $v_{c1} = v_{c2} = \frac{V_f}{2}$ , la relation (2.13) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{V_f}{2} \quad (2.14)$$

D'après le système (2.14), On constate également que l'onduleur à trois niveaux correspond à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. L'un constitué des demi - bras du haut et alimenté par  $+\frac{V_f}{2}$ , et l'autre formé des demi - bras du bas et alimenté par

$$-\frac{V_f}{2}.$$

Les différentes tensions composées s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{V_f}{2} \quad (2.15)$$

Ainsi, les courants d'entrée  $i_{f1}$ ,  $i_{f2}$  et  $i_{f0}$  s'expriment en fonction des courants de charge  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{f1} = F_{11}^b i_a + F_{21}^b i_b + F_{31}^b i_c \\ i_{f2} = F_{10}^b i_a + F_{20}^b i_b + F_{30}^b i_c \\ i_c = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_a + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_b + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_c \end{cases} \quad (2.16)$$

## 2.5.4 Relations de conversion

Comme pour l'onduleur triphasé à deux niveaux, on définit des relations de conversion simples et composées [Are 05] [Ber 04] [Tal 04].

**a- Relations de conversion simples**

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{fo} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3}(2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}(-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3}(-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}(-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b) & -\frac{1}{3}(-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11}^b - F_{10}^b) & (1-F_{21}^b - F_{20}^b) & (1-F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

On appellera  $[N(t)]$  la matrice de conversion simple.

**b- Relations de conversion composées**

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \\ i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{fo} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

On appellera  $[M(t)]$  la matrice de conversion composée.

## 2.6 Stratégie de commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses

Les progrès technologique récents dans le domaine des dispositifs à semi conducteur, comme les transistors de puissance et GTO ont ouvert un large domaine d'application des techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques.

L'emploi de cette technique est particulièrement intéressant dans le cas d'onduleur triphasé associés à des machines à courant alternatifs, rendant possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de l'onduleur.

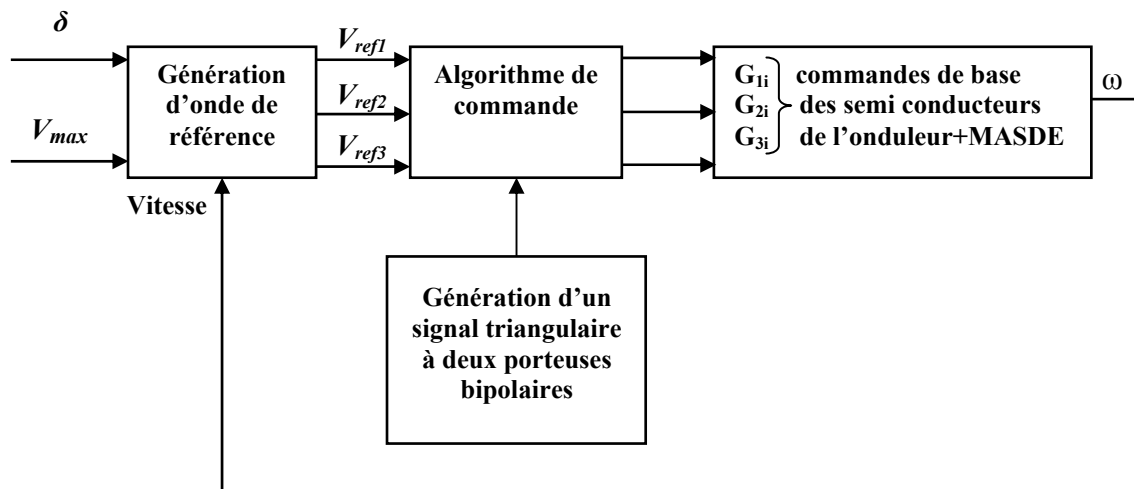
Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Pour cela, différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux ont été étudiées. Dans ce travail, on se limitera à la présentation d'une seule stratégie qui est la commande triangulo- sinusoïdale à deux porteuses bipolaires. L'analyse de cette dernière sera basée sur le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

### 2.6.1 Principe de la commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses

Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) nous permet cette détermination.

Le principe consiste à utiliser les intersections d'une onde référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale, avec deux porteuses triangulaires bipolaires, d'où l'appellation triangulo sinusoïdale [Ber 04].

La figure 2.9 présente le principe de cette stratégie.



**Figure 2.9** Principe de la commande triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaires

### 2.6.2 Caractéristique de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation [Ber 04] [Tal 04][Lab 95]:

- Indice de modulation  $m$  : égal au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f_r$  de la référence  $m = \frac{f_p}{f_r}$  ;
- Taux de modulation  $r$  : égal au rapport de l'amplitude  $V_{rm}$  de la tension de référence à l'amplitude  $V_{pm}$  de la porteuse  $r = \frac{V_{rm}}{V_{pm}}$  .

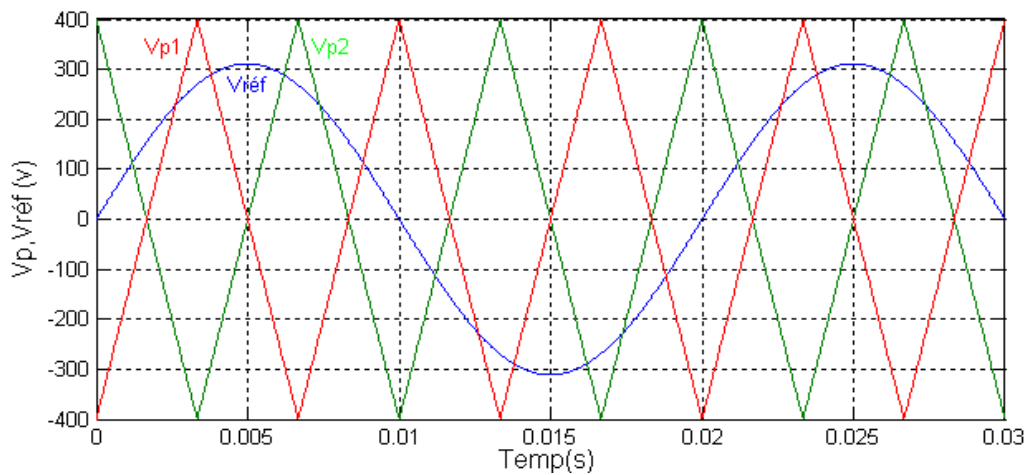
D'ordinaire la modulation est synchrone, c'est-à-dire que  $f_p$  est un multiple de  $f_r$  ( $m$  entier), elle est dite asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasée équilibrée directe ou inverse ainsi que les porteuses triangulaires sont définies comme suit :

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_{rm} \sin \omega t \\ v_{ref2} = V_{rm} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref3} = V_{rm} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.19)$$

$$\begin{cases} v_{p1}(t) = \begin{cases} v_c(4 \cdot \frac{t}{T_p} - 1) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_c(-4 \cdot \frac{t}{T_p} + 3) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ v_{p2}(t) = v_{p1}(t + \frac{T_p}{2}) \end{cases} \quad (2.20)$$

La figure 2.10 montre les différents signaux de la stratégie triangulo – sinusoidale à deux porteuses bipolaires.



**Figure 2.10** les différents signaux de la stratégie triangulo – sinusoidale à deux Porteuses bipolaires.

### 2.6.1.3 Algorithme de la commande

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo – sinusoidale à deux Porteuses bipolaires est une conséquence de la caractéristique qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Pour un bras  $k$  de l'onduleur à trois niveaux, cet algorithme se résumé aux deux étapes suivantes :

**Etape 1 : détermination des tensions intermédiaires ( $v_{k1}, v_{k2}$ )**

$$\begin{cases} v_{refk} \geq v_{p1} \Rightarrow v_{k1} = v_c \\ v_{refk} < v_{p1} \Rightarrow v_{k1} = 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} v_{refk} \geq v_{p2} \Rightarrow v_{k2} = 0 \\ v_{refk} < v_{p2} \Rightarrow v_{k2} = -v_c \end{cases}$$

**Etape 2 : détermination du signal  $v_{km}$  et les ordres de commandes  $G_{ks}$  des interrupteurs**

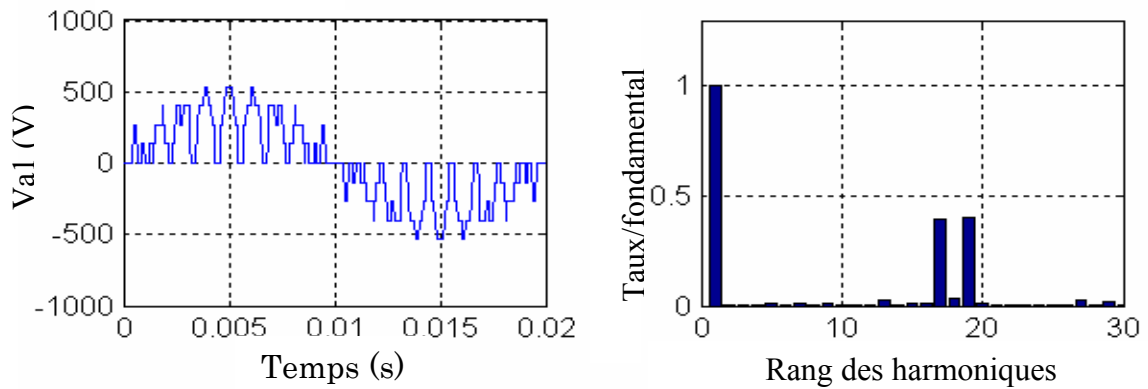
$$\begin{aligned} v_{km} = v_c &\Rightarrow G_{k1} = 1 \quad ; \quad G_{k2} = 1 \\ v_{km} = 0 &\Rightarrow G_{k1} = 1 \quad ; \quad G_{k2} = 0 \\ v_{km} = -v_c &\Rightarrow G_{k1} = 0 \quad ; \quad G_{k2} = 0 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Avec :  $v_{km} = v_{k1} + v_{k2}$

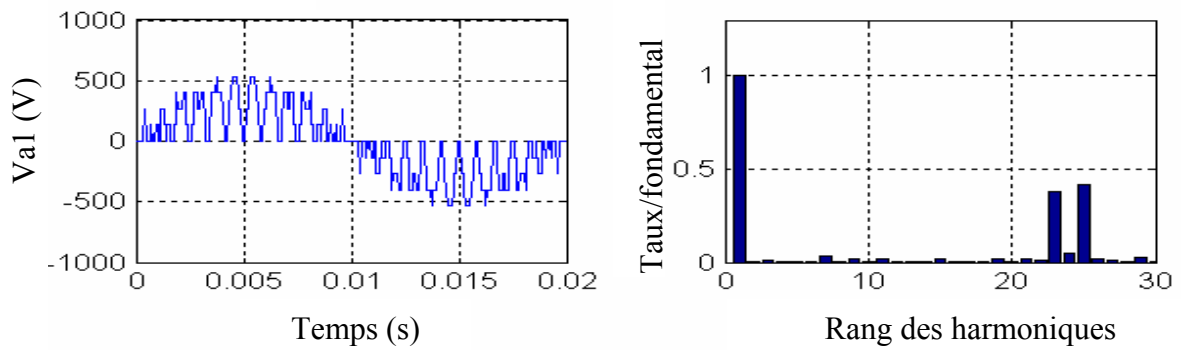
$$\text{Et : } \begin{cases} G_{k1} = \overline{G_{k4}} \\ G_{k2} = \overline{G_{k3}} \end{cases}$$

Les figures 2.11, 2.12 et 2.13 représentent la tension d'une phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques respectivement pour  $m=9, 12$  et  $21$  avec  $r = 0.8$  et  $f=50$  Hz.

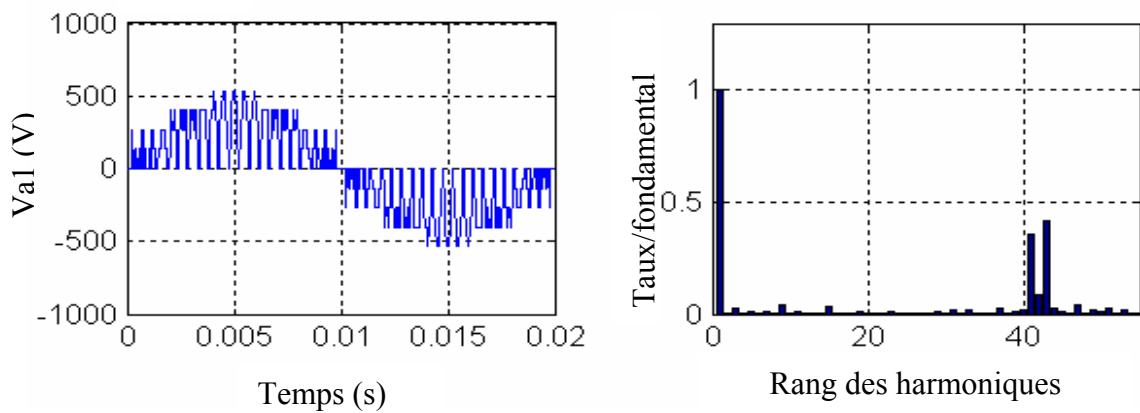
La figure 2.14 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour  $m=6$ .



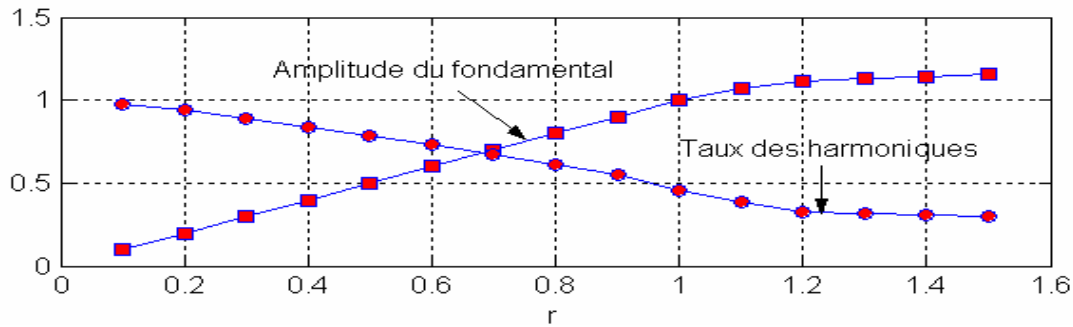
**Figure 2.11** La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo - sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ( $m=9, r=0.8$ )



**Figure 2.12** La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo - sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ( $m=12, r=0.8$ )



**Figure 2.13** La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo - sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ( $m=21, r=0.8$ )



**Figure 2.14** Les caractéristiques de sortie de l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo - sinusoïdale à deux porteuses bipolaires (pour  $m=6$ ).

A travers ces figures, nous constatons que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation  $m$  il y a une symétrie dans la tension simple  $v_{al}$  par rapport au quart de sa période, donc seul les harmoniques impaires existent et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2mf$ . La première famille centrée autour de  $2mf$  est la plus importante du point de vue amplitude.

L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.

Le taux de modulation  $r$  permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamentale de 0 ( $r=0$ ) à  $v_f$  ( $r=1$ ) (figure 2.14). Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente (figure 2.14).

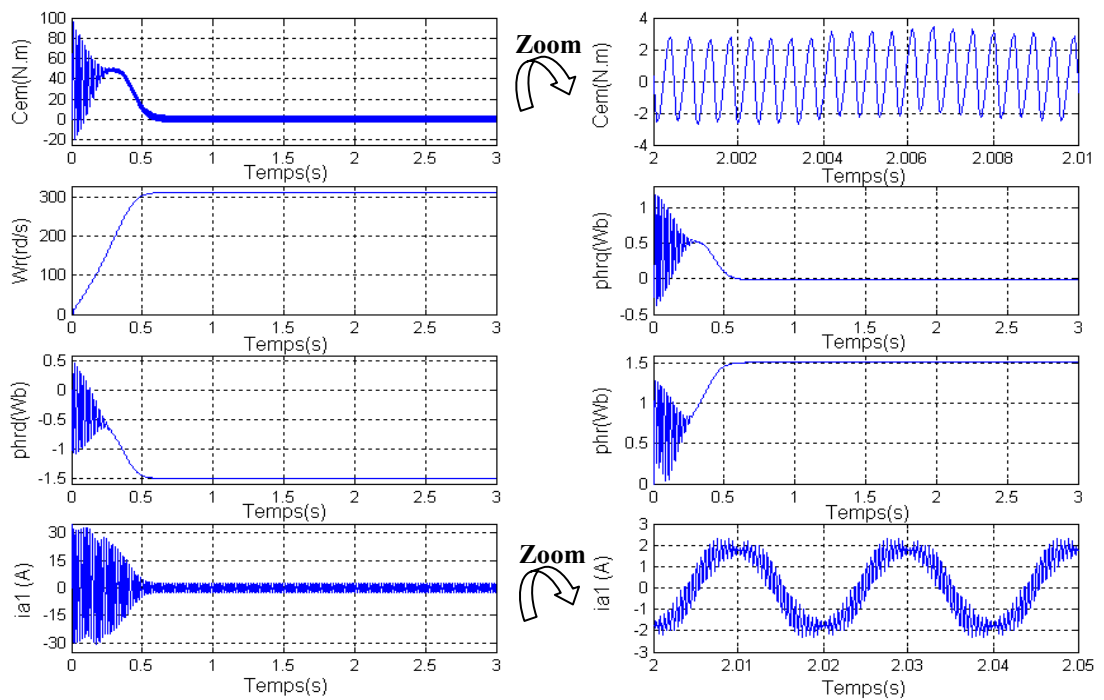
## 2.7 Résultats de simulation

Les figures 2.15 et 2.16 représentent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée double étoile alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires respectivement lors d'un démarrage à vide et lors de l'application d'un couple de charge ( $C_r=14N.m$ ) entre 1.5s et 2.5s.

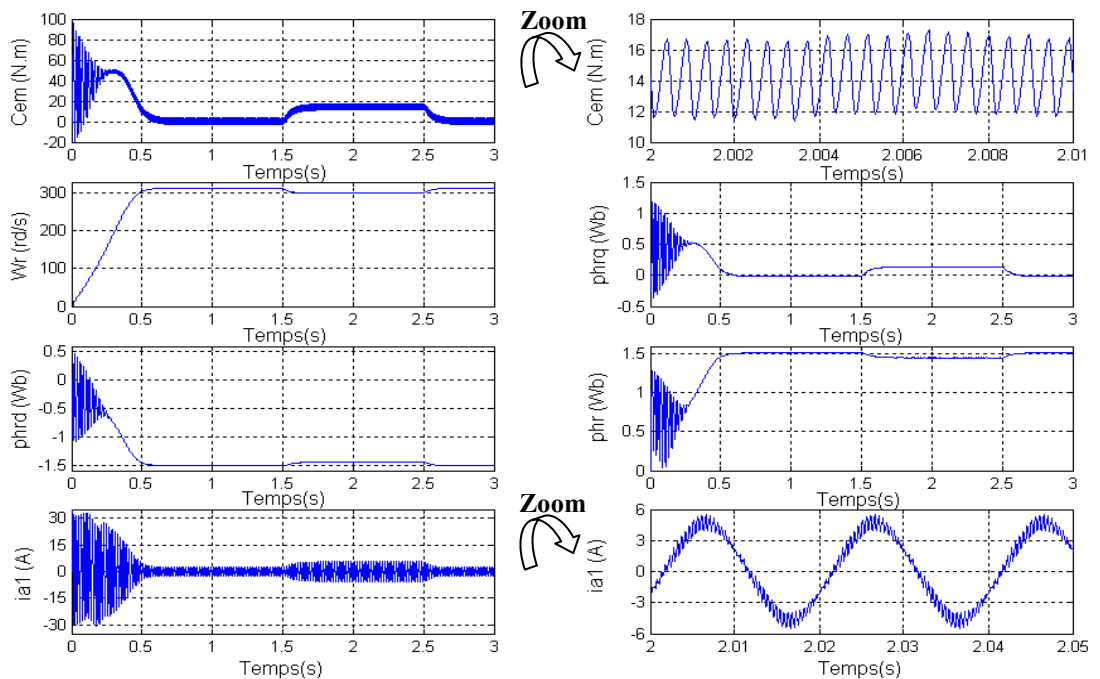
Le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 80 N.m ensuite se stabilise en régime établi après 0.7s.

Pour une perturbation de couple de 14 N.m, nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation. Les flux rotorique en quadratique et directe sont directement affectés ce qui montre qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotoriques d'autre part. La vitesse atteint sa valeur de référence 314 rad/s au bout de 0.6s.





**Figure 2.15** Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaires à vide



**Figure 2.16** Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaires avec application d'un couple résistant entre 1.5 et 2.5s ( $C_r=14N.m$ )

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle mathématique de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux, pour ce la nous avons défini les différentes configurations possible d'un bras de cet onduleur.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous avons défini une commande complémentaire optimale pour un fonctionnement totalement commandable.

Par la suite, on a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on a aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues. L'utilisation des fonctions de connections des demi – bras de l'onduleur à trois niveaux, nous a permis de montrer que ce dernier est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série. Ainsi, nous avons développé une stratégie de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux qui est la stratégie triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaire.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour cette stratégie a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2mf$ .

L'onduleur a trois niveaux à l'avantage d'être commandé avec deux porteuses et apporte de ce fait une amélioration du taux d'harmoniques.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle par flux orienté de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

---

# Chapitre 3

## Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

---

-

### 3.1 Introduction

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le vecteur de la F.M.M de l'induit forme un angle droit avec le vecteur du flux inducteur. Cet angle reste droit quelque soit la charge et la vitesse de rotation. Le couple est donc proportionnel au flux inducteur et au courant d'induit. Ainsi, si nous maintenons le flux inducteur constant (comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation séparée), le couple est directement proportionnel au courant d'induit. Ceci justifie les bonnes performances dynamiques de la machine à courant continu [Gan 05] [Dah 04] [Tam 06]. Dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique varie en fonction de la charge et de la vitesse de glissement, ce qui provoque des interactions complexes et des réponses oscillatoires. Blaschke a proposé une méthode, dite « commande vectorielle », permettant d'obtenir une situation pour la machine asynchrone équivalente à celle de la machine à courant continu. Le vecteur courant statorique est décomposé en deux composantes, l'une contrôle le flux et l'autre contrôle le couple [Had 00].

Ce chapitre sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux, on se proposera par la suite des différentes méthodes de commande, à savoir, la méthode directe et indirecte.

Enfin des simulations de l'application de la commande vectorielle directe et indirecte sur la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo - sinusoïdale à deux porteuses bipolaires seront présentées.

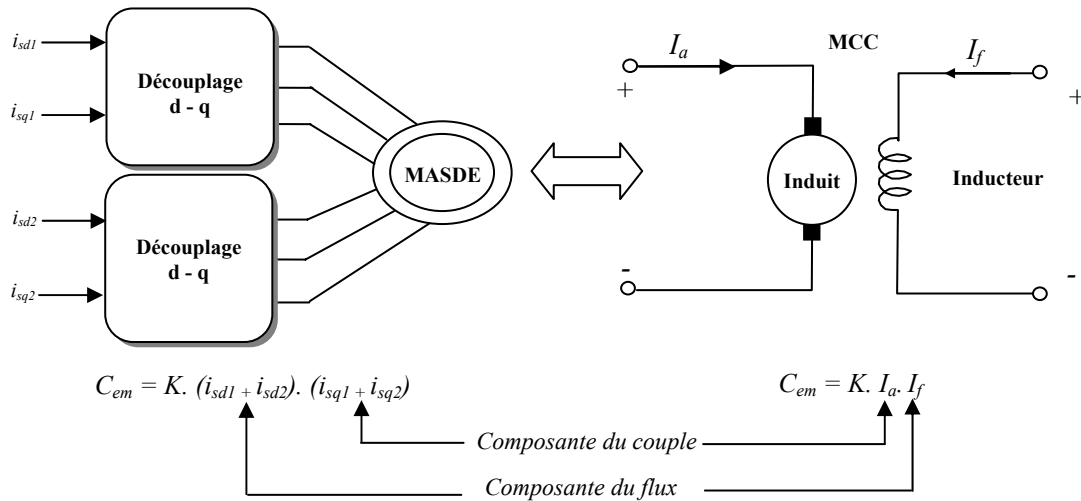
### 3.2 Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif, dont le principe de base nous ramène à une notion élémentaire et importante de l'électromagnétisme. A savoir ; la force exercée sur un conducteur, parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique, est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte, évidemment, que l'amplitude de cette force sera maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ [Gan 05] [Dah 04] [Are 05] [Ber 04].

Pour la machine asynchrone (MAS), le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d,q), afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit donc de placer le référentiel (d,q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d) . Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [Gan 05].

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse [Dah 04]. L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe  $d$  du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (figure 3.1)

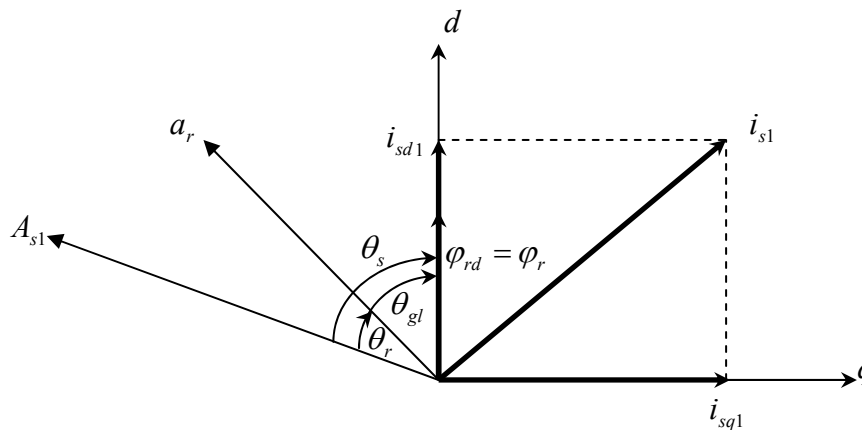


**Figure 3.1** Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en oeuvre par rapport aux autres.

### 3.3 Orientation du flux rotorique

Le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique sur l'axe direct du repère de Park. Il est illustré par la figure 3.2 :



**Figure 3.2** Principe d'orientation du flux rotorique

Ainsi, nous obtenons pour l'orientation du flux rotorique :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0 \tag{3.1}$$

A partir du système d'équation (1.17) et après arrangement on obtient le système (3.2) :

$$\begin{cases}
 v_{sd1} = r_{s1} i_{sd1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{sd1}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s [(L_{s1} + L_m) \sigma i_{sq1} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sq2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rq}] \\
 v_{sq1} = r_{s1} i_{sq1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{sq1}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_s [(L_{s1} + L_m) \sigma i_{sd1} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rd}] \\
 v_{sd2} = r_{s2} i_{sd2} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{sd2}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd1}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s [(L_{s2} + L_m) \sigma i_{sq2} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rq}] \\
 v_{sq2} = r_{s2} i_{sq2} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{sq2}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq1}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_s [(L_{s2} + L_m) \sigma i_{sd2} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rd}] \\
 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) + \frac{I}{T_r} \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\
 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) + \frac{I}{T_r} \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \\
 C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) + \phi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2})] \\
 J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r
 \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r) \cdot (L_m + L_s)}, \quad L_{s1} = L_{s2} = L_s, \quad T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}$$

En imposant la condition du flux rotorique (3.1), au système d'équations du modèle de la MASDE (3.2), on aboutit au système (3.3) suivant :

$$\begin{cases}
 v_{sd1} = r_{s1} i_{sd1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{sd1}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s [(L_{s1} + L_m) \sigma i_{sq1} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sq2}] \\
 v_{sq1} = r_{s1} i_{sq1} + (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{di_{sq1}}{dt} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s [(L_{s1} + L_m) \sigma i_{sd1} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r] \\
 v_{sd2} = r_{s2} i_{sd2} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd1}}{dt} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{sd2}}{dt} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s [\frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + (L_{s2} + L_m) \sigma i_{sq2}] \\
 v_{sq2} = r_{s2} i_{sq2} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq1}}{dt} + (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s [\frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + (L_{s2} + L_m) \sigma i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r] \\
 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) + \frac{I}{T_r} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \\
 0 = -\frac{L_m}{T_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_r \\
 C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_r (i_{sq1} + i_{sq2})] \\
 J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r
 \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r) \cdot (L_m + L_s)}, \quad L_{s1} = L_{s2} = L_s, \quad T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}$$

Le système d'équations (3.3) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique  $C_{em}$  par l'intermédiaire respectivement des composantes  $(i_{sd1} + i_{sd2})$  et  $(i_{sq1} + i_{sq2})$  des courants statorique.

Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale. Par contre les équations des tensions  $v_{sd1}$ ,  $v_{sd2}$ ,  $v_{sq1}$  et  $v_{sq2}$  montrent un découplage indésirable, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit de découplage lors de l'implantation de la commande.

En tenant compte que  $\varphi_r$  est maintenu constant à sa valeur nominale, au régime établi nous avons  $\frac{d\varphi_r}{dt} = 0$ , alors le système (3.3) devient [Dah 04] [Ber 04] [Are 05] :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1} = r_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s \left( \frac{L_r}{r_r} \varphi_r \omega_{gl} + L_{s1} i_{sq1} \right) \\ v_{sq1} = r_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s (\varphi_r + L_{s1} i_{sd1}) \\ v_{sd2} = r_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s \left( \frac{L_r}{r_r} \varphi_r \omega_{gl} + L_{s2} i_{sq2} \right) \\ v_{sq2} = r_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s (\varphi_r + L_{s2} i_{sd2}) \\ \varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{T_r \cdot \varphi_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_m + L_r} \cdot \varphi_r \cdot (i_{sq1} + i_{sq2}) \\ J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \cdot \omega_r \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Avec :  $L_{s1} = L_{s2} = L_s$ ,  $T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}$

### 3.4 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

La principale difficulté de la mise en oeuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par le biais du modèle (3.4), réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique  $(\theta_s, \varphi_r)$ , car ces deux grandeurs ne sont pas facilement mesurables. Or, la connaissance de ces deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine [Tam 06][Gan 05][Dah 04][Are 05][Ber 04]. Suivant l'approche utilisée pour avoir une orientation de champ, deux principales méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir :

1. La méthode directe (en anglais : Direct Field Oriented Control ou DFOC) ;
2. La méthode indirecte (en anglais : Indirect Field Oriented Control ou IFOC).

### 3.4.1 Commande vectorielle directe

Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux rotorique (module et argument) est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique  $\theta_s$  est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotoriques (figures 3.4 et 3.5).

Considérons le diagramme vectoriel suivant :

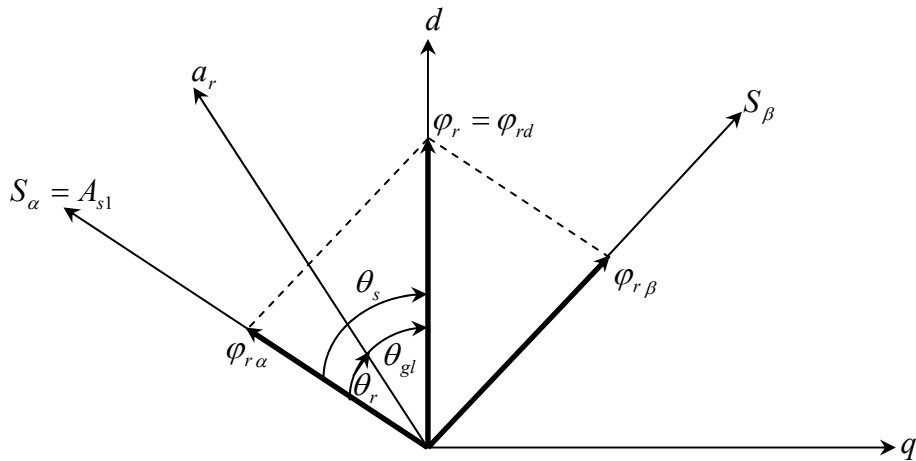


Figure 3.3 Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe

Si les flux rotoriques sont connus (mesurés ou estimés), le module et la phase du vecteur du flux rotorique sont donnés par [Cha 05]:

$$\varphi_r = \sqrt{(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)} \quad \theta_s = \arctg\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \quad (3.5)$$

Avec:

$\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$  représentent les composantes du flux rotorique sur le référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator.

Ces composantes peuvent être exprimées à partir du modèle en tension ou le modèle en courant de la machine asynchrone double étoile :

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = \frac{L_r + L_m}{L_m} \int [v_{s\alpha 1} - r_s i_{s\alpha 1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{is\alpha 1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{is\alpha 2}}{dt}] dt \\ \varphi_{r\beta} = \frac{L_r + L_m}{L_m} \int [v_{s\beta 1} - r_s i_{s\beta 1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{is\beta 1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{is\beta 2}}{dt}] dt \end{cases} \quad (3.6)$$



Ou :

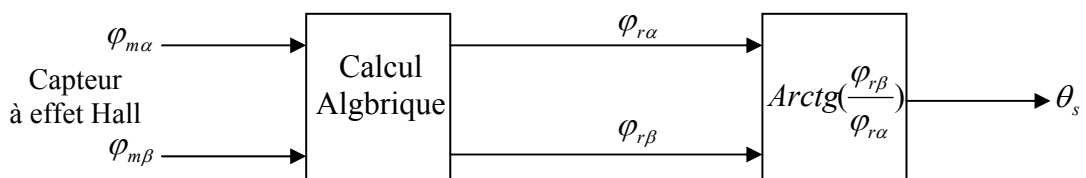
$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = \int \left[ \frac{L_m}{T_r} (i_{s\alpha 1} + i_{s\beta 1}) - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} \right] dt \\ \varphi_{r\beta} = \int \left[ \frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta 1} + i_{s\alpha 1}) - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \right] dt \end{cases} \quad (3.7)$$

Avec :  $T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}$ .

Pour la machine asynchrone double étoile, le flux magnétisant peut être, soit mesuré directement à l'aide des capteurs basés sur l'effet Hall, soit estimé à partir des signaux de tension et de courant statoriques. Pour cette méthode, le flux rotorique se déduit à partir du flux magnétisant ou du flux statorique en utilisant les relations électromagnétiques de la machine.

**a. Mesure du flux rotorique :**

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique, l'idée de Blaschke est de mesurer le flux magnétisant  $\varphi_m$  dans la machine à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou d'un capteur à effet Hall précédemment placé sous les dents du stator, ce qui nécessitent une construction spéciale de la machine [Cha 05]. Ensuite, calculer les flux rotoriques en utilisant les grandeurs ainsi mesurées. Ces dispositifs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères comme les vibrations et les échauffements. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite un capteur de flux spécial. Or, cette installation n'est pas possible pour les moteurs commerciaux. Ainsi, le moteur perd ses principaux avantages tel que la robustesse et la simplicité de construction [Tam 06].



**Figure 3.4** Mesure du flux rotorique

### b. Estimation du flux rotorique :

Vu les inconvénients liés à l'introduction des capteurs servants à mesurer le flux rotorique, on propose une méthode se basant sur le modèle dynamique du flux qui nous permet l'estimation du flux rotorique à partir des grandeurs facilement mesurables tel que les tensions, les courants et la vitesse de rotation. Pour cette méthode, on intègre les tensions statoriques et les courants pour calculer le flux statorique. Ensuite, on calcule le flux rotorique à partir du flux statorique.

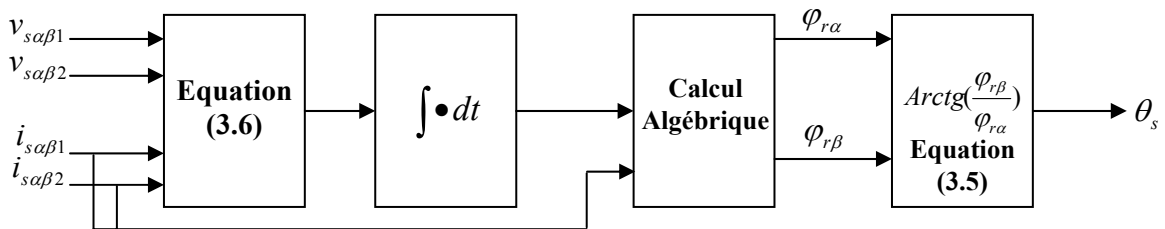


Figure 3.5 Estimation du flux rotorique

La faiblesse de cette technique réside dans la nécessité d'estimer le module du flux rotorique et sa position avec une grande précision. Or cette estimation est sensible aux variations paramétriques [Cha 05], d'où l'importance d'un observateur robuste du flux rotorique vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

Quant la valeur estimée d'un paramètre diffère de sa valeur réelle, le flux estimé du rotor est alors différent du flux réel. L'orientation du flux rotorique n'est plus garantie. Dans ce cas, le système devient couplé.

### 3.4.2 Commande vectorielle indirecte

Dans la commande vectorielle indirecte, la position du flux rotorique est calculée par addition de la position de la fréquence de glissement  $\theta_{gl}$ , calculée à partir des commandes du couple et du flux, avec la position du rotor  $\theta_r$ . Le calcul de  $\theta_s$  est illustré par la figure 3.6. Le principe de cette méthode de commande omet l'utilisation de l'amplitude du flux rotorique. Cependant, il utilise sa position calculée en fonction des grandeurs de référence  $(i_{sd1}^*, i_{sq1}^*, i_{sd2}^*, i_{sq2}^*)$ , en considérant que le régime permanent est établi [Are 04].

Cette méthode présente l'avantage qu'elle omet le besoin de la mesure ou de l'estimation du flux rotorique.

La procédure consiste à résoudre numériquement l'équation (3.8) suivante :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (3.8)$$

Soit:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r + \frac{L_m}{T_r \varphi_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) \quad (3.9)$$

Etant donné que le flux  $\varphi_r$  est régi par la cinquième équation du système (3.4), c'est-à-dire:

$$\varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (3.10)$$

En régime permanent, l'équation (3.10) donne  $\varphi_r^* = L_m i_{sd}^*$ . Donc, l'équation (3.9) devient :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{(i_{sq1}^* + i_{sq2}^*)}{(i_{sd1}^* + i_{sd2}^*)} \quad (3.11)$$

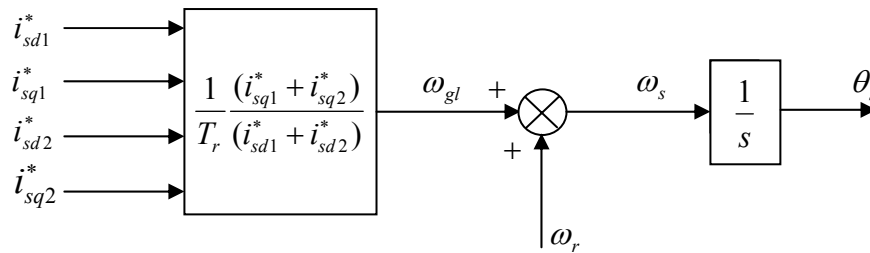


Figure 3.6 Méthode indirecte de la commande vectorielle

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$  et du flux de référence  $\varphi_r^*$ , les courants de références  $(i_{sd1}^*, i_{sq1}^*, i_{sd2}^*, i_{sq2}^*)$  se déduisent directement par le biais des équations du système (3.4), soit :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{1}{2L_m} (\varphi_r^* + T_r \frac{d\varphi_r^*}{dt}) \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{L_m + L_r}{2PL_m \varphi_r^*} C_{em}^* \end{cases} \quad (3.12)$$

### 3.5 Commande vectorielle avec découplage par compensation

Afin d'éviter le couplage entre les quatre premières équations du système (3.4), nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes de couplage. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courants pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage [Dah 04.]. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants (figure 3.7).

On introduit pour découpler, quatre nouvelles grandeurs indépendantes  $v_{d1}$ ,  $v_{q1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{q2}$  telle que:

$$\begin{cases} v_{sd1}^* = v_{d1} + e_{sd1} \\ v_{sq1}^* = v_{q1} + e_{sq1} \\ v_{sd2}^* = v_{d2} + e_{sd2} \\ v_{sq2}^* = v_{q2} + e_{sq2} \end{cases} \quad (3.13)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd1} = -\omega_s (L_{s1} i_{sq1} + \frac{L_r}{r_r} \varphi_r \omega_{gl}) \\ e_{sq1} = \omega_s (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r) \\ e_{sd2} = -\omega_s (L_{s2} i_{sq2} + \frac{L_r}{r_r} \varphi_r \omega_{gl}) \\ e_{sq2} = \omega_s (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r) \end{cases} \quad (3.14)$$

Les tensions de références  $v_{sd1}^*$ ,  $v_{sq1}^*$ ,  $v_{sd2}^*$  et  $v_{sq2}^*$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{d1}$ ,  $v_{q1}$ ,  $v_{d2}$  et  $v_{q2}$ .

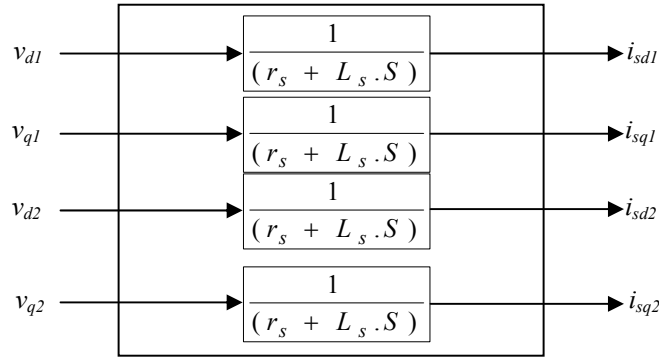
Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel les actions sur les axes d et q sont découplées :

$$\begin{cases} v_{d1} = r_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{di_{sd1}}{dt} \\ v_{q1} = r_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{di_{sq1}}{dt} \\ v_{d2} = r_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{di_{sd2}}{dt} \\ v_{q2} = r_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{di_{sq2}}{dt} \end{cases} \quad (3.15)$$

Le système (3.15) peut être réécrit comme suit:

$$\begin{cases} v_{d1} = [r_s + L_s S] i_{sd1} \\ v_{q1} = [r_s + L_s S] i_{sq1} \\ v_{d2} = [r_s + L_s S] i_{sd2} \\ v_{q2} = [r_s + L_s S] i_{sq2} \end{cases} \quad (3.16)$$

Avec:  $r_{s1} = r_{s2} = r_s$ ,  $L_{s1} = L_{s2} = L_s$  et  $S = \frac{d}{dt}$



**Figure 3.7** Commande découplée

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales, d'où :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{1 + T_r S}{2L_m} \phi_r^* \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{L_m + L_r}{2L_m \phi_r^*} C_{em}^* \end{cases} \quad (3.17)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$  et  $i_{sq2}$  alors on obtient à leur sortie les tensions  $v_{d1}$ ,  $v_{q1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{q2}$ .

Le calcul des régulateurs des courants statoriques est exposé dans l'annexe C.

Les schémas des figures 3.5 et 3.6 représentent le principe de réglage en cascade appliqué à la machine asynchrone double étoile pour réaliser la commande vectorielle par la méthode directe et indirecte.

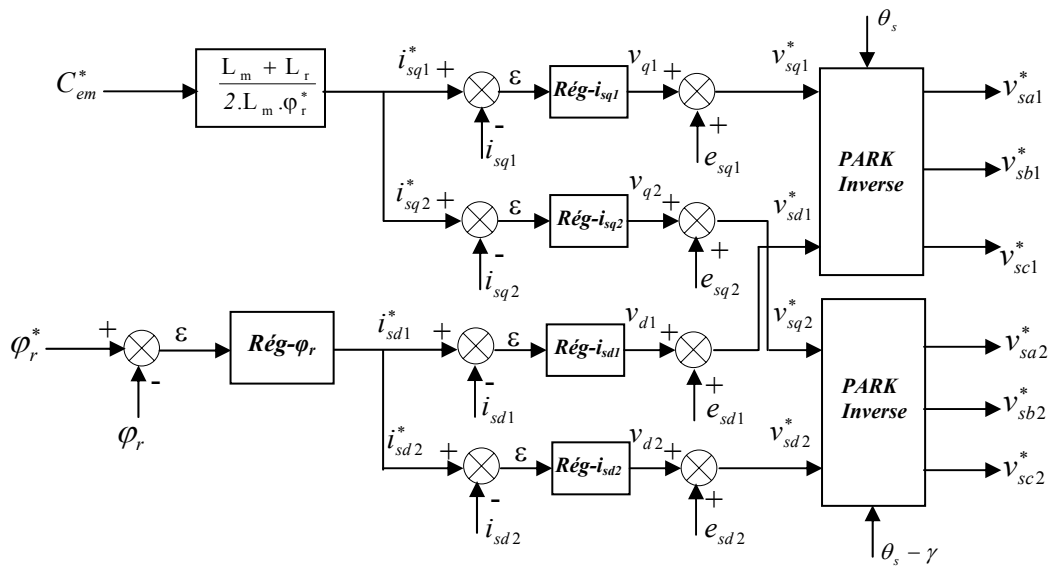


Figure 3.8 Schéma bloc de la régulation (méthode directe)

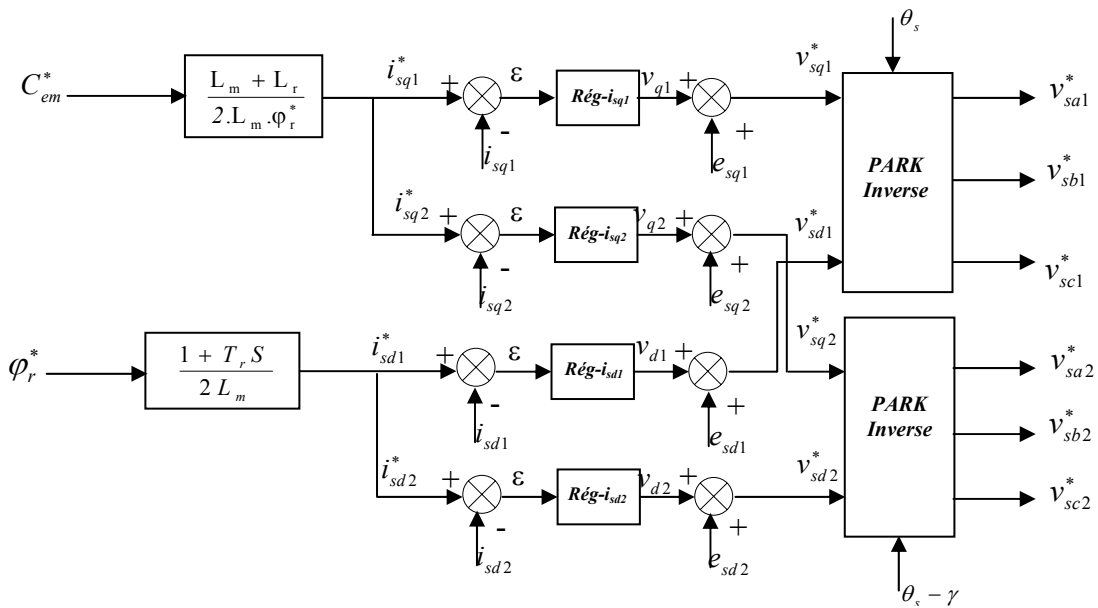
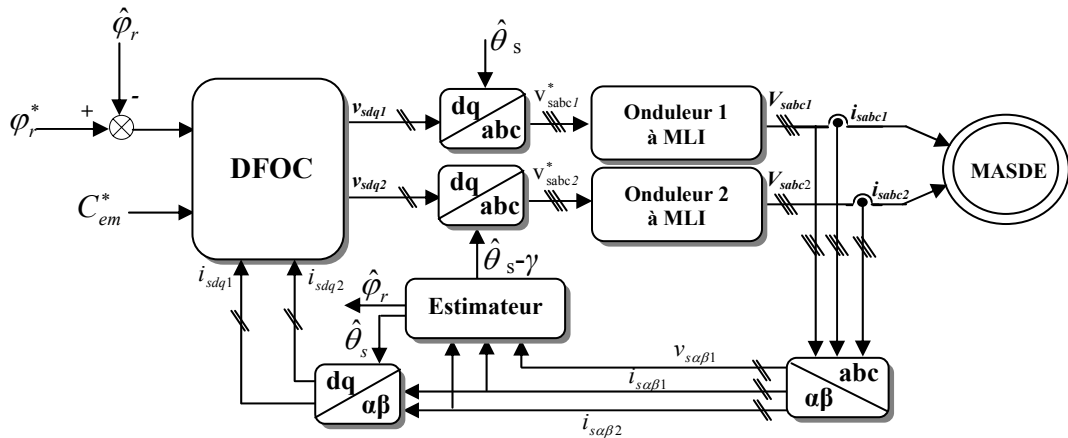


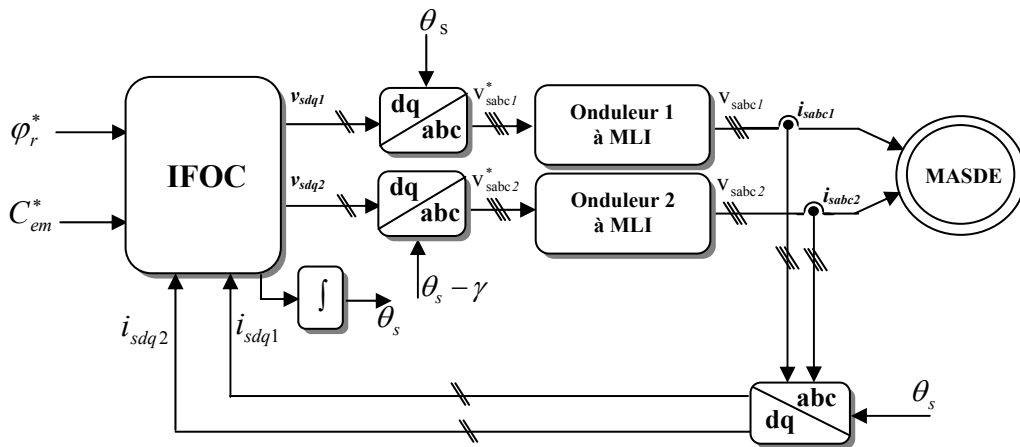
Figure 3.9 Schéma bloc de la régulation (méthode indirecte)

Dans la commande conventionnelle, le flux rotorique  $\phi_r$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$  sont contrôlés par des correcteurs de type PI [Nah 01] [Bag 99]. En tenant compte de l'alimentation en tension de la MASDE, les grandeurs de commande sont les tensions  $v_{d1}$ ,  $v_{q1}$ ,  $v_{d2}$ ,  $v_{q2}$ , et la pulsation de glissement  $\omega_{gl}$ .

Pour la partie onduleur, les tensions statoriques de référence  $(v_{sa1}^*, v_{sb1}^*, v_{sc1}^*)$ ,  $(v_{sa2}^*, v_{sb2}^*, v_{sc2}^*)$  sont calculées par la transformation inverse de Park à partir des grandeurs  $(v_{sd1}^*, v_{sq1}^*, v_{sd2}^*, v_{sq2}^*, \theta_s)$ . La position  $\theta_s$ , nécessaire pour la transformation de Park, est calculée à l'aide de l'une des deux méthodes exposées précédemment. Ainsi, nous pouvons envisager les deux schémas de principe de la régulation (en boucle ouverte) de la MASDE par :



**Figure 3.10** commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE  
(Réglage en boucle ouverte)



**Figure 3.11** Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE  
(Réglage en boucle ouverte)

### 3.6 Test de découplage

Pour vérifier l'efficacité de la méthode de découplage ainsi présentée (découplage par compensation), nous avons procédé à la simulation numérique des deux types de commande vectorielle directe et indirecte. Pour ces simulations, nous avons supposé, provisoirement, que toutes les variables d'état et de sortie de la machine sont accessibles. Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une machine asynchrone double étoile alimentée en tension, dont les paramètres sont mentionnés dans l'annexe (A).

Afin de montrer la qualité du découplage entre le flux rotorique  $\varphi_r$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$ , nous avons illustré, dans les figures (3.12) et (3.13), les réponses des flux  $\varphi_{rd}$  et  $\varphi_{rq}$ , le couple  $C_{em}$  et le courant  $i_{sq1}$ . Nous remarquons que le flux rotorique est réglé à sa valeur de référence (valeur nominale). Le couple suit sa valeur de référence et reste proportionnel au courant  $i_{sq1}$ .

Cependant, les réponses de la commande vectorielle indirecte sont un peu lentes et présentent des régimes transitoires oscillatoires par rapport à celles de la commande directe. Ces résultats montrent que la méthode adoptée est un outil efficace pour la réalisation de la commande en vitesse de la machine asynchrone double étoile.

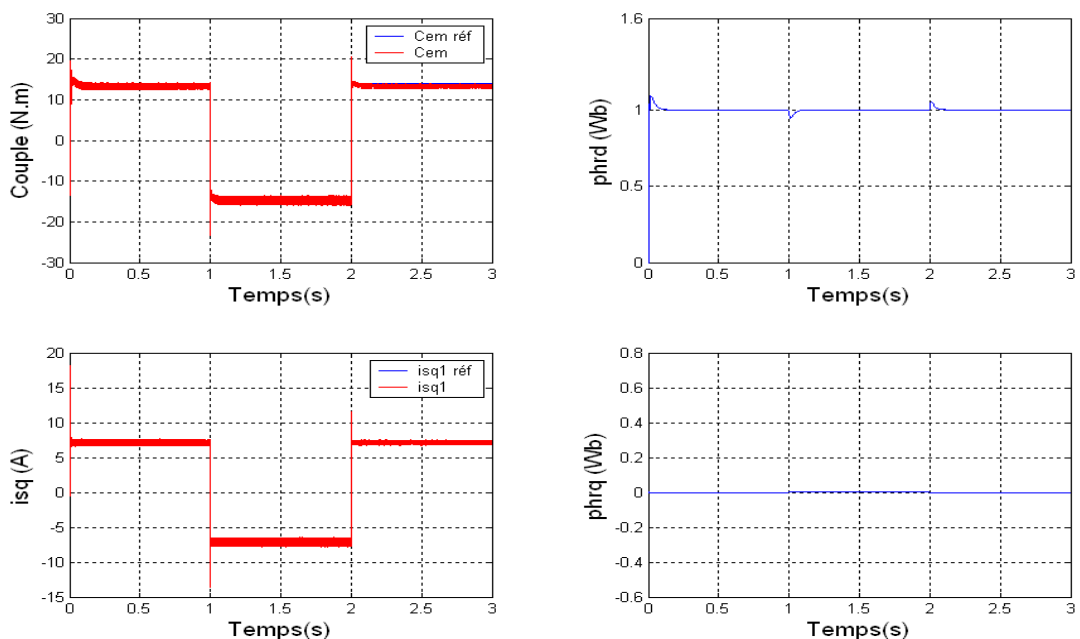


Figure 3.12 Orientation du flux rotorique par la méthode directe



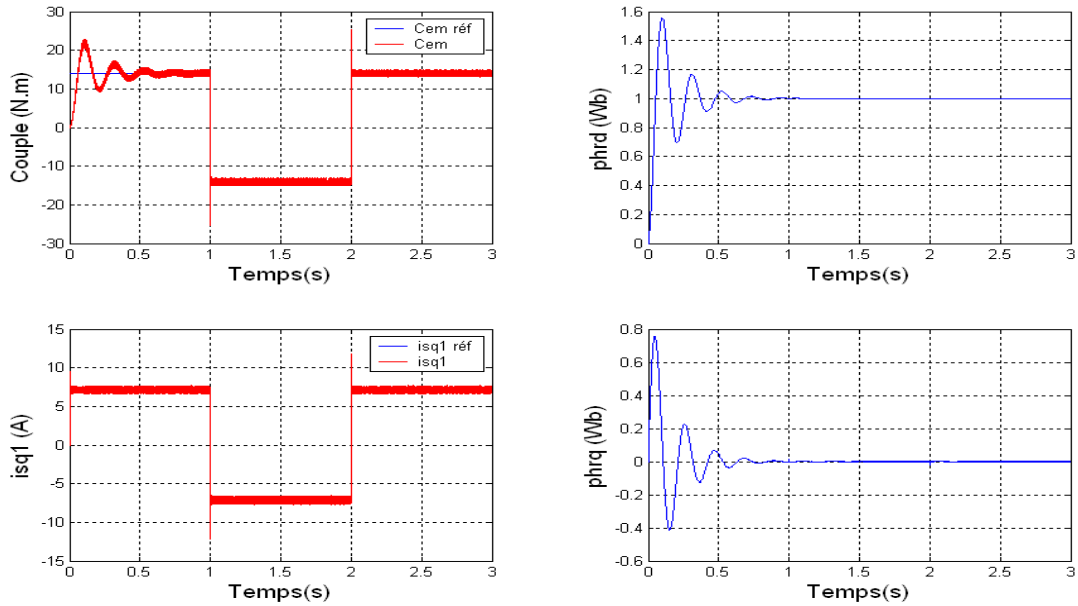


Figure 3.13 Orientation du flux rotorique par la méthode indirecte

### 3.7 Régulation de vitesse de la machine asynchrone double étoile

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs PI ne permet pas d’obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d’une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur[Bag 99].

Une première solution pour remédier à ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c’est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l’introduction d’un filtre de fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\omega_{rf}^*}{\omega_r} = \frac{1}{1 + sT_f} \tag{3.18}$$

La deuxième solution consiste à remplacer le correcteur PI (de vitesse) par un correcteur IP [Bag 99]. Le schéma bloc d’un correcteur IP est donné par la figure.

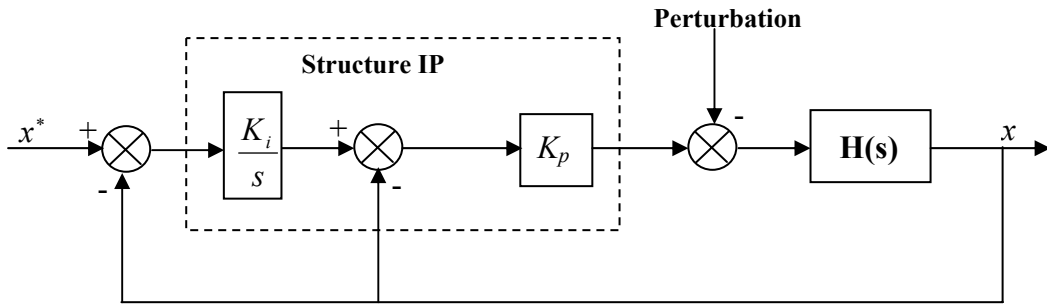


Figure 3.14 Schéma synoptique d'un correcteur IP

La synthèse des correcteurs PI et IP de la vitesse et du flux est exposée dans l'annexe C.

▪ **Technique de défluxage**

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante (exemple : TGV). Or, pour assurer un tel fonctionnement dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant une machine asynchrone double étoile, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur-demande en tension (en puissance), on réduit le flux résultant  $\varphi_r$  aux vitesses élevées (c'est le défluxage). Donc, Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal à sa valeur nominale ( $\varphi_{r,n}$ ) lors du fonctionnement à une vitesse inférieure à la vitesse de rotation nominale de la machine ( $\Omega_{rn}$ ), et on le faisant varier selon l'expression de l'équation (3.19), lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale afin de limiter la tension d'alimentation de la machine [Are 05].

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_{r,n} & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_{rn} \\ \frac{\Omega_{rn}}{\Omega_r} \varphi_{r,n} & \text{si } |\Omega_r| \geq \Omega_{rn} \end{cases} \quad (3.19)$$

Les figures (3.15) et (3.16) représentent respectivement les schémas bloc du réglage de vitesse (en boucle fermée) de la machine asynchrone double étoile commandée vectoriellement par la méthode directe et indirecte.

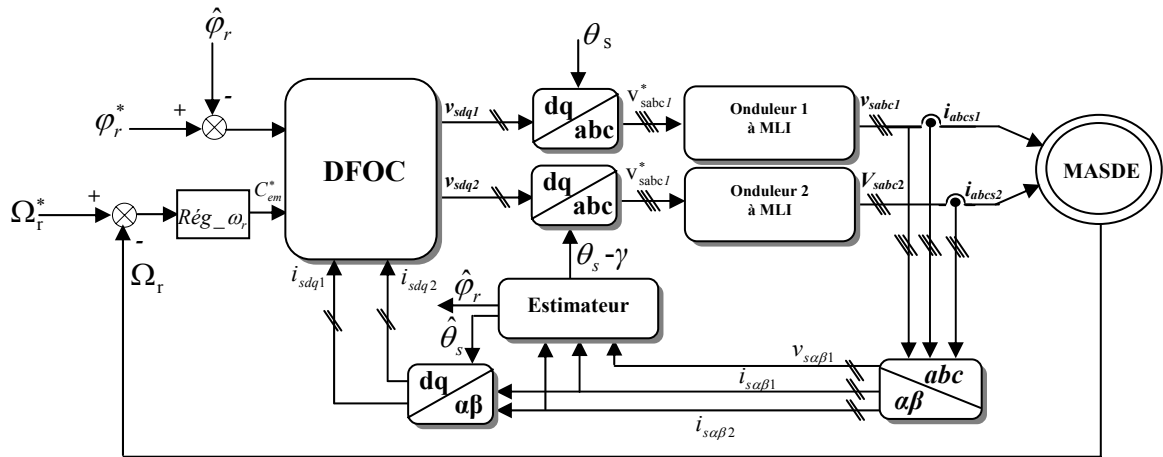


Figure 3.15 commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE

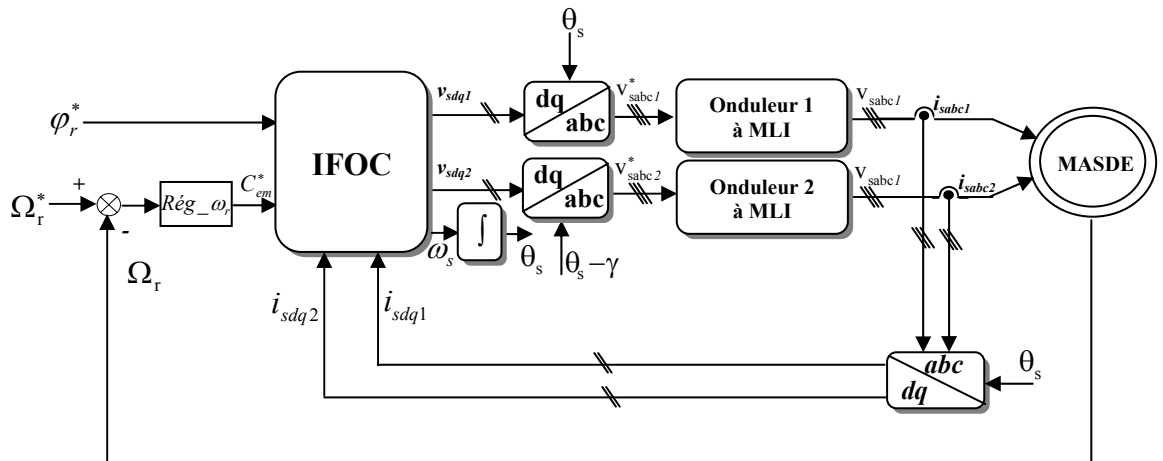


Figure 3.16 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE

### 3.8 Résultats de simulation

Les performances des commandes proposées ont été testées par simulation numérique. Les simulations sont réalisées sur une machine asynchrone double étoile dont les paramètres sont données à l'annexe A.

Les performances des deux commandes directe et indirecte avec régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées pour deux échelons de vitesse; une Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s et une Réponse à un échelon de vitesse de 300 rd/s. Pour chaque échelon de vitesse on applique une perturbation de charge ( $C_r = 14 \text{ N.m}$ ) ente 1.5s et 2.5s avec une inversion de sens de rotation à  $t = 3.5\text{s}$ .

### a. Réglage de vitesse avec correcteur PI

Dans un premier temps, nous avons simulé le système global pour les consignes de vitesse ci-dessus mentionnées. Les résultats ainsi obtenus (non affichés dans ce mémoire) présentent un dépassement important de la réponse de vitesse. Cependant ils étaient acceptables pour des consignes de 100 rd/s. en fait après le changement brusque de la valeur de consigne, le correcteur PI tente de minimiser cet écart, mais l'action proportionnelle a provoqué un grand dépassement. Ce dernier peut être réduit en diminuant la rapidité du réglage en déplaçant les pôles vers l'origine du plan complexe des pôles, mais par conséquent, nous diminuons la rapidité de convergence et la robustesse du réglage vis-à-vis de la perturbation. Pour remédier à cet inconvénient, une solution classique consiste à introduire un filtre correcteur pour la grandeur de consigne dont la fonction de transfert est donnée par l'équation (3.18).

Dans ce cas les simulations ont montré qu'il est judicieux de prendre une valeur de  $T_f$  convenable, afin d'avoir une meilleur réponse vis-à-vis de la variation de la consigne et de la perturbation.

Les figures 3.17, 3.18, 3.19 et 3.20 montrent les résultats de simulation d'un réglage de vitesse par un correcteur PI, sans limitation des courants statorique où le dépassement obtenu par le réglage précédent est atténué en utilisant un filtre pour la grandeur de consigne. D'après ces figures, nous constatons que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence. Le découplage est parfaitement réalisé lors des régimes permanents, néanmoins de légères fluctuations sont remarquables pendant le démarrage. Le réglage présente aussi de performances satisfaisantes vis-à-vis de la perturbation du couple résistant. Cependant, les courants directe et en quadrature présentent des transitoire important (surintensités) et par conséquent les courants des lignes peuvent détériorer les semi conducteur de l'onduleur pour éviter ce problème, une limitation de ces courants statoriques est proposée.

Comme nous avons constaté, avec un filtrage de la consigne de vitesse, le correcteur PI a donné de bonnes performances. Malheureusement, le choix de la constante  $T_f$  de l'équation (3.18) n'est pas clair et définitif vu la mauvaise connaissance de la constante de temps des convertisseurs statiques et les variations paramétrique de la machine [Bag 99]. Ceci nous amené à utiliser une nouvelle structure du correcteur de vitesse, c'est la structure IP.

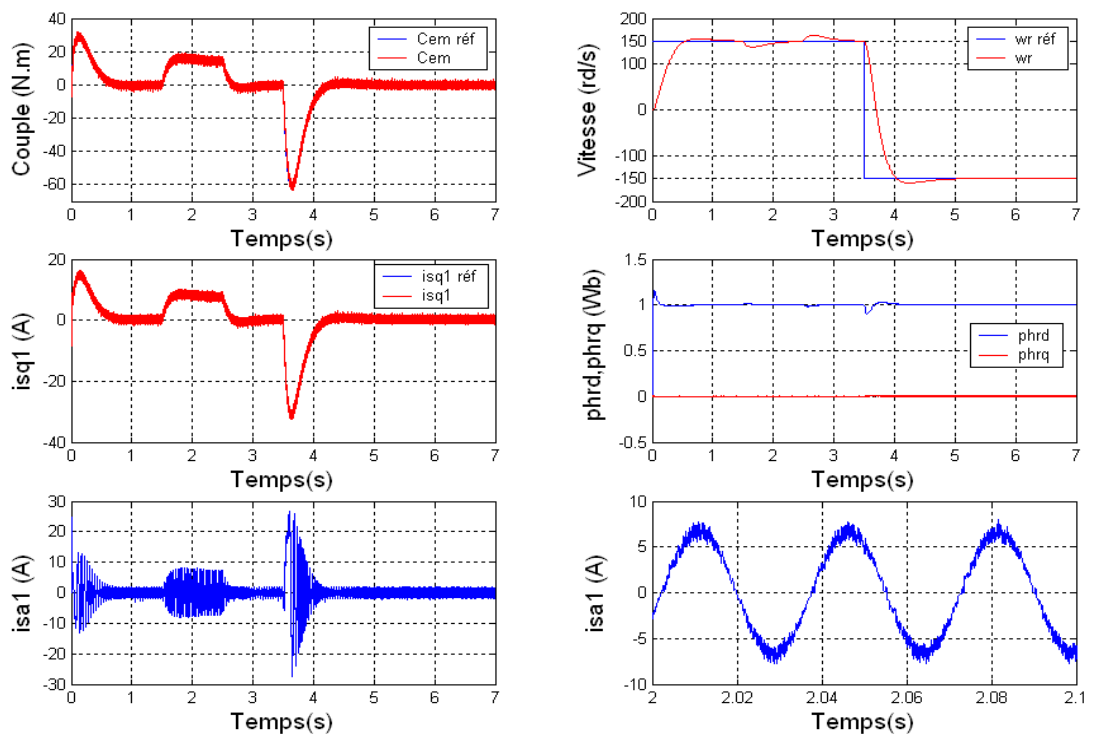


Figure 3.17 Réglage de vitesse (avec correcteur PI) de la MASDE par la commande vectorielle directe pour une consigne de  $\pm 150 \text{ rd/s}$ , avec filtrage de la consigne et sans limitation des courants statoriques

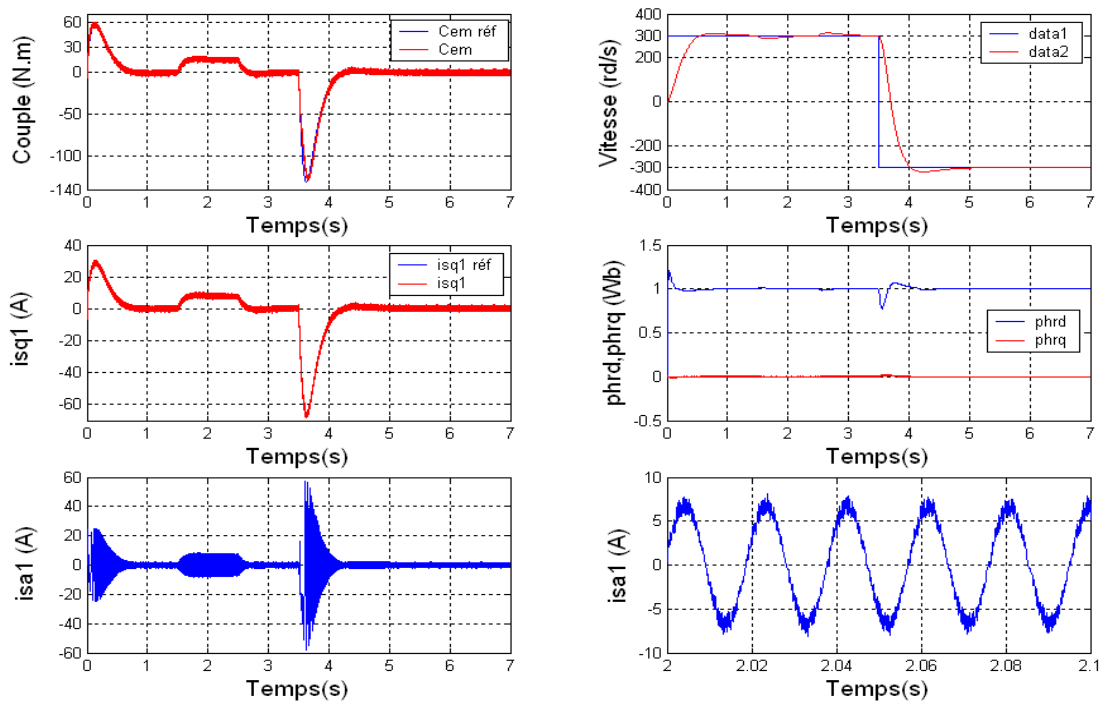
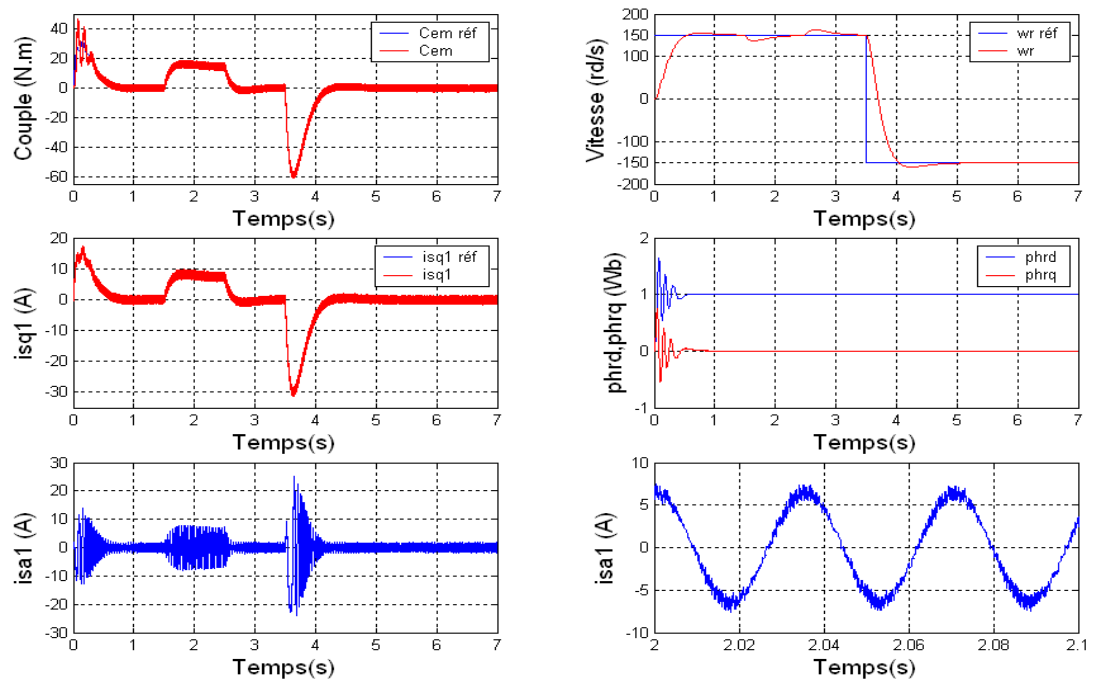
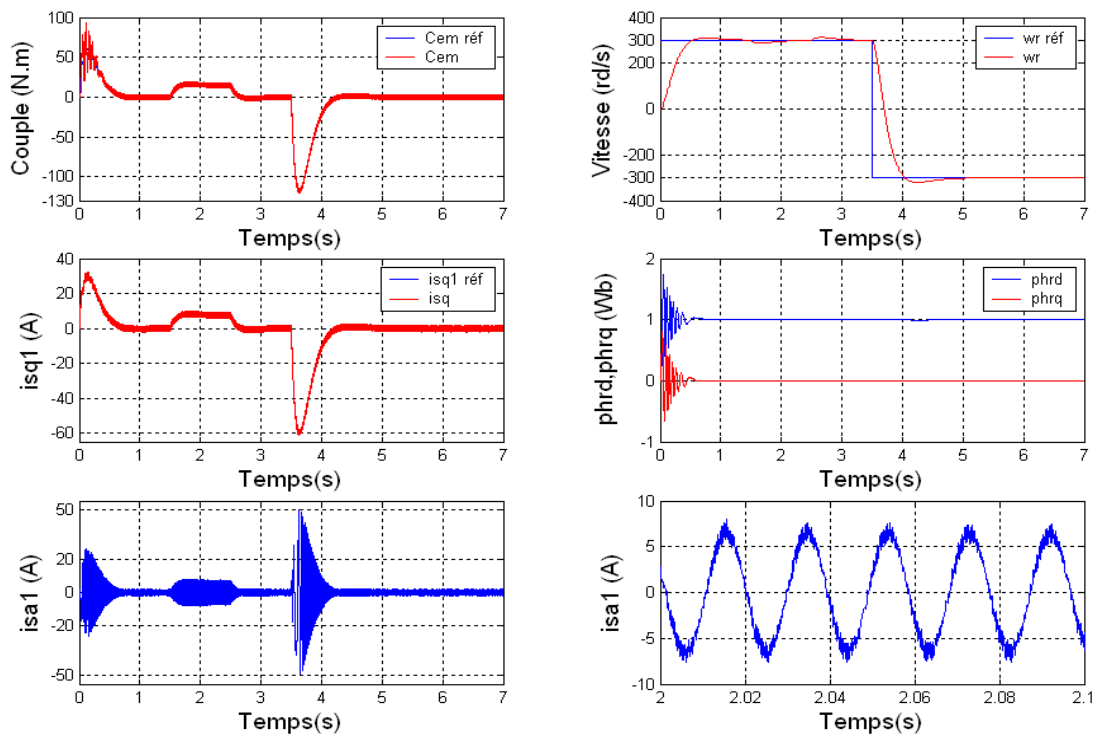


Figure 3.18 Réglage de vitesse (avec correcteur PI) de la MASDE par la commande vectorielle directe pour une consigne de  $\pm 300 \text{ rd/s}$ , avec filtrage de la consigne et sans limitation des courants statoriques



**Figure 3.19** Réglage de vitesse (avec correcteur PI) de la MASDE par la commande vectorielle indirecte pour une consigne de  $\pm 150 \text{ rd/s}$ , avec filtrage de la consigne et sans limitation des courants statoriques

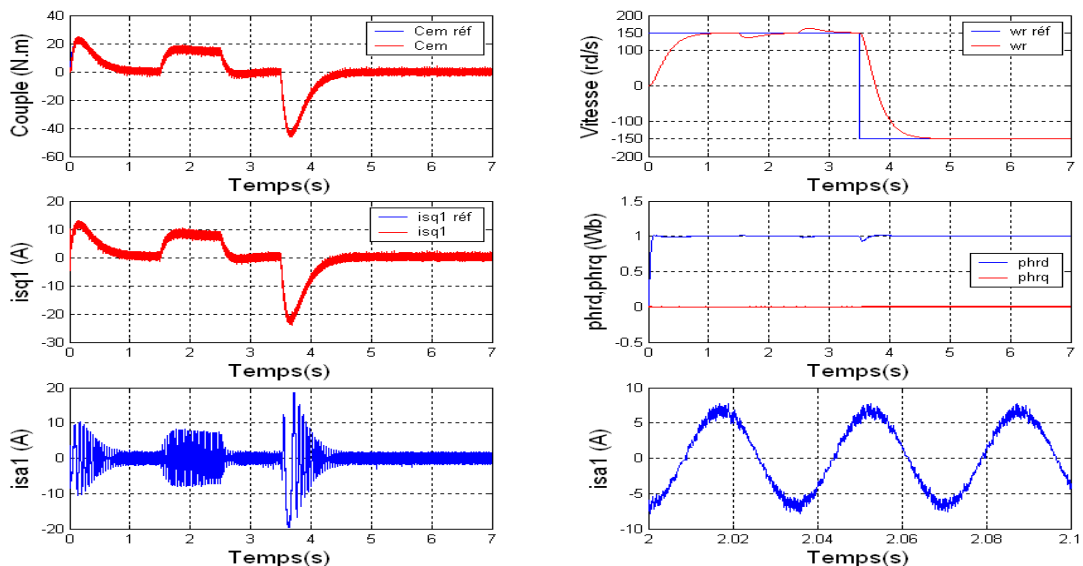


**Figure 3.20** Réglage de vitesse (avec correcteur PI) de la MASDE par la commande vectorielle indirecte pour une consigne de  $\pm 300 \text{ rd/s}$ , avec filtrage de la consigne et sans limitation des courants statoriques

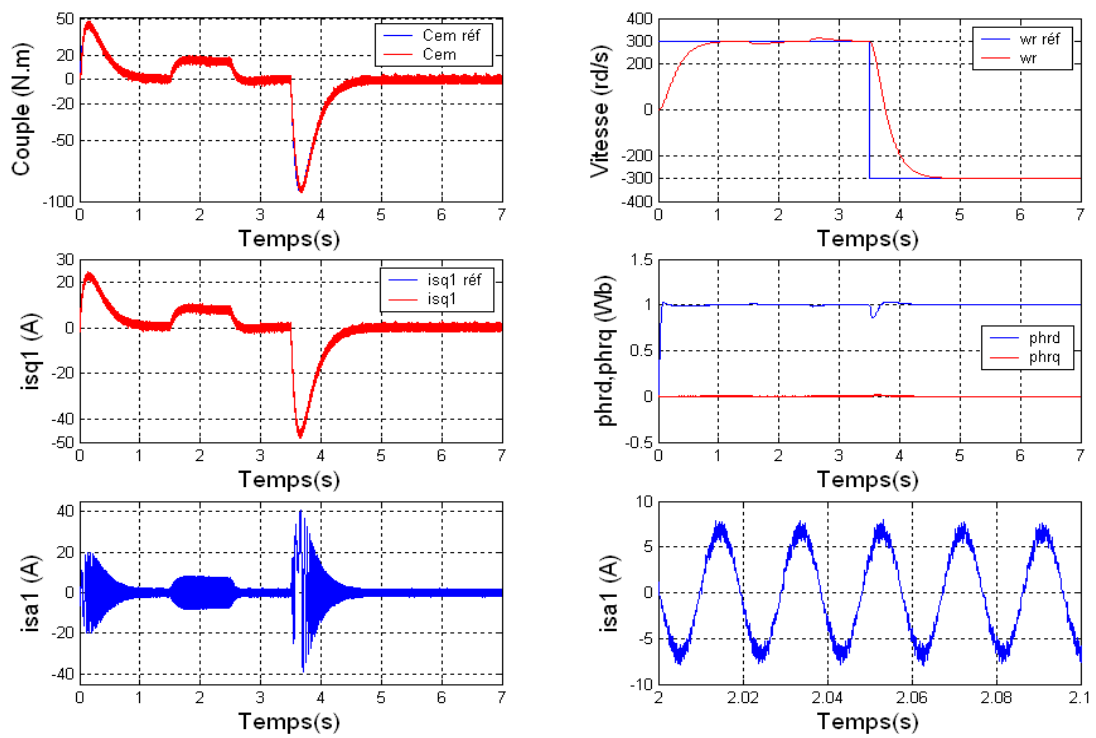
### b. Réglage de vitesse avec correcteur IP

Les figures (3.21), (3.22), (3.23) et (3.24) présentent les résultats de simulation de la régulation de vitesse de la MASDE avec un correcteur de structure IP commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique en utilisant les deux méthodes direct et indirect, pour des consignes de vitesse sous formes d'un échelon comme précédemment et sans limitation des courants statoriques. A travers ces résultats, nous constatons que cette structure de correcteur IP à permet d'avoir des performances très satisfaisantes. La vitesse atteint sa valeur de consigne avec un dépassement, pratiquement nul. Un bon rejet de perturbation du couple résistant. Le découplage est toujours assuré.

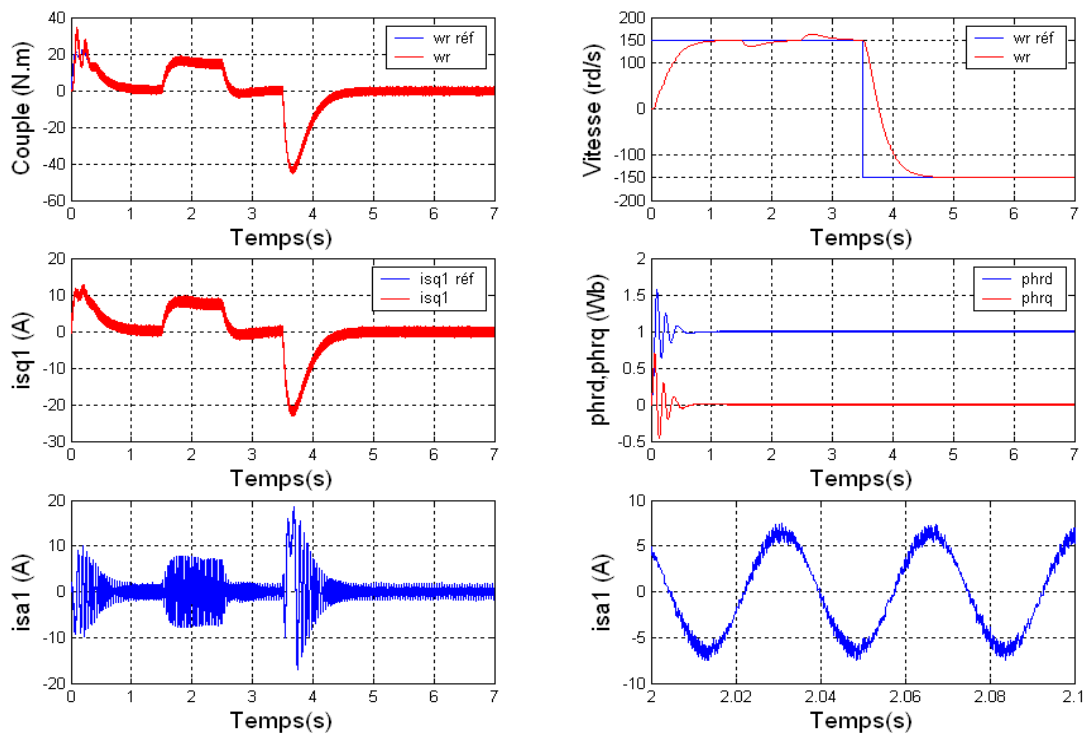
Sur les figures 3.25, 3.26, 3.27 et 3.28 nous présentons la réponse du système, avec un correcteur de structure IP, quand nous limitons les courants statorique, nous constatons que l'orientation du flux rotorique reste pratiquement insensible aux variations du couple électromagnétique. Ceci confirme la capacité des contrôles vectoriels (directs et indirects) à découpler le flux de la machine et son couple électromagnétique. En plus, nous relevons une bonne robustesse des contrôleurs face aux variations brusques de la charge. Le rejet de perturbation est pratiquement immédiat, l'orientation du flux est toujours réalisée.



**Figure (3.21):** Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle directe pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s, sans limitation des courants statoriques



**Figure (3.22) :** Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle directe pour une consigne de  $\pm 300$  rd / s , sans limitation des courants statoriques



**Figure (3.23) :** Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle indirecte pour une consigne de  $\pm 150$  rd / s , sans limitation des courants statoriques



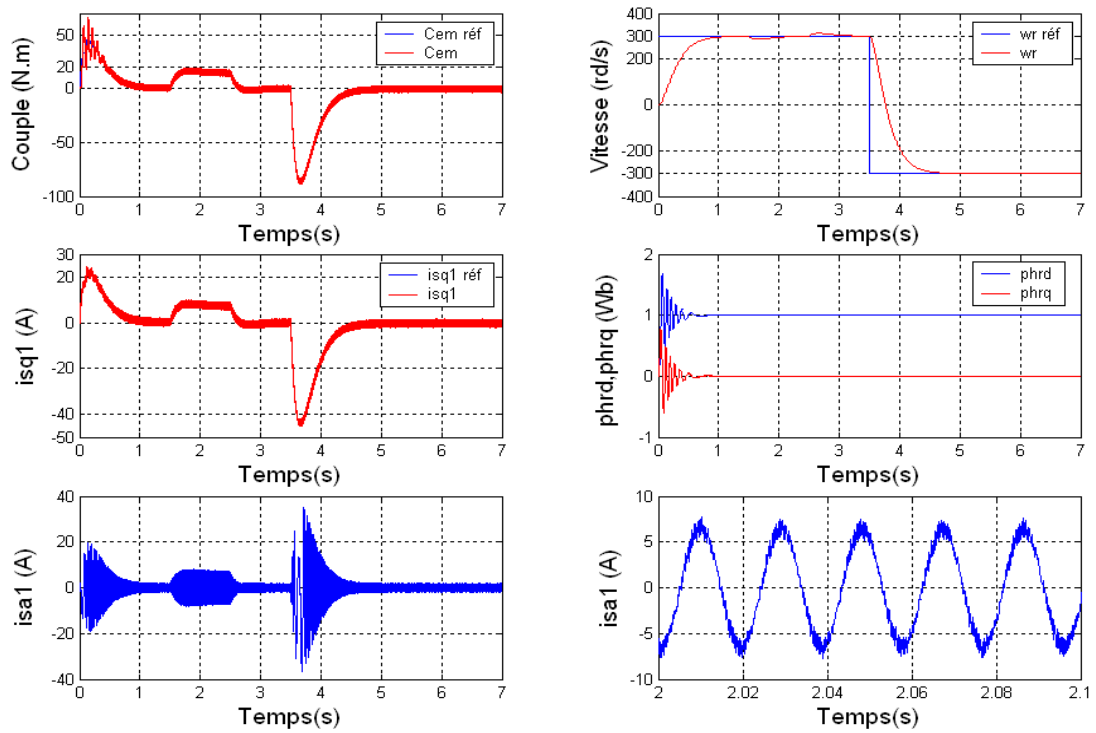


Figure (3.24) : Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle indirecte pour une consigne de  $\pm 300 \text{ rd/s}$ , sans limitation des courants statoriques

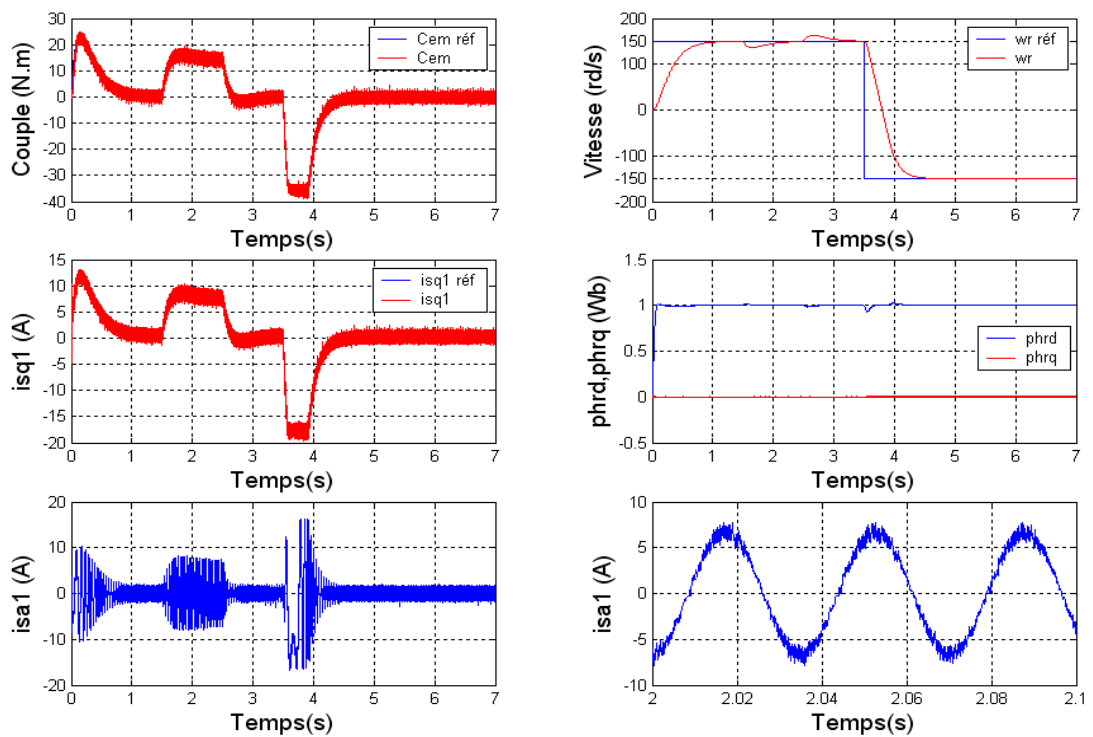
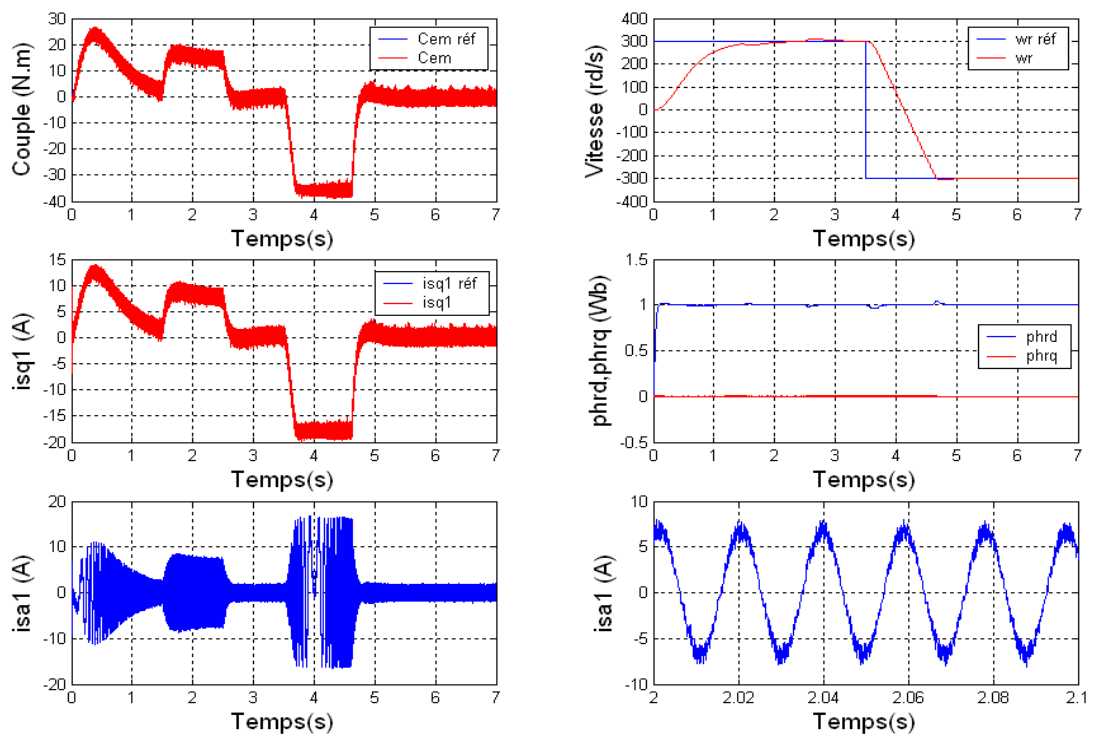
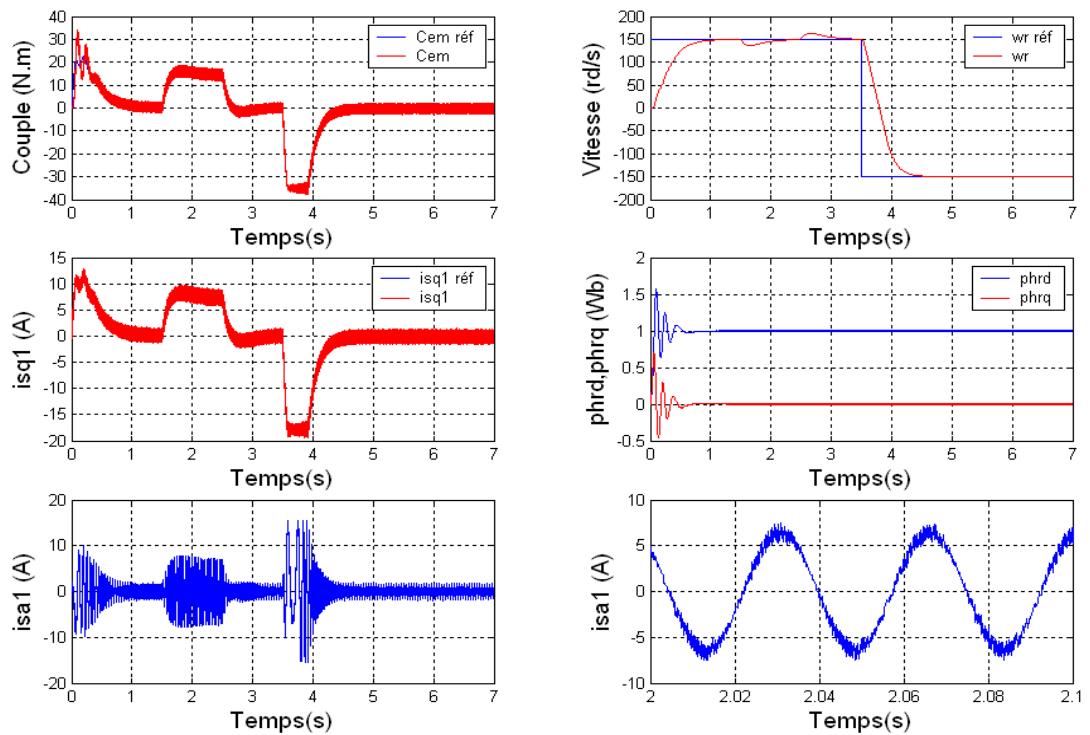


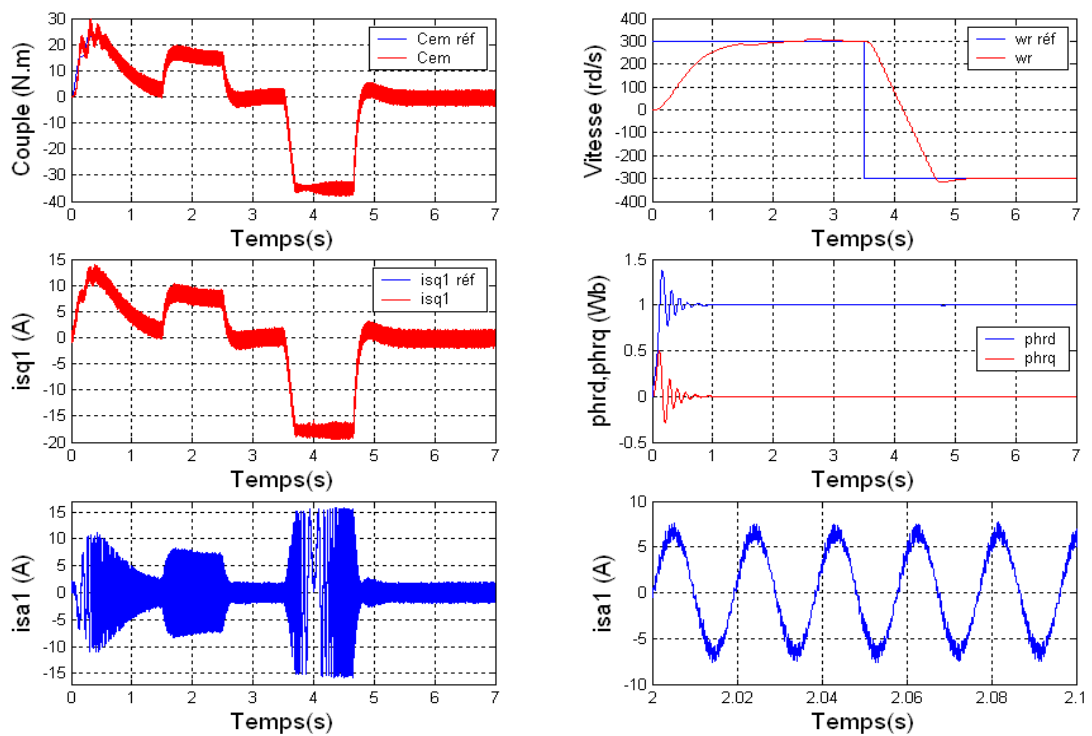
Figure (3.25) : Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle directe pour une consigne de  $\pm 150 \text{ rd/s}$ , avec limitation des courants statoriques



**Figure (3.26) :** Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle directe pour une consigne de  $\pm 300$  rd / s , avec limitation des courants statoriques



**Figure (3.27) :** Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle indirecte pour une consigne de  $\pm 150$  rd / s , avec limitation des courants statoriques



**Figure (3.28) :** Réglage de vitesse (avec correcteur IP) de la MASDE par la commande vectorielle indirecte pour une consigne de  $\pm 300 \text{ rd/s}$ , avec limitation des courants statoriques

### 3.9 Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire, régime défluxé, ... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur de paramètres sur les performances de réglage de la vitesse et des flux rotoriques. En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire à une instant donnée dans le modèle de la machine, des variations des paramètres telles que, la résistance rotorique, les résistances statoriques, l'inductance mutuelle et le moment d'inertie, alors que le système de commande utilise toujours les paramètres nominaux.

Dans cette section, la machine est commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique et chargée à sa valeur nominale. Le correcteur de vitesse utilisé étant de structure

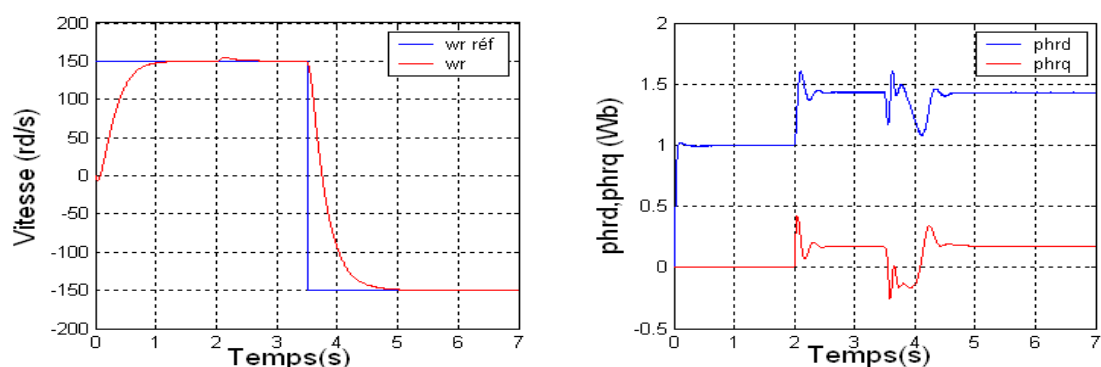
IP. Nous présentons donc les grandeurs les plus significatives : la vitesse de rotation, la consigne de vitesse et les deux composantes du flux rotorique.

Les figures (3.29) à (3.32) présentent les tests de robustesse relatifs aux variations des paramètres. Pour chaque essai, nous avons procédé à une augmentation de +50 % de la valeur nominale de chaque paramètre séparément à l'instant  $t = 2\text{s}$ . Comme nous pouvons le constater, la variation de la résistance rotorique ( $r_r$ ) est vraiment gênante pour les deux méthode directe et indirecte, alors que la variation des résistances statorique ( $r_{s1}, r_{s2}$ ) n'est pas prise en compte par le système de commande, même si la machine sous contrôle n'est plus la machine qui est considérée par la commande.

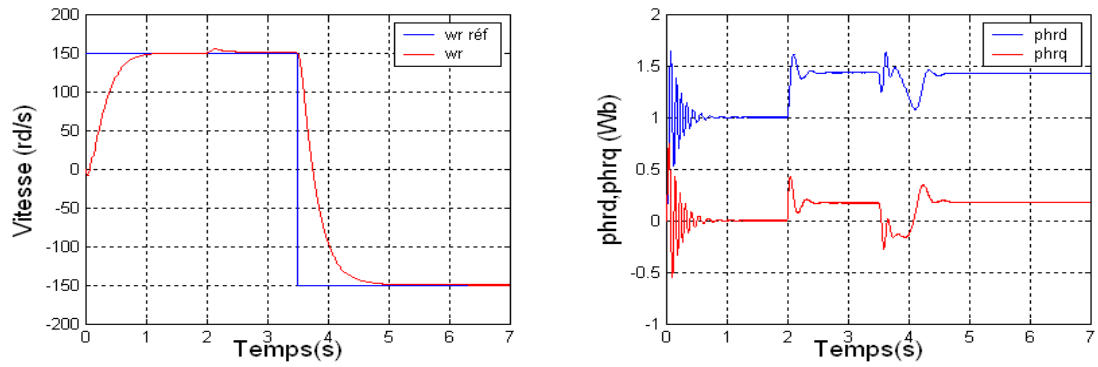
Nous portons également dans les figures (3.33) et (3.34) les réponses essentielles de la machine lorsque l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) augmente de +50% de leur valeur nominale.

Ces figures montrent que la variation de l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) n'a pas affecté les performances de réglage mais a augmenté la valeur du flux rotorique de 5 % de la valeur nominale pour la méthode indirecte.

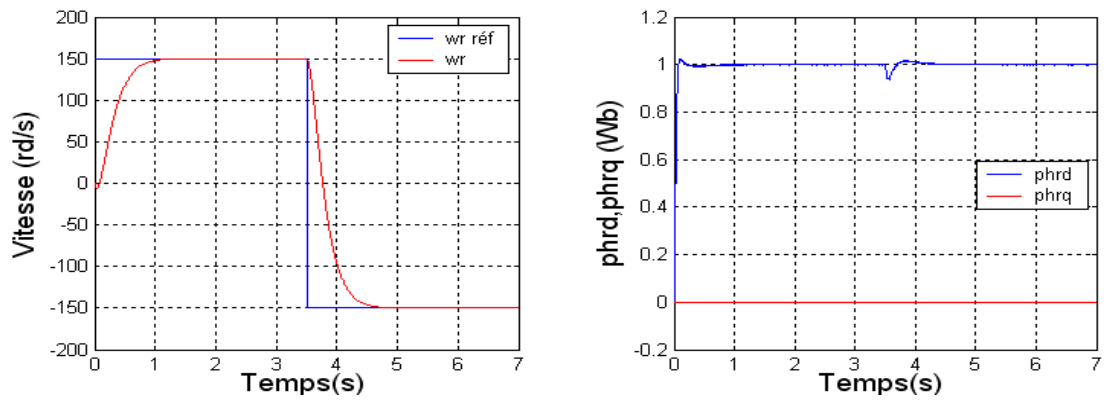
A travers les figures (3.35) et (3.36), nous constatons qu'une augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie ( $J$ ) (au démarrage de la MASDE) a peu d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage et inversion du sens de rotation. Le flux rotorique est parfaitement orienté.



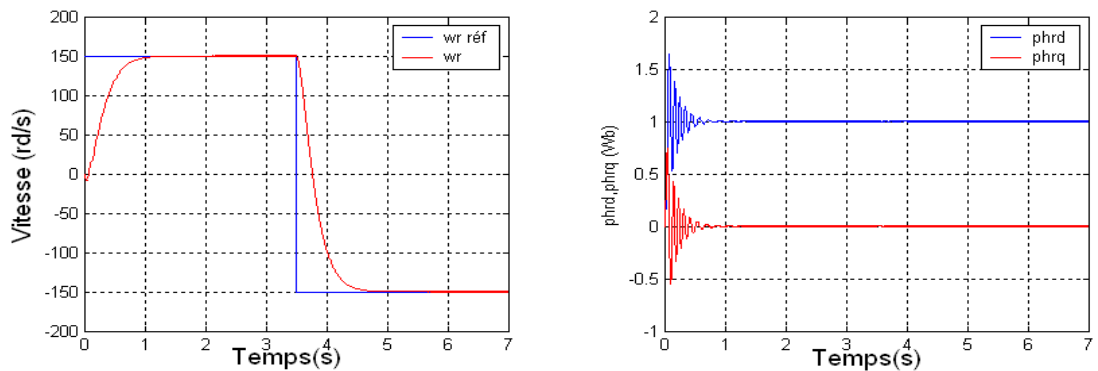
**Figure (3.29):** Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe



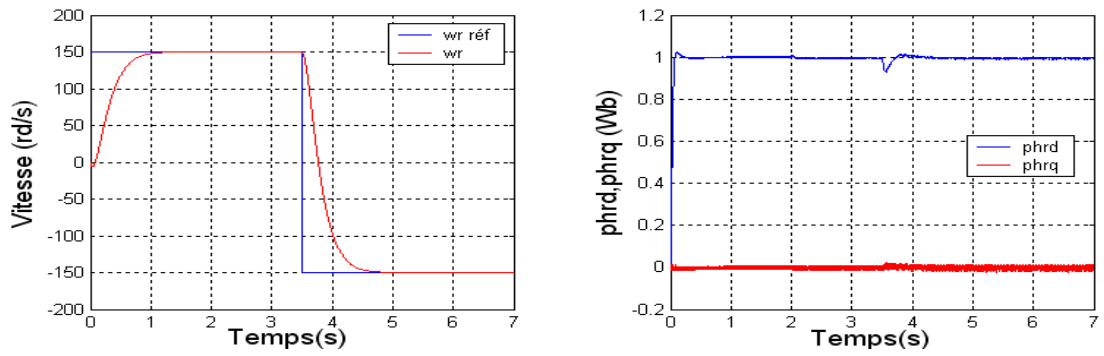
**Figure (3.30):** Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte



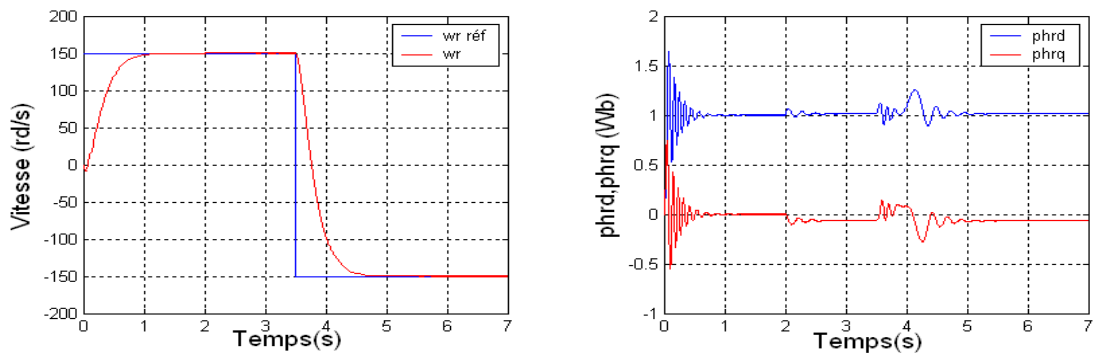
**Figure (3.31):** Test de robustesse pour une variation de +50% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe



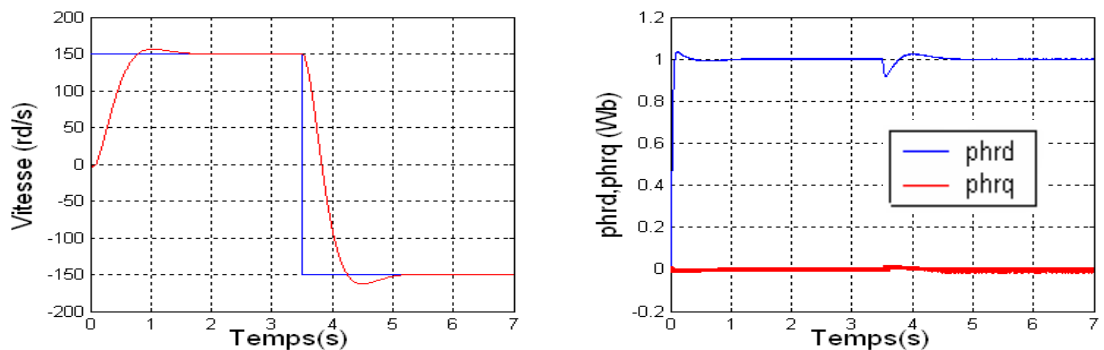
**Figure (3.32):** Test de robustesse pour une variation de +50% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte



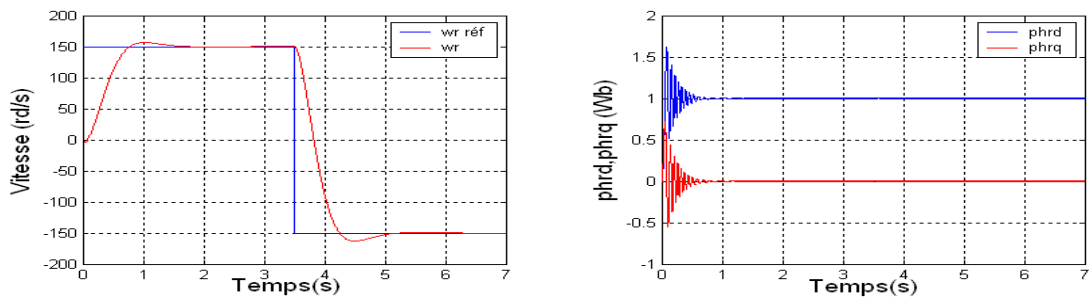
**Figure (3.33):** Test de robustesse pour une variation de +50% de l'inductance mutuelle, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe



**Figure (3.34):** Test de robustesse pour une variation de +50% de l'inductance mutuelle, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte



**Figure (3.35):** Test de robustesse pour une variation de +100% du moment d'inertie, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe



**Figure (3.36):** Test de robustesse pour une variation de +100% du moment d'inertie, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte

### 3.10 Comparaison

Après la présentation et la simulation des deux méthodes, directe et indirecte, de la commande vectorielle, nous les comparons, suivant leur complexité telle qu'indiquée dans le tableau suivant :

	Commande vectorielle directe	Commande vectorielle indirecte
Calcul de l'angle $\theta_s$	A partir de la position du flux	A partir des pulsations $\omega_r$ et $\omega_{gl}$
Estimateur de flux	Nécessaire	Pas Nécessaire
Boucles de régulation	- Courants statoriques - Vitesse - Flux	- Courants statoriques - Vitesse
Influence des paramètres	- $r_{s1}$ et $r_{s2}$ si l'estimateur de flux utilise le modèle en tension (Eq.3.6) - $r_r$ si l'estimateur de flux utilise le modèle en courant (Eq.3.7)	$r_r$ (pour le calcul de $\omega_{gl}$ )

**Tableau 3.1 :** Comparaison entre les méthodes directe et indirecte de la commande vectorielle

Il est important de souligner qu'un estimateur de flux est nécessaire pour la commande vectorielle directe, tandis qu'il ne l'est pas le cas dans la commande vectorielle indirecte. Parmi les paramètres de la machine, c'est la résistance rotorique qui influe le plus sur la qualité du réglage.

### 3.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que l'application de la méthode de flux orienté (la commande vectorielle) permet de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile. En effet, la commande vectorielle nous a permis de rendre le comportement dynamique de la machine asynchrone double étoile similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Il a été montré que la méthode directe n'apporte que peu d'amélioration par rapport à la méthode indirecte. Cette modeste amélioration concerne uniquement la qualité des régimes transitoires. Cependant, elle est plus exigeante que la méthode indirecte. L'application de l'une des deux méthodes n'apporte pas de grandes différences lorsque le découplage est parfaitement réalisé. Cependant, le découplage vectoriel direct est moins sensible aux variations de la résistance rotorique, contrairement à celui du type indirect. En toute rigueur, l'orientation du flux rotorique repose essentiellement sur la connaissance exacte du modèle et des paramètres électriques de la machine.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux.



# **Chapitre 4**

## **Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone double étoile**

---

---

### **4.1 Introduction**

La commande vectorielle par flux orienté élaborée pour la machine asynchrone double étoile, nécessite la mesure de la vitesse pour effectuer les transformations de coordonnées. Physiquement, cette mesure est réalisée au moyen de capteur mécanique de vitesse monté en bout d'arbre du rotor, qui malheureusement, contribue à augmenter la complexité et le coût de l'installation (câblage supplémentaire et maintenance) [Mor 05].

La commande sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plus part des constructeurs des actionneurs électriques [Cha 05]. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone double étoile comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle qui essayent de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine.

Dans ce chapitre, les différentes approches d'estimation de la vitesse, présentées dans la littérature, pour une commande sans capteur de la machine asynchrone, seront exhaustivement citées. Nous discuterons brièvement des avantages, des inconvénients et des limites d'utilisation de ces techniques. Nous allons par la suite appliquer quelques de ces techniques de commande sans capteur sur la machine asynchrone double étoile.

Enfin, des simulations de l'application de la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur de vitesse sur la machine asynchrone double étoile ainsi que le test de robustesse de cette commande vis-à-vis des variations paramétriques seront présentés.

## **4.2 Différentes techniques de commande sans capteur de vitesse**

### **4.2.1 Techniques d'estimation indirectes de vitesse**

Les techniques, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse, exploitent l'équation de la tension du stator pour estimer l'amplitude, la position angulaire et/ou la fréquence du flux du rotor et l'équation de la tension du rotor pour estimer la vitesse. Ces techniques présentent un intérêt certain lorsque la machine fonctionne à des vitesses relativement élevées.

Un des problèmes de la commande sans capteur est de considérer la vitesse comme paramètre constant et inconnu, et donc d'employer la technique de la commande adaptative pour estimer ce paramètre [Cha 05].

Dans la littérature, généralement les modèles de la tension et du courant de la machine asynchrone ont été employés ensembles pour l'estimation du flux à partir duquel la vitesse a été estimée.

#### **4.2.1.1 Relation d'autopilotage**

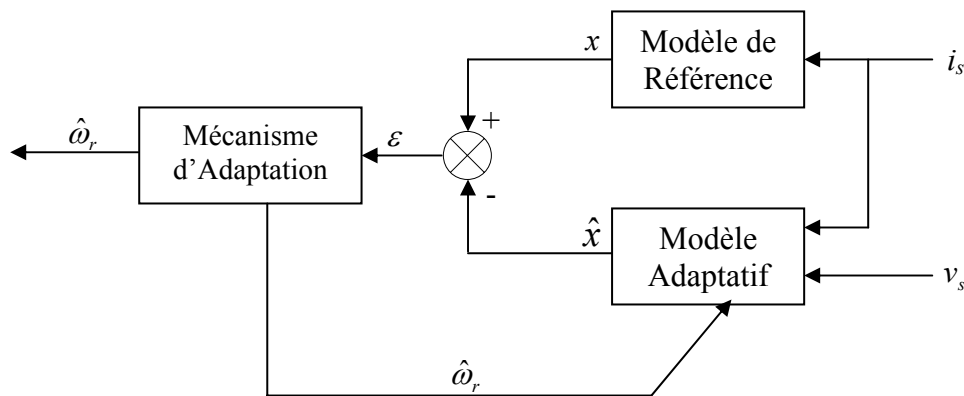
La relation de fréquence fondamentale de la machine ( $\omega_s = \omega_r + \omega_{gl}$ ) est utilisée pour estimer la vitesse du rotor. En effet, les fréquences du moteur sont estimées à partir des valeurs observées du flux et à partir des courants statoriques mesurés.

L'estimateur de vitesse utilisant la relation d'autopilotage, est le plus simple parmi les différents modèles d'estimateurs. Cependant, due à sa structure en boucle ouverte, sa précision et ces performances dynamiques sont limitées à très basses vitesses. D'ailleurs, le calcul de la fréquence de glissement et de la vitesse dépend des paramètres du moteur, qui dépendent de la température, de la saturation et de la fréquence [Cha 05] [Com 05].

#### **4.2.1.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS**

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par SCHAUDER, par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [Cha 05][Ede 05].

Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure 4.1 se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence que constitue la machine et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse [Rou 04] [Bag 99] [Bla 96] [Cha 05].



**Figure 4.1** Structure MRAS

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable  $x$ , tels que le flux rotorique, sur la force contre électromotrice ou sur la puissance réactive [Cha 05].

Comparée à d'autres approches, la technique MRAS, permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse.

#### 4.2.1.3 Les observateurs

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées dans la littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions du stator.

Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (LUENBERGER, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de

KALMAN et l'observateur à structure variable par mode glissant. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de vitesse en boucle fermée.

Bien que de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonnes performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent estimer les très basses vitesses d'une manière stable [Son 00] [Cha 05] [Kwo 05].

#### **a. Observateurs d'état**

Dans la pratique, l'observateur d'état prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruits, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain. Il existe aussi une autre gamme d'observateurs adaptatifs dont le calcul de la matrice gain de correction s'effectue par la méthode de Lyapunov [Ais 05].

#### **b. Filtre de KALMAN**

Le filtre de KALMAN est un observateur à structure stochastique qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. Plusieurs travaux ont déjà enrichi ce sujet en donnant des solutions d'observateurs d'ordre complets. Ces solutions sont aussi sensibles aux variations de résistances rotoriques et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse.

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence des caractéristiques du bruit [Mor 05] [Zei 00]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de KALMAN, il est donc nécessaire de rechercher des modèles réduits de la machine dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée.

#### **c. Observateur par mode glissant**

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents

algorithmes basés sur les modes glissants [Cha 05] [Ais 05], ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, dont l'annulation définit la surface de glissement.

#### **4.2.1.4 Intelligence artificielle**

Récemment, les chercheurs ont proposés des commandes sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (réseau de neurones et logique floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique [Bag 99] [Rou 04][Mou 05]. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

### **4.2.2 Techniques d'estimation directes de vitesse**

L'estimation directe de la vitesse est considérée récemment, comme une approche la plus appropriée, particulièrement à vitesse réduite. Elle est rendue possible par la présence dans les harmoniques des courants et des tensions des composants comportant un multiple angulaire de la vitesse du rotor [Mou 05] [Rou 04] [Cha 05].

#### **4.2.2.1 Méthode d'harmonique d'encoches**

Cette méthode est basée sur la détection des harmoniques des encoches du rotor dans les tensions statoriques. En effet, la présence des encoches du rotor et du stator dans le circuit magnétique des moteurs asynchrones produit des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'encoches. En fait ; de tels harmoniques, généralement, comportent une amplitude réduite et disparaissent à la vitesse très basse.

Dans la pratique, l'application de telles méthodes à vitesse réduite est une tâche tout à fait complexe, alors qu'à grande vitesse, ils donnent des résultats semblables aux techniques indirects [Mou 05] [Rou 04] [Cha 05].

#### **4.2.2.2 Méthode d'injection des signaux**

Une deuxième technique direct pour l'estimation de la vitesse utilise l'injection d'un signal sinusoïdal à haute fréquence dans les composantes des tensions ou des courants, ceci afin d'enrichi le contenu harmonique de la tension qui permettra d'estimer correctement la vitesse dans le point de fonctionnement difficile (pulsation statorique très faible). Cette technique est considérée récemment comme une approche la plus appropriée, particulièrement dans la gamme des vitesses réduites [Mou 05] [Rou 04] [Cha 05].

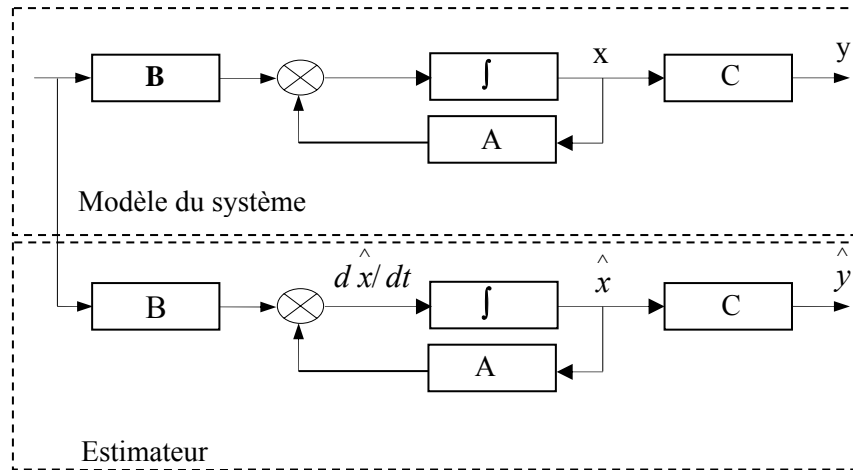
Les approches basées sur l'injection des signaux à hautes fréquences donnent de bonne précision d'estimation de vitesse à n'importe quelle fréquence. D'un autre côté, ces approches ont besoin d'une précision élevée dans la mesure physique et augmente la complexité de calcul et de matériels concernant la structure du control.

### **4.3 Concepts d'estimateurs et d'observateurs**

Dans les domaines des entraînements à vitesses variables, les performances de lois de commande utilisées, dépendent du degré de précision dans la connaissance du module du flux et de sa position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles par des mesures. En effet, les capteurs de flux sont relativement délicat (bruits de mesure) et réduisent la robustesse de l'ensemble. Ainsi, la reconstruction du flux ou de sa position par des estimateurs ou des observateurs devient un objectif principal [Tam 06] [Ais 05] [Cha 05].

#### **4.3.1 Estimateurs**

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation du modèle du système à commander [Cha 05] [Ais 05] [Kub 94]. La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres du système. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et ou variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure 4.2.



**Figure 4.2** Schéma - bloc d'un estimateur.

Le système se met sous la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A(\Omega)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (4.1)$$

Où  $B$  est la matrice d'entrée du système,  $C$  est la matrice de sortie et  $A(\Omega)$  est la matrice de transition non stationnaire dans le cas de notre système, puisqu'elle dépend de la vitesse de rotation. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vu la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques. En intégrant l'équation (4.1), on peut reconstruire les états à estimer.

$$\hat{x} = \int (\hat{A}(\Omega)\hat{x} + \hat{B}u)dt \quad (4.2)$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés :

$$\varepsilon = x - \hat{x} \quad (4.3)$$

Alors, la dynamique de l'erreur est déduite des relations (4.1) et (4.2) :

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = A(\Omega)\varepsilon + \Delta A\hat{x} + \Delta Bu \quad (4.4)$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - \hat{A}(\Omega) \quad \text{et} \quad \Delta B = B - \hat{B}$$

La vitesse de convergence de l'erreur d'estimation dépend des constantes de temps du système. Elle est vérifiée dans le cas où les valeurs propres de la matrice d'état sont définies négatives (en considérant  $\Delta A = 0$  et  $\Delta B = 0$ ). Lorsque des erreurs de modélisation existent, les termes  $\Delta A \hat{x}$  et  $\Delta B u$  se comportent comme des entrées dans l'équation (4.4). Dans le cas des machines électriques, on ne maîtrise pas le temps de convergence de l'erreur d'estimation et les estimés auront forcément une erreur statique due aux erreurs de modélisation.

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction  $G$ . C'est ce qu'on entend par observateur.

### 4.3.2 Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système [Cha 05] [Ais 05]. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice de gain  $G$  pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur (Figure 4.3) [Nah 01].

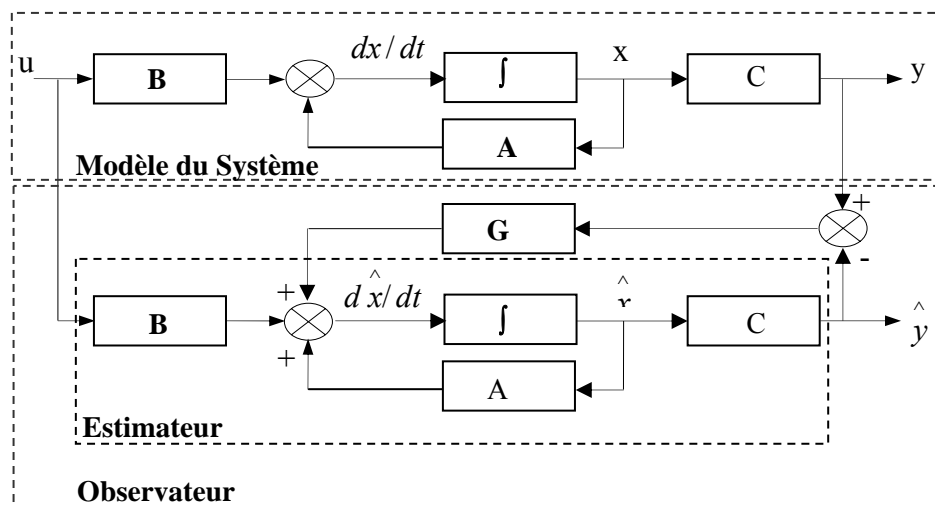


Figure 4.3 Schéma – bloc d'un observateur.



Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans (4.2) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à l'observateur suivant [Cha 05] [Ais 05]:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}(\Omega)\hat{x} + \hat{B}u + G(Cx - C\hat{x}) \quad (4.5)$$

Où  $G$  est la matrice de gain de l'observateur.

On définit comme erreur de mesure ; l'écart entre les grandeurs mesurées et leurs estimées. De la même façon que pour l'estimateur, l'équation décrivant le comportement de l'erreur d'estimation est obtenue à l'aide des équations (4.1) et (4.5). Alors, l'équation de l'erreur d'estimation devient :

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = [A(\Omega) - GC]\varepsilon + [\Delta A - G\Delta C]\hat{x} + \Delta Bu \quad (4.6)$$

Le principal avantage de l'observateur devant l'estimateur peut être facilement montré par l'équation (4.6). En effet, la dynamique de convergence de l'erreur est contrôlée par le terme  $[A(\Omega) - GC]$  comportant la matrice de gain de correction  $G$ . On peut alors imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction (dynamique indépendante) et compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant, trouver le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une erreur de modélisation n'est pas toujours aisée. On fait alors appel aux techniques d'adaptation ou d'identification paramétrique.

#### 4.4 Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MASDE

On a vu précédemment, que nombreuses sont les méthodes qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone, en utilisant des estimateurs et des observateurs. Dans cette section, quelques techniques seront utilisées pour une estimation simultanée du flux rotorique et de la vitesse de la machine asynchrone double étoile.

Dans la commande sans capteur, la vitesse mesurée sera remplacée par sa valeur estimée.

#### 4.4.1 Estimation de la vitesse en utilisant la relation d'autopilottage

Les estimateurs connus depuis longtemps, s'appuient sur la duplication du modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. En effet, à partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. La technique utilisée pour estimer le flux rotorique et capter l'information sur la vitesse, est basée sur la mesure des courants et des tensions d'alimentation de la machine [Kub 94][Ais 05][Cha 05]. A partir des équations statoriques et rotoriques de la machine asynchrone double étoile, le flux peut être estimé soit par le modèle en courant ou par le modèle en tension suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2} \\ i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m + L_r}{L_m} \left( \begin{bmatrix} v_{s\alpha 1} \\ v_{s\beta 1} \end{bmatrix} - r_{s1} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 1} \\ i_{s\beta 1} \end{bmatrix} - (L_{s1} + L_m) \sigma \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 1} \\ i_{s\beta 1} \end{bmatrix} \right) - L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 2} \\ i_{s\beta 2} \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m + L_r}{L_m} \left( \begin{bmatrix} v_{s\alpha 2} \\ v_{s\beta 2} \end{bmatrix} - r_{s2} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 2} \\ i_{s\beta 2} \end{bmatrix} - (L_{s2} + L_m) \sigma \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 2} \\ i_{s\beta 2} \end{bmatrix} \right) - L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 1} \\ i_{s\beta 1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.8)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_s)}, \quad L_{s1} = L_{s2} = L_s$$

On estime l'angle de rotation  $\theta_s$  à partir des composante  $\alpha$  et  $\beta$  du flux rotorique :

$$\theta_s = \text{Artg} \left( \frac{\hat{\varphi}_{r\beta}}{\hat{\varphi}_{r\alpha}} \right) \quad (4.9)$$

Sa dérivée correspondante est donnée par :

$$\dot{\theta} = \frac{\varphi_{r\alpha} \dot{\varphi}_{r\beta} - \varphi_{r\beta} \dot{\varphi}_{r\alpha}}{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (4.10)$$

En remplaçant les expressions de  $\dot{\varphi}_{r\alpha}$  et  $\dot{\varphi}_{r\beta}$  à partir de l'équation (4.8) dans (4.10), on trouve :

$$\hat{\omega}_r = \dot{\theta}_s - \frac{L_m}{T_r} \frac{(i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2})\hat{\varphi}_{r\alpha} - (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})\hat{\varphi}_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (4.11)$$

$$\hat{\omega}_r = \omega_s - \frac{L_m}{T_r} \frac{(i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2})\hat{\varphi}_{r\alpha} - (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})\hat{\varphi}_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (4.12)$$

$$\hat{\omega}_r = \omega_s - \omega_{gl} \quad (4.13)$$

Avec :

$$\omega_{gl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{(i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2})\hat{\varphi}_{r\alpha} - (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})\hat{\varphi}_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2}$$

Il convient de noter que le terme  $(i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2})\hat{\varphi}_{r\alpha} - (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})\hat{\varphi}_{r\beta}$  de l'équation (4.12) est proportionnel au couple de la machine. L'équation (4.12) indique que, la vitesse de la machine peut être obtenu à partir d'un estimateur de flux rotorique basé sur l'équation (4.7). Le schéma bloc selon (4.12) est illustré par la figure (4.4) :

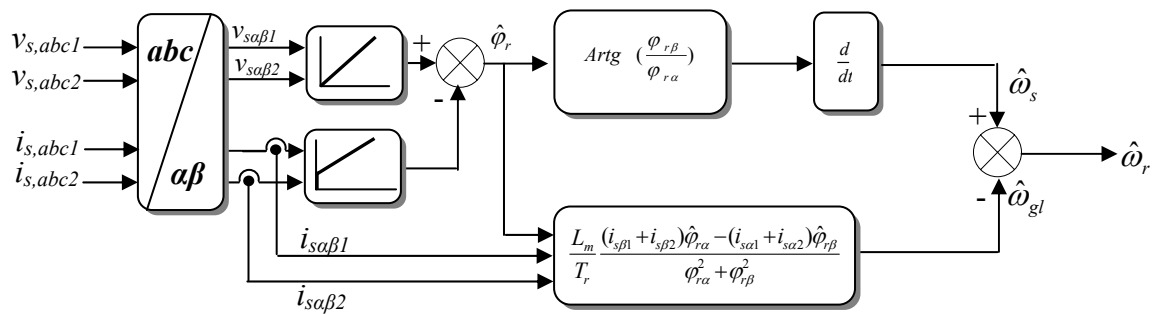


Figure 4.4 Estimateur de flux et de vitesse

### 4.4.2 Estimation de la vitesse à l'aide d'un modèle mécanique

Les estimateurs de flux rotorique requièrent la mesure de la vitesse de rotation. Nous pouvons employer l'équation du couple électromagnétique et l'équation mécanique de la machine pour modéliser un estimateur de vitesse à partir des courants statoriques :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{r\alpha} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) - \phi_{r\beta} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})] \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \end{cases} \quad (4.13)$$

Ensuite la vitesse estimée est réintroduite dans un estimateur du flux rotorique mentionné ci-dessus (Equation (4.7)) à la place de la vitesse mesurée comme l'indique la figure 4.5, (de préférence, en utilisant le modèle en courant car cet estimateur ne dépend pas des tensions statoriques dont la valeur efficace est faible à basse vitesse) [Rou 04].

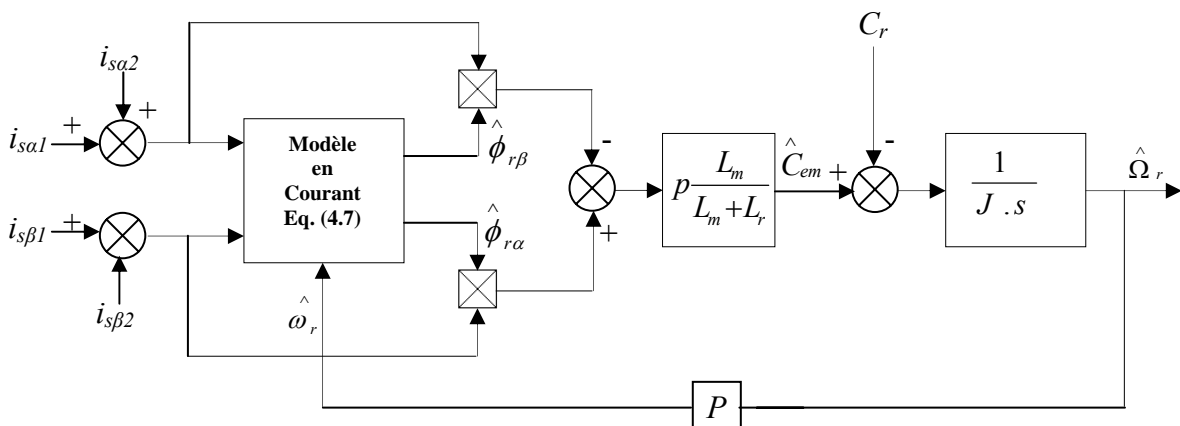


Figure 4.5 Estimation de la vitesse de la MASDE à l'aide d'un modèle mécanique

Le problème majeur de l'estimation de la vitesse en ajoutant le modèle mécanique est que nous estimons la vitesse à partir des grandeurs électriques seules. La qualité de l'estimation se dégrade dès qu'une perturbation apparaît.

### 4.4.3 Estimation de la Vitesse en utilisant la technique MRAS

Les estimateurs de vitesse basés sur la théorie du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), sont les techniques les plus populaires qui ont été mis en application pour la commande du moteur asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant uniquement

les mesures de la tension et du courant statoriques. Cette approche est basée sur un modèle de référence de la machine (généralement c'est un modèle en tension), ne dépendant pas de la vitesse rotorique, et sur un modèle ajustable (généralement c'est un modèle en courant) dépendant directement de la vitesse. L'erreur entre ces deux modèles injectée dans un mécanisme d'adaptation donne une estimation de la vitesse.

Pour la machine asynchrone double étoile, le modèle adaptatif est décrit par l'équation (4.14) suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_{r\alpha i}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{s\alpha l} + i_{s\beta l}) - \frac{I}{T_r} \hat{\varphi}_{r\alpha i} - \omega_r \hat{\varphi}_{r\beta i} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\beta i}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta l} + i_{s\alpha l}) - \frac{I}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta i} + \omega_r \hat{\varphi}_{r\alpha i} \end{cases} \quad (4.14)$$

et le modèle de référence est donné par l'équation (4.15):

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_{r\alpha v}}{dt} = \frac{L_r + L_m}{L_m} [v_{s\alpha 1} - r_s i_{s\alpha 1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{is\alpha 1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{is\alpha 2}}{dt}] \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\beta v}}{dt} = \frac{L_r + L_m}{L_m} [v_{s\beta 1} - r_s i_{s\beta 1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{is\beta 1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{is\beta 2}}{dt}] \end{cases} \quad (4.15)$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé [Rou 04] [Bag 99] [Ais 05] [Nah 01]:

$$\varepsilon = \hat{\varphi}_{\alpha i} \cdot \hat{\varphi}_{\beta v} - \hat{\varphi}_{\alpha v} \cdot \hat{\varphi}_{\beta i} \quad (4.16)$$

La loi d'adaptation est donnée par l'expression suivante [Cha 05]:

$$\hat{\omega}_r = \varepsilon \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (4.17)$$

Ce qui se traduit tout simplement par l'utilisation d'un régulateur PI comme mécanisme d'adaptation.

Les schémas fonctionnels suivants illustrent la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile munie d'un MRAS :

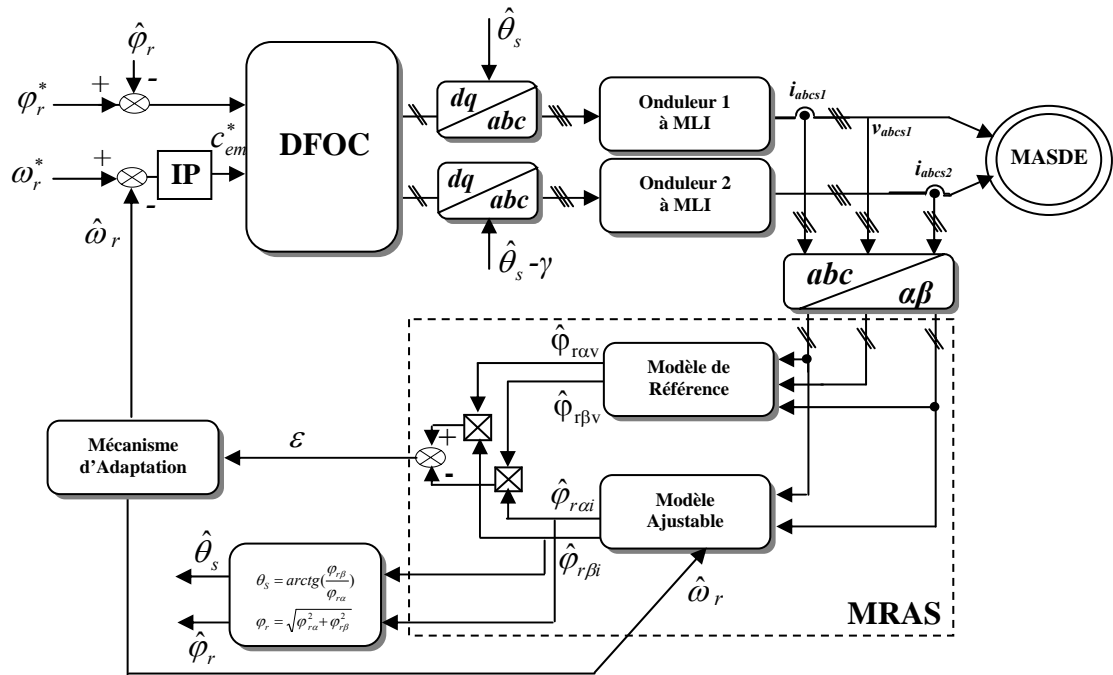


Figure 4.6 Commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS

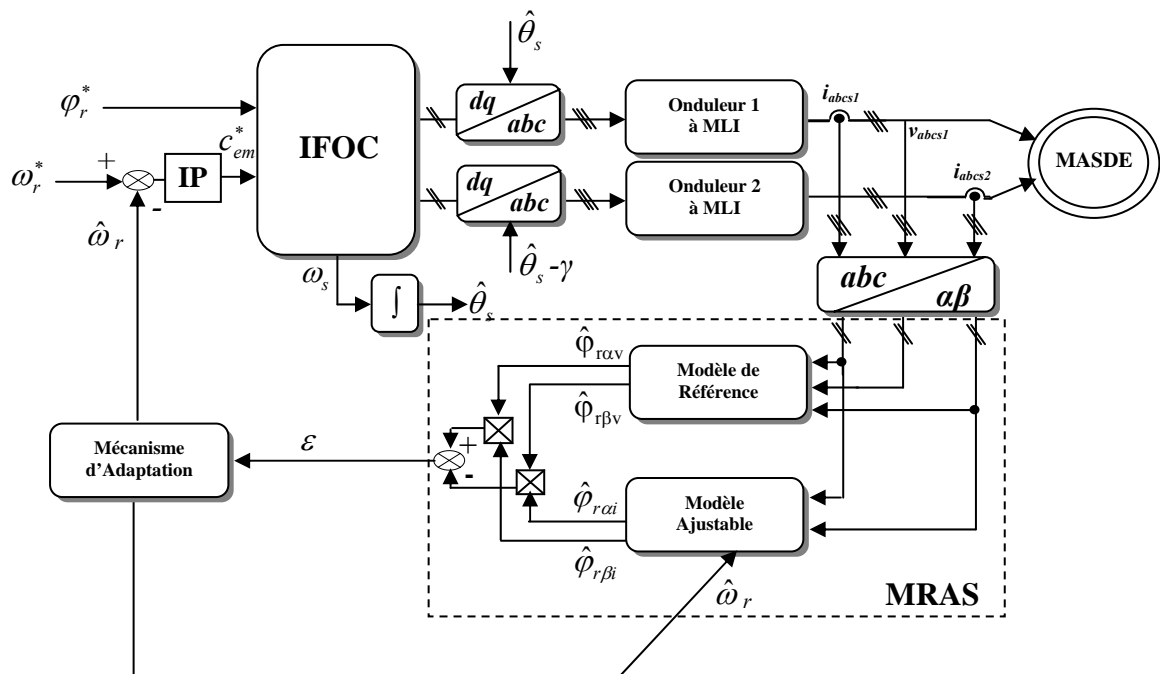


Figure 4.7 Commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS

#### 4.4.4 Estimation de la vitesse par un observateur linéaire d'ordre réduit

L'utilisation d'un estimateur ne permet pas de maîtriser la dynamique de l'erreur qui tributaire du système physique. Il est préférable que la dynamique du processus d'estimation soit beaucoup plus rapide que celle du système lui-même, d'où l'intérêt d'utiliser des observateurs.

Pour les équations électriques qui sont linéaires dans les états mais qui dépendent de la vitesse mécanique  $\Omega_r$ , on peut construire un observateur de type Luenberger comme suit [Kia 05] [Kia 04] [Son 00] :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A(\hat{\Omega})\hat{x} + Bu + G(y - C\hat{x}) \quad (4.18)$$

Le problème de ce type d'observateur réside dans le choix du gain  $G$  qui dépend généralement de la vitesse mécanique et qui implique une dynamique de décroissance des erreurs d'estimation.

Le modèle mathématique de la MASDE montre que l'on est confronté à un système non linéaire variable. Pour pallier à cette non linéarité on emploie un observateur linéaire et de prendre comme variable supplémentaire  $\Omega_r$ . Dans ce cas, on dispose d'un observateur de type Luenberger d'ordre réduit, obtenu à partir du système d'équation (3.4) [Kia 05] [Kia 04].

On peut réécrire le système d'équation (3.4) sous forme de deux sous systèmes comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd1}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}}v_{sd1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}}i_{sd1} + \omega_s \left( \frac{L_r}{rr} \varphi_r \omega_{gl} + L_{s1}i_{sq1} \right) \\ \frac{di_{sd2}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}}v_{sd2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}}i_{sd2} + \omega_s \left( \frac{L_r}{rr} \varphi_r \omega_{gl} + L_{s2}i_{sq2} \right) \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sq1}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}}v_{sq1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}}i_{sq1} - \omega_s (\varphi_r + L_{s1}i_{sd1}) \\ \frac{di_{sq2}}{dt} = \frac{1}{L_{s2}}v_{sq2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}}i_{sq2} - \omega_s (\varphi_r + L_{s2}i_{sd2}) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - \frac{K_f}{J} \Omega_r - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (4.20)$$

Pour estimer la vitesse, on utilise uniquement le sous système (4.20) [Kia 05] [Kia 04].

On voit bien que l'estimation de la vitesse à partir du modèle décrit par le sous système (4.20), Nécessite l'estimation du couple de charge et le flux rotorique.

Si l'on désire également estimer le couple résistant  $C_r$  constant, on suppose qu'il change lentement, donc on peut utiliser pour le couple de charge le modèle suivant :

$$\frac{dC_r}{dt} \cong 0 \quad (4.21)$$

Cette supposition est correcte dans la plupart des applications [Kia 05][Kia 04].

On ajoutant l'équation (4.21) au système (4.20), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sq1}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} i_{sd1} - \omega_s (\varphi_r + L_{s1} i_{sd1}) \\ \frac{di_{sq2}}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sq2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}} i_{sq2} - \omega_s (\varphi_r + L_{s2} i_{sq2}) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - \frac{K_f}{J} \Omega_r - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{dC_r}{dt} = 0 \end{array} \right. \quad (4.22)$$

A partir du système d'équations (4.22), en supposant que  $\varphi_r$  constant, on peut construire notre observateur linéaire d'ordre réduit comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{i}_{sq1}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} \hat{i}_{sq1} - \omega_s (i_{sd1} + \frac{1}{L_{s1}} \hat{\varphi}_r) + G_1 \tilde{i}_{sq} \\ \frac{d\hat{i}_{sq2}}{dt} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sq1} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}} \hat{i}_{sq2} - \omega_s (i_{sd2} + \frac{1}{L_{s1}} \hat{\varphi}_r) + G_1 \tilde{i}_{sq} \\ \frac{d\hat{\Omega}_r}{dt} = \frac{P}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \hat{\varphi}_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - \frac{P}{J} \hat{C}_r - \frac{K_f}{J} \hat{\Omega}_r + G_2 \tilde{i}_{sq} \\ \frac{d\hat{C}_r}{dt} = G_3 \tilde{i}_{sq} \\ \frac{d\hat{\varphi}_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_r \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Avec :  $\tilde{i}_{sq} = (\hat{i}_{sq1} + \hat{i}_{sq2}) - (i_{sq1} + i_{sq2})$

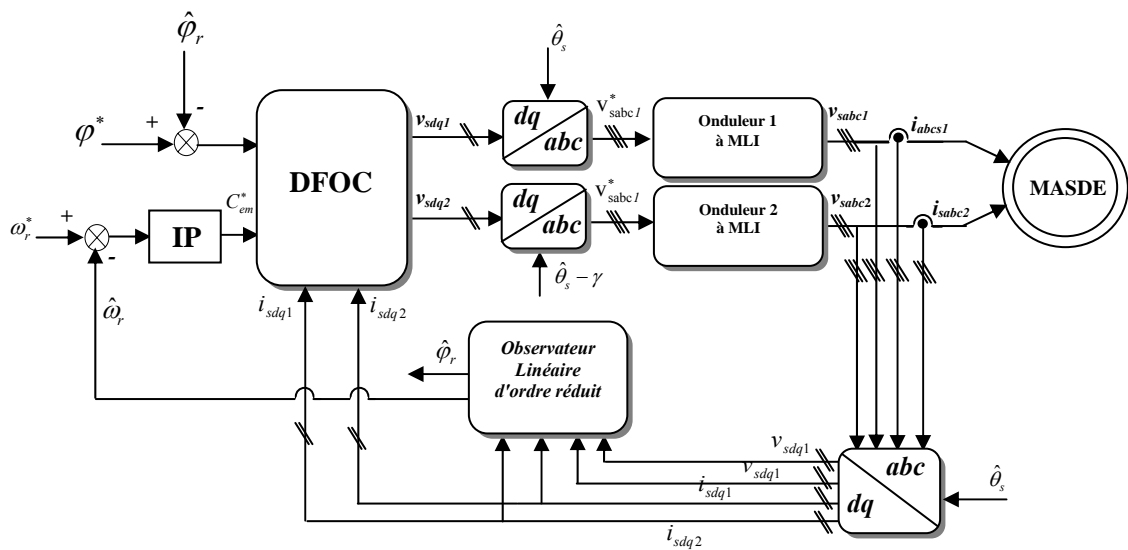
$G_1$ ,  $G_2$  et  $G_3$  sont les gains de l'observateur.



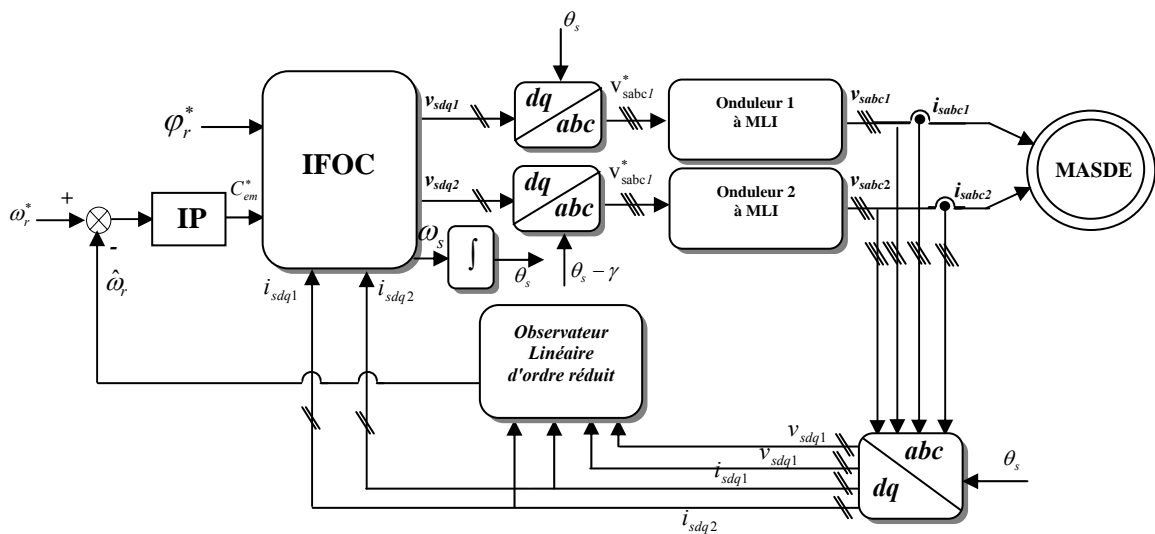
Avec un choix spécifique de  $G_1$ ,  $G_2$  et  $G_3$  qui dépendent de la vitesse mécanique. En supposant que la vitesse est constante, il suffit pour assurer la stabilité de choisir les gains de l'observateur tout en assurant que les pôles sont situés dans le demi-plan gauche.

Afin d'avoir de bonnes performances, nous avons choisi des gains qui donnent une réponse de l'observateur plus rapide que le système. En revanche, un choix beaucoup plus rapide des gains conduit à une sensibilité par rapport aux variations paramétriques.

Les schémas fonctionnels suivants, représentent la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit :



**Figure 4.8** Commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit



**Figure 4.9** Commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit

## 4.5 Résultats de simulation

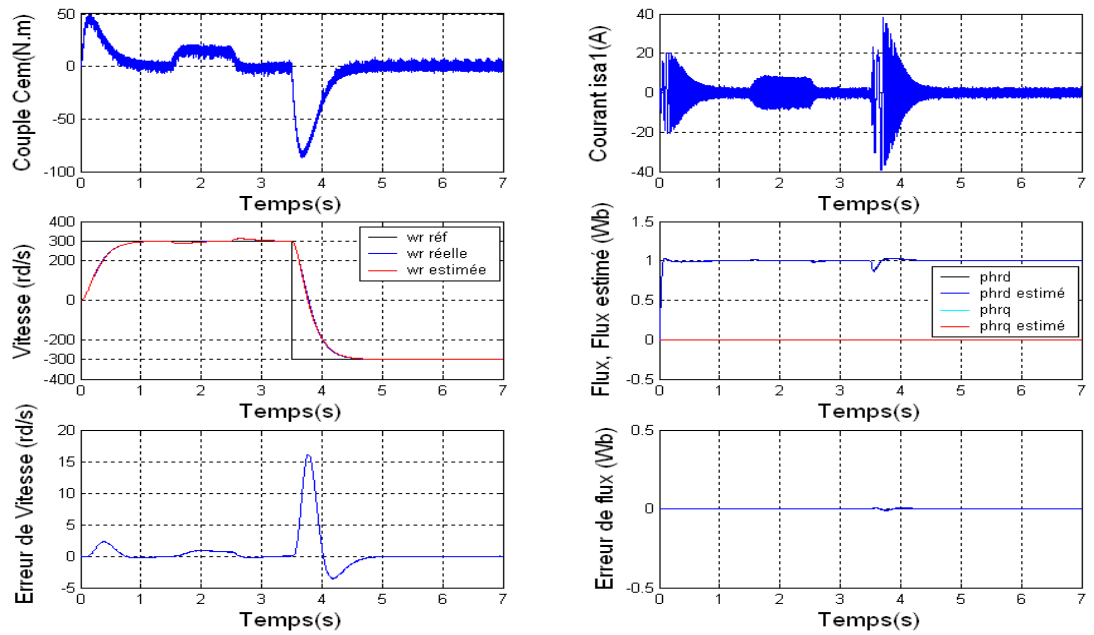
Afin de tester les performances statiques et dynamiques de l'estimateur MRAS et de l'observateur linéaire d'ordre réduit donnés ci-dessus, la machine asynchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux et commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique.

Les simulations sont faites pour trois échelons de vitesse; une Réponse à un échelon de vitesse de 300 rd/s, une Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s et une Réponse à une basse vitesse (15rd/s). Pour chaque échelon de vitesse on applique une perturbation de charge ( $C_r = 14 \text{ N.m}$ ) ente 1.5s et 2.5s avec une inversion de sens de rotation à  $t = 3.5\text{s}$ .

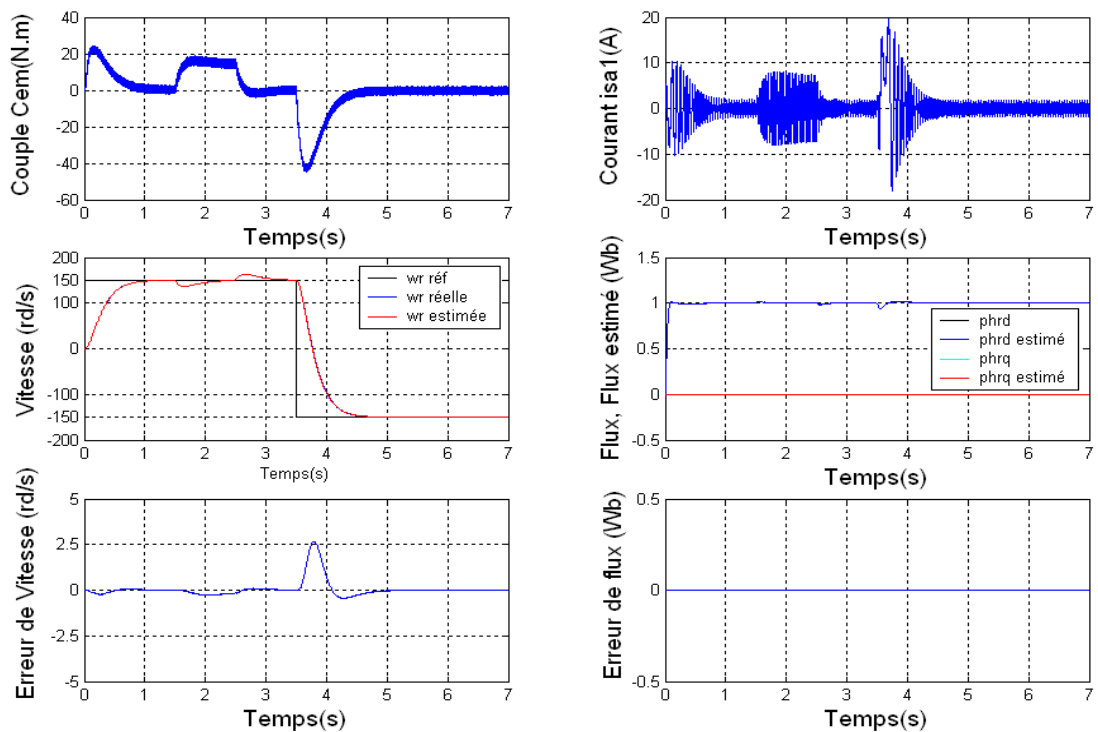
Les figures 4.10 à 4.15 illustrent le couple électromagnétique, le courant d'une phase statorique, la vitesse réelle et estimée, le flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une commande vectorielle directe et indirecte sans capteur de vitesse munie d'un MRAS appliquée a une MASDE pour les déférentes consignes de vitesse. On peut remarquer respectivement la superposition des courbes des vitesses estimées et réelles et des flux estimés et réels, à voir de plus près par les courbes d'erreurs correspondantes.

Les figures 4.16 à 4.21 montrent les caractéristiques de la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit pour les mêmes consignes de vitesse que précédemment. L'observateur utilisé présente une bonne poursuite de vitesse et de flux avec une erreur dynamique n'est pas importante et une erreur statique pratiquement nulle.

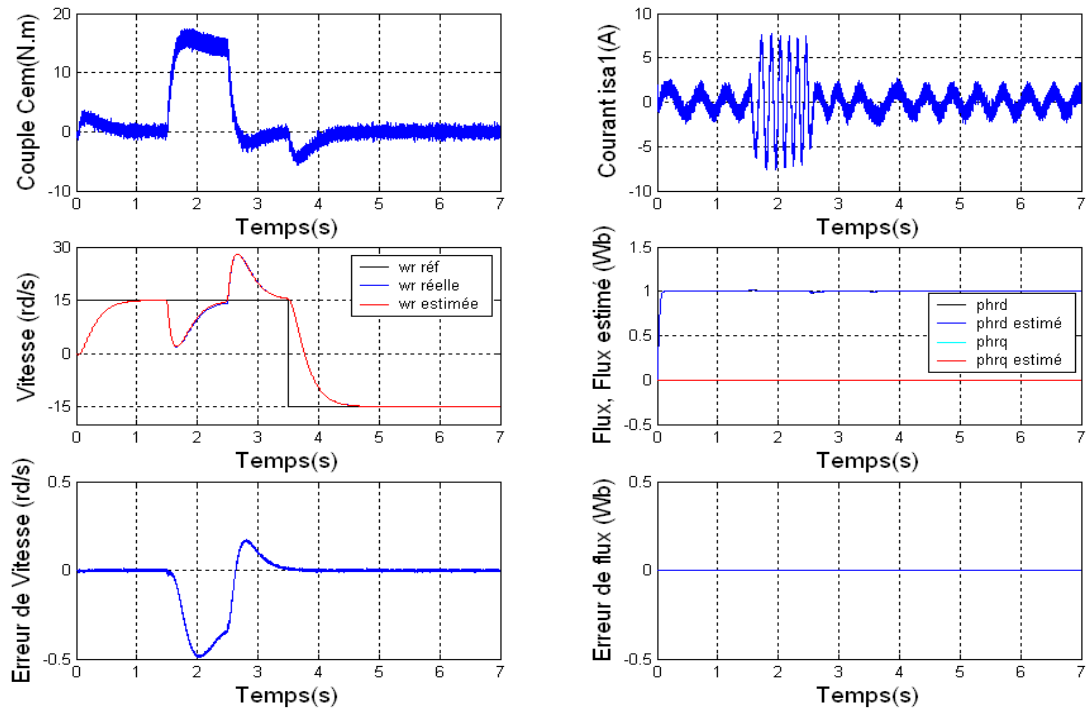
Il a été constaté que la méthode directe n'apporte que peu d'amélioration par rapport à la méthode indirecte. Cette amélioration concerne uniquement la qualité des régimes transitoires.



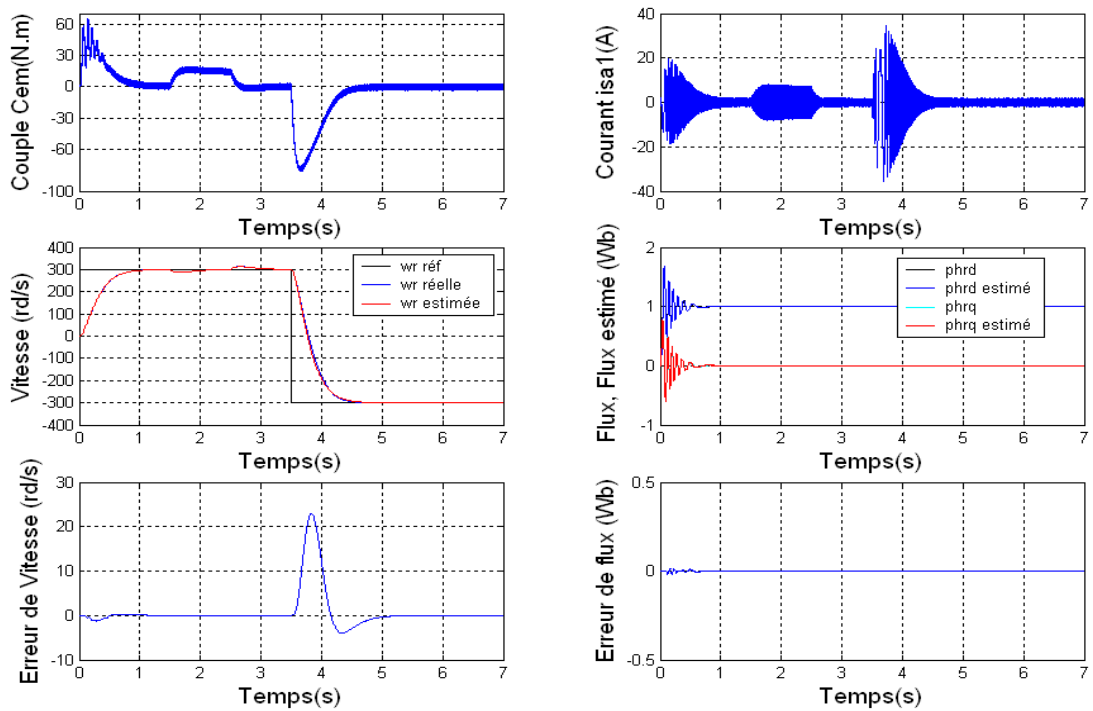
**Figure 4.10** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un MRAS pour une consigne de  $\pm 300$  rd/s (commande directe)



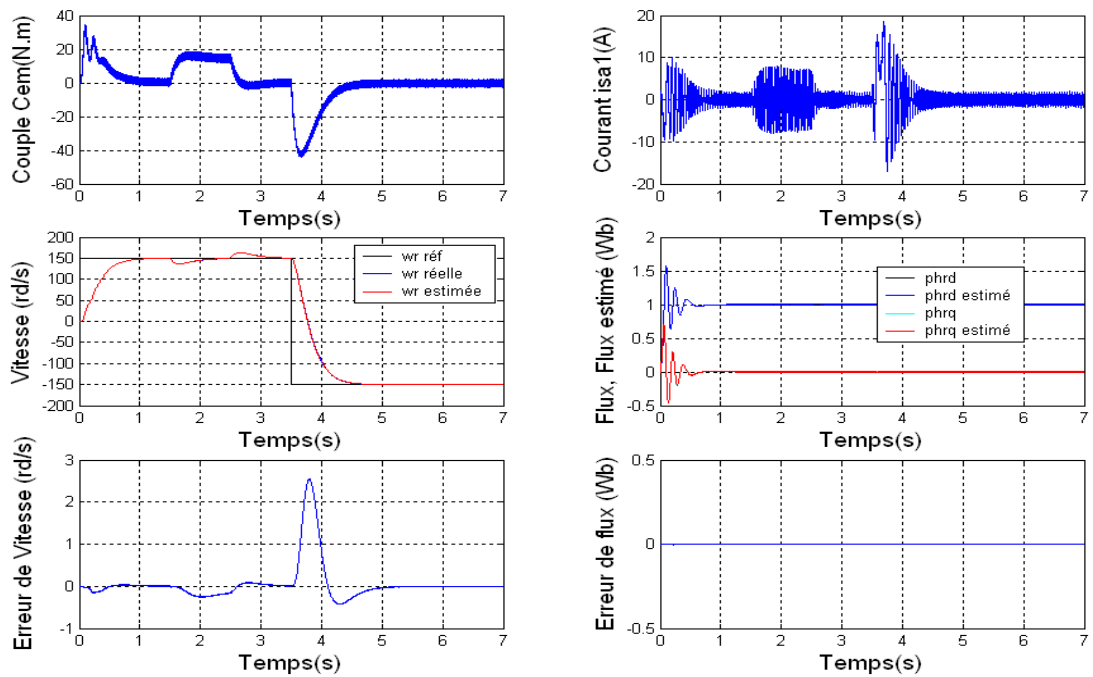
**Figure 4.11** : Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un MRAS pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s (commande directe)



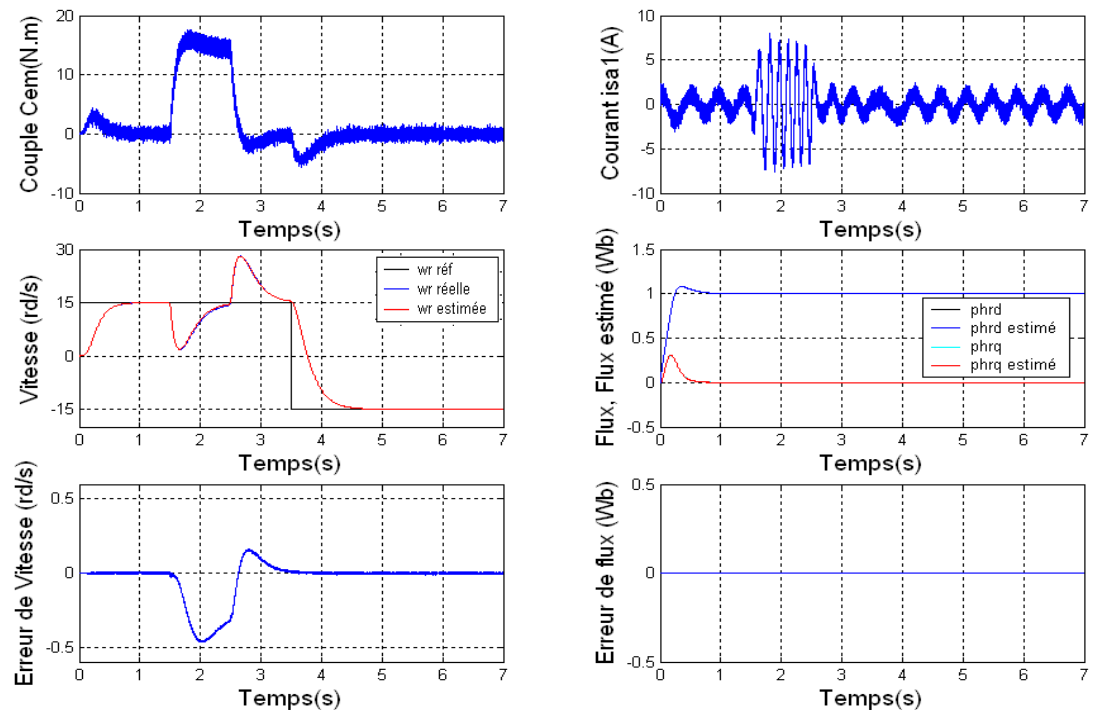
**Figure 4.12 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un MRAS pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s (commande directe)



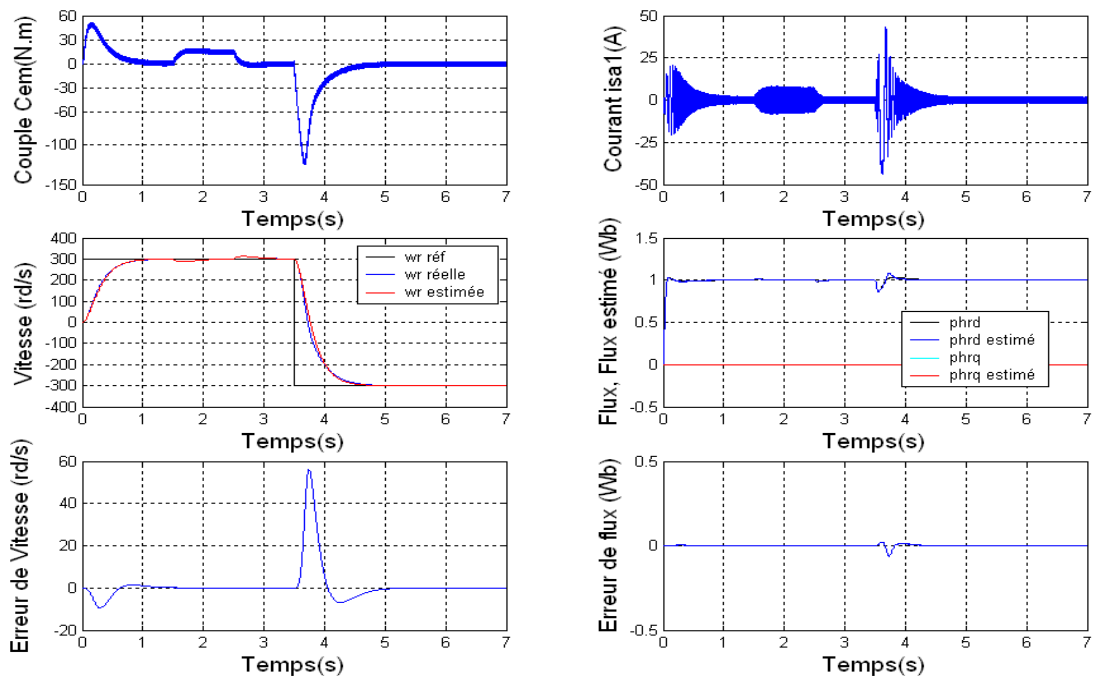
**Figure 4.13 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un MRAS pour une consigne de  $\pm 300$  rd/s (commande indirecte)



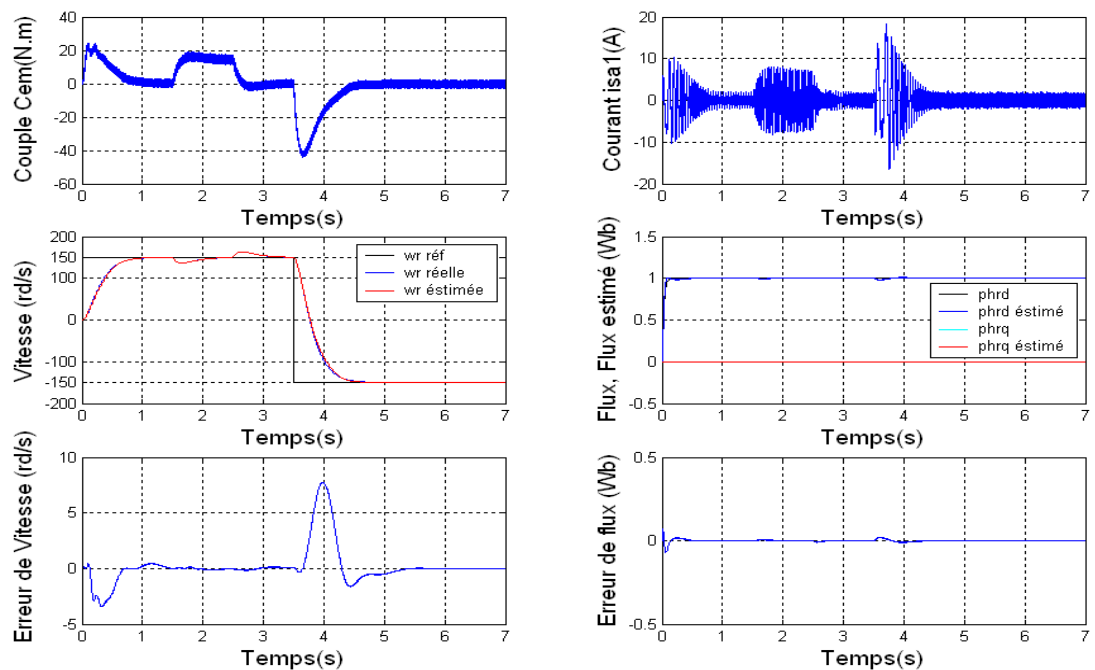
**Figure 4.14 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un MRAS pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s (commande indirecte)



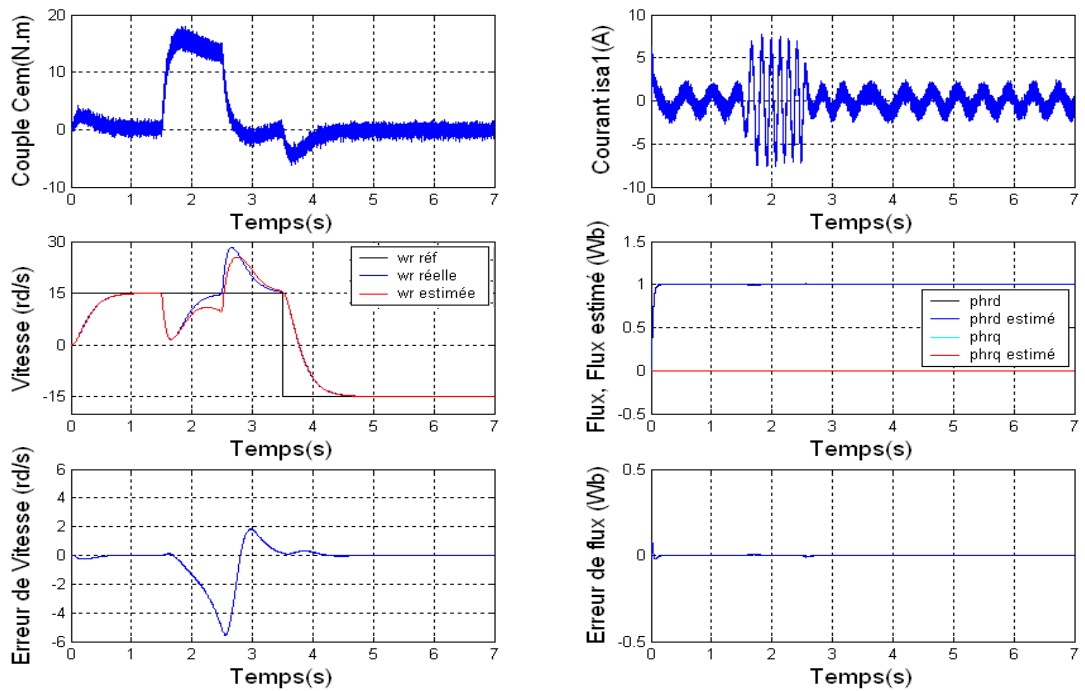
**Figure 4.15 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un MRAS pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s (commande indirecte)



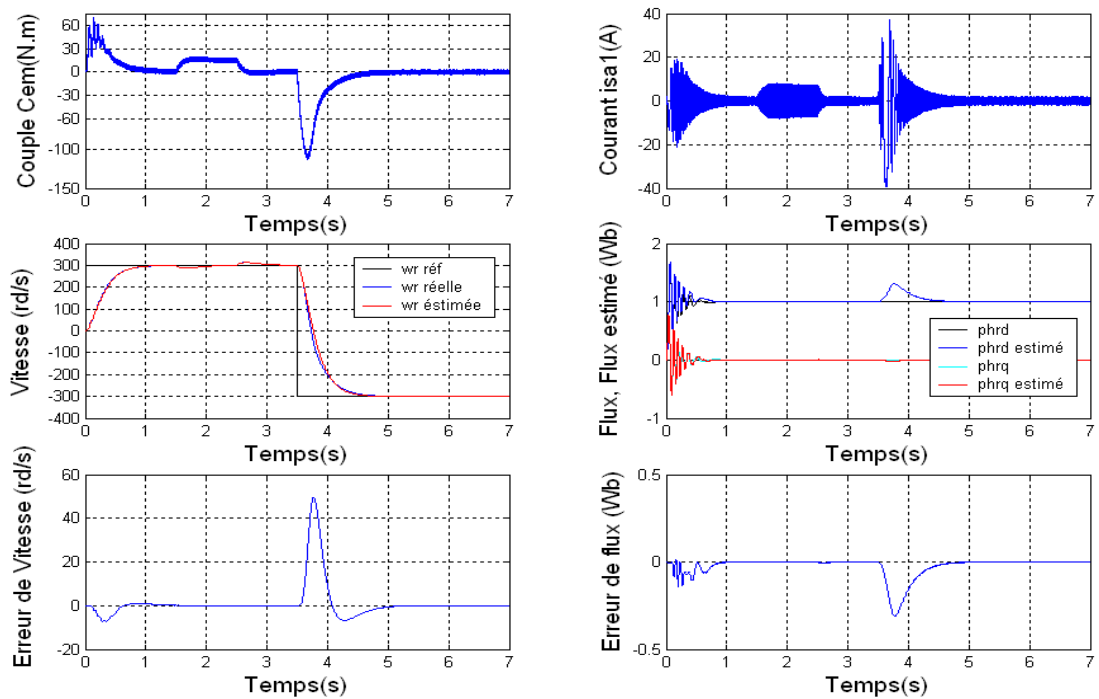
**Figure 4.16 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un Observateur linéaire d'ordre réduit pour une consigne de  $\pm 300$  rd/s (commande directe)



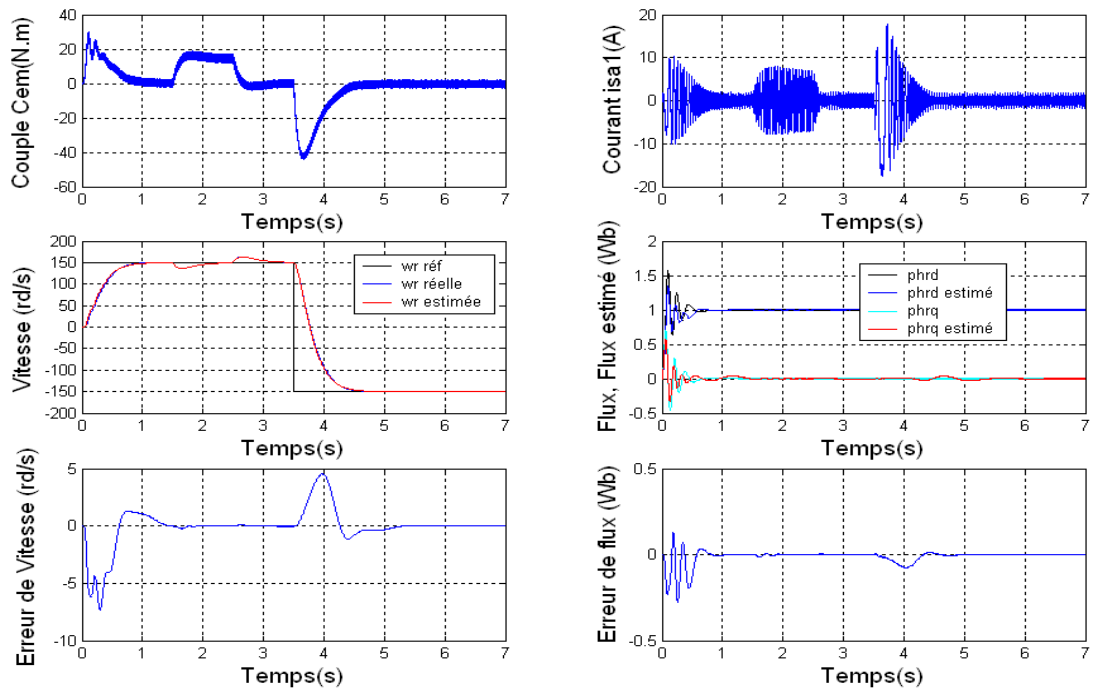
**Figure 4.17 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur munie d'un Observateur linéaire d'ordre réduit pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s (commande directe)



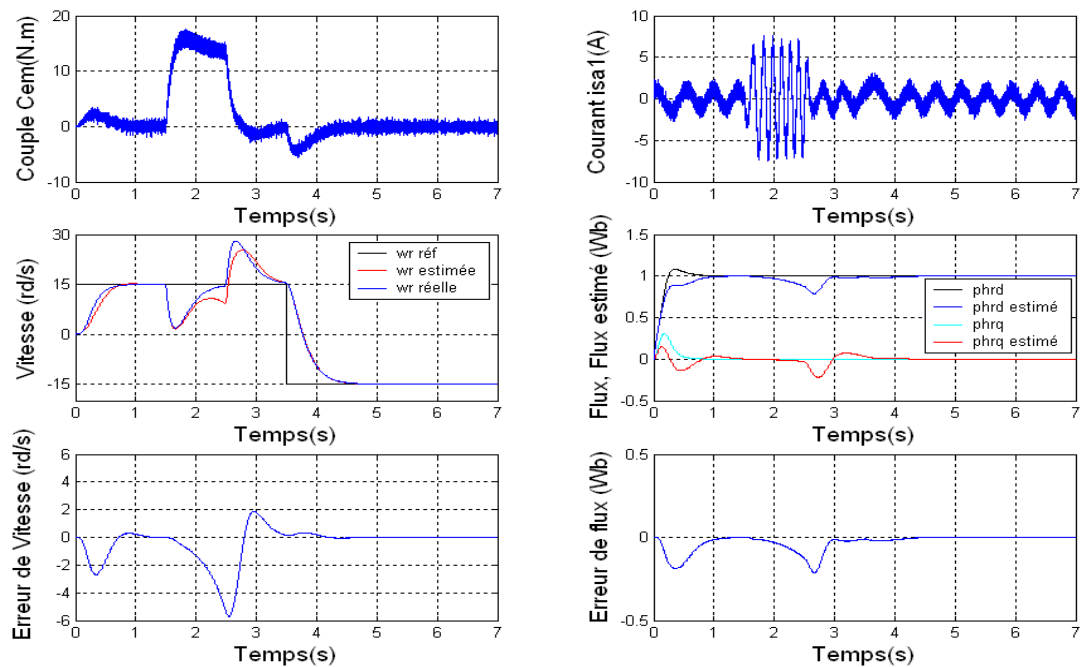
**Figure 4.18 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s (commande directe)



**Figure 4.19 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit pour une consigne de  $\pm 300$  rd/s (commande indirecte)



**Figure 4.20 :** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s (commande indirecte)



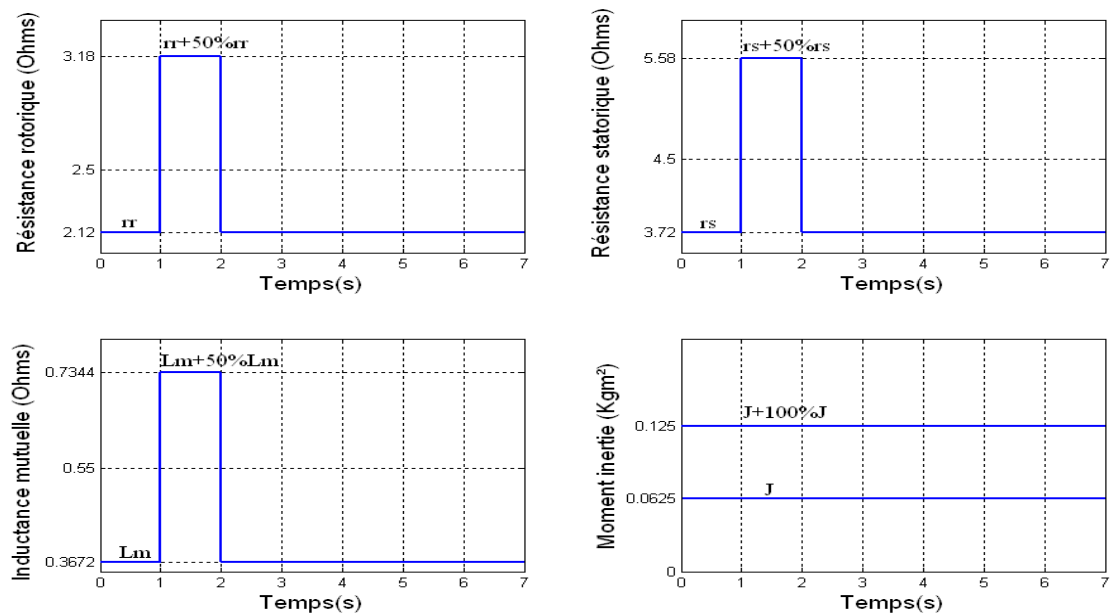
**Figure 4.21** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s (commande indirecte)



## 4.6 Test de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation) [Dah 04].

Nous proposons dans cette section l'étude de la robustesse de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS puis munie d'un observateur linéaire d'ordre réduit. Nous procédons, au test de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément à savoir la résistance rotorique ( $r_r$ ), les résistances statoriques ( $r_{s1}$  et  $r_{s2}$ ), l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) et le moment d'inertie ( $J$ ), dont les profils sont présentés sur la figure 4.22 :



**Figure 4.22** Variation de la résistance rotorique ( $r_r$ ), statoriques ( $r_{s1}$  et  $r_{s2}$ ), l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) et du moment d'inertie ( $J$ )

Dans cette simulation, la machine tourne avec les différentes vitesses sous une charge nominale en tenant compte de l'augmentation des paramètres cités ci-dessus.

Au début de la simulation le moteur fonctionne avec les valeurs nominales de ces paramètres, entre l'instant  $t=1$  s et 2 s, on applique un échelon de +50% de chaque paramètre séparément.

Les figures 4.23 et 4.24, présentent respectivement les courbes de vitesse et du flux rotorique d'une MASDE sans capteur de vitesse munie d'un MRAS pour une variation de 50% de la résistance rotorique. On constate évidemment que la vitesse chute de 10% de sa valeur avec les paramètres nominaux. A basse vitesse (figure 4.24) la vitesse s'annule. Pour les différentes consignes de vitesse, le découplage reste maintenu.

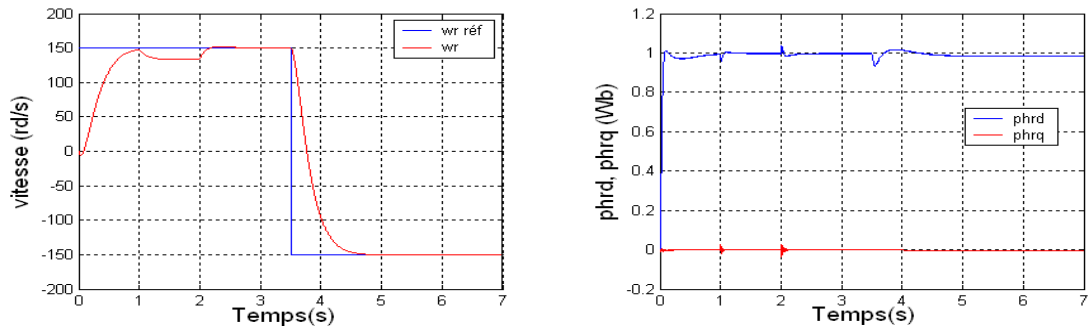
Les figures 4.25 et 4.26 montrent que la vitesse n'est pas affectée par la variation de 50% de la résistance statorique pour une référence de 150 rd/s mais à basse vitesse (figure 4.26) le contrôle est totalement perdu.

Nous portons également dans les figures 4.27 et 4.28 les réponses essentielles de la MASDE lorsque l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) augmente de +50% de sa valeur nominale. Nous constatons dans ces figures que la variation de  $L_m$  a une influence remarquable sur la vitesse et sur la qualité d'orientation du flux rotorique.

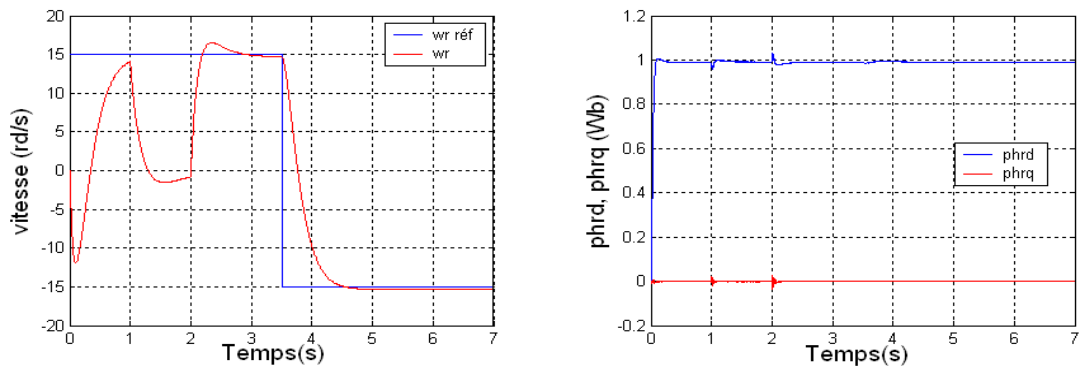
A travers Les figures 4.29 et 4.30, nous constatons q'une augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie lors de démarrage de la machine a peu d'influence sur les performances de réglage pour une vitesse élevée ou à basse vitesse. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage et inversion du sens de rotation. Le flux rotorique est parfaitement orienté.

Les figures 4.31 à 4.36, présentent respectivement les courbes de vitesse et du flux rotorique d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit pour une variation de +50% de la résistance rotorique  $r_r$ , +50% des résistances statoriques ( $r_{s1}$  et  $r_{s2}$ ) et 50% de l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) pour une référence de 150 rd/s et pour une basse vitesse (15rd/s). Nous constatons également que la vitesse ainsi que le flux rotorique de la machine sont affectés par la variation de ces paramètres.

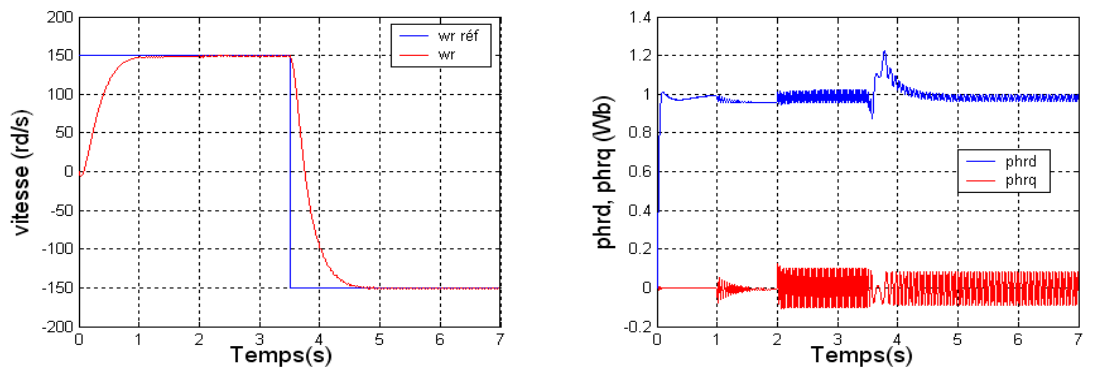
Sur les figures 4.37 et 4.38, nous remarquons q'une augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie lors de démarrage de la machine a une influence sur les performance de réglage pour les vitesse élevées que pour des basses vitesses. En effet, nous observons une augmentation considérable du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage et à l'inversion du sens de rotation. Le phénomène du découplage est dégradé.



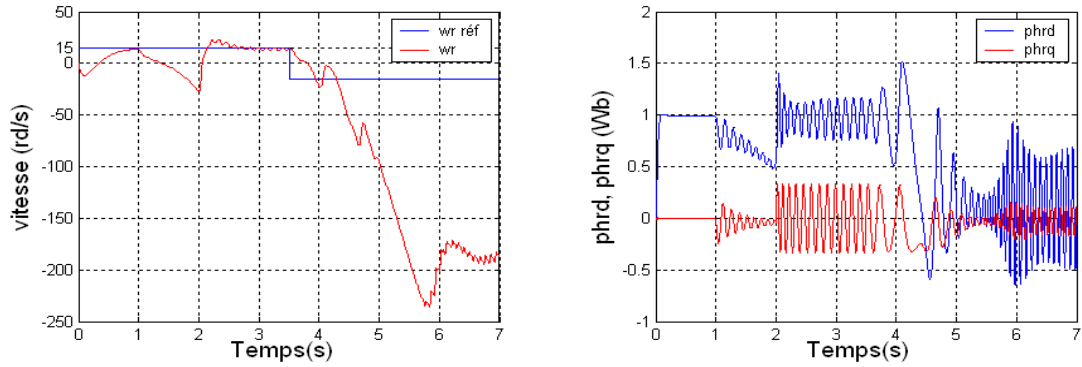
**Figure 4.23** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS sous une charge nominale avec une variation de +50% de la résistance rotorique ( $r_r$ ) pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



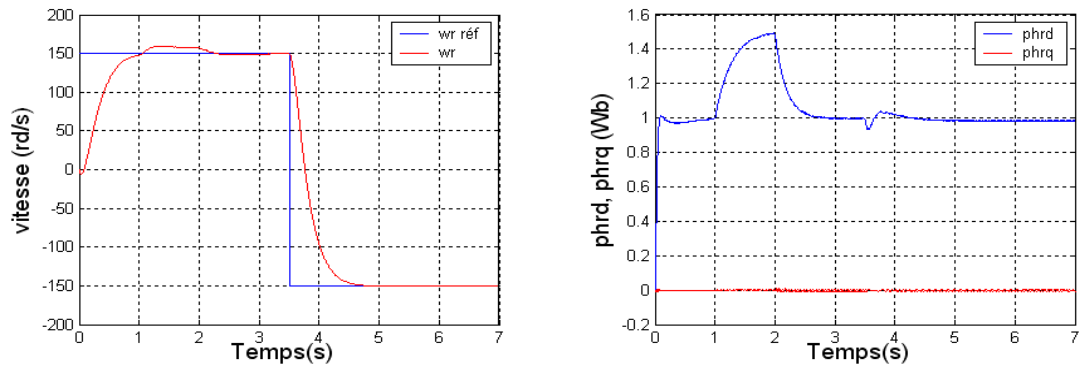
**Figure 4.24** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS sous une charge nominale avec une variation de +50% de la résistance rotorique ( $r_r$ ) pour une basse vitesse ( $\pm 15$  rd/s)



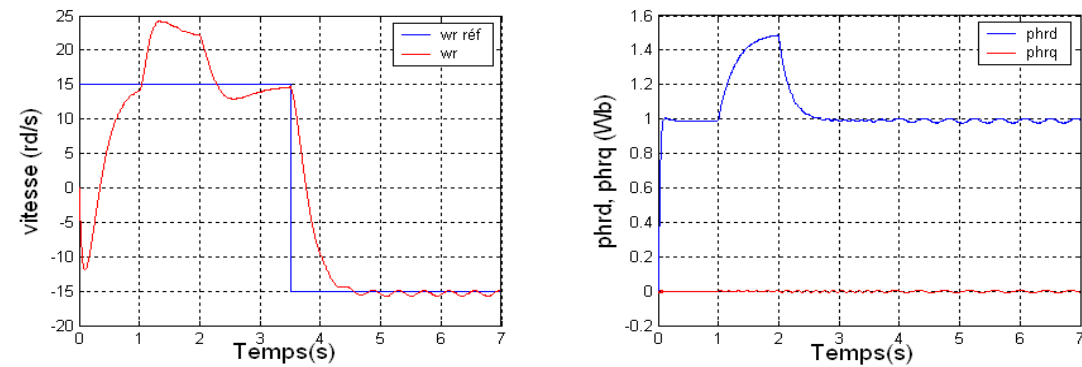
**Figure 4.25** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS sous une charge nominale avec une variation de +50% des résistances statoriques ( $r_{s1}$  et  $r_{s2}$ ) pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



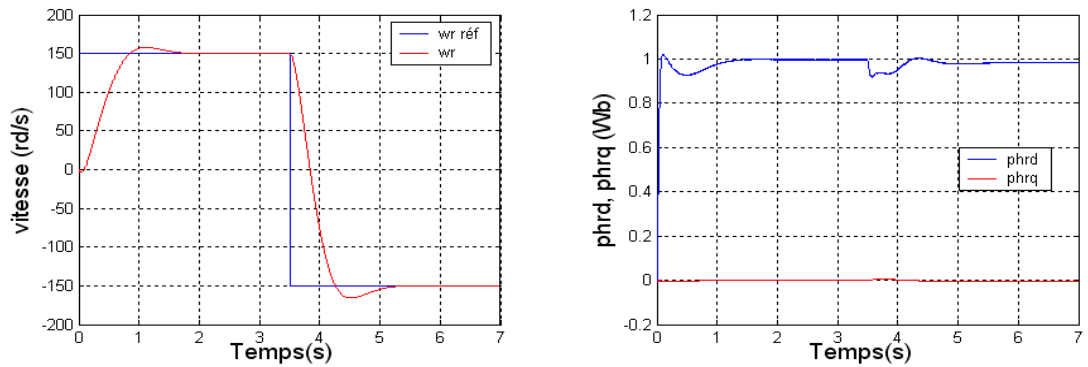
**Figure 4.26** Test robustesse de d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS sous une charge nominale avec une variation de +50% des résistances statoriques ( $r_{s1}$  et  $r_{s2}$ ) pour une basse vitesse ( $\pm 15$  rd/s)



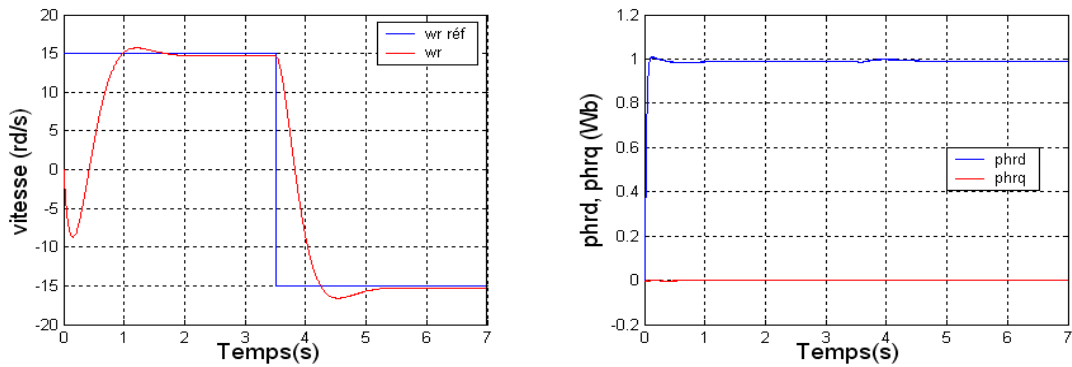
**Figure 4.27** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS sous une charge nominale avec une variation de +50% de l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



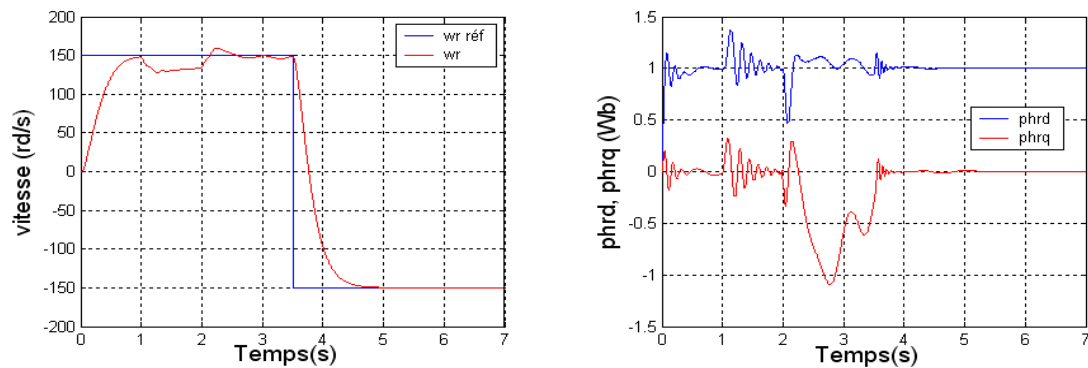
**Figure 4.28** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS sous une charge nominale avec une variation de +50% de l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) pour une basse vitesse ( $\pm 15$  rd/s)



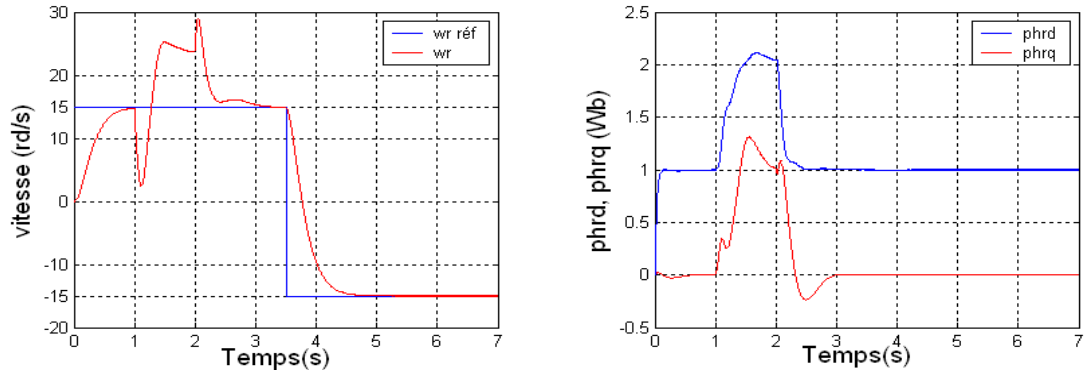
**Figure 4.29** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS lors d'un démarrage sous une charge nominale avec une variation de +100% du moment d'inertie ( $J$ ) pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



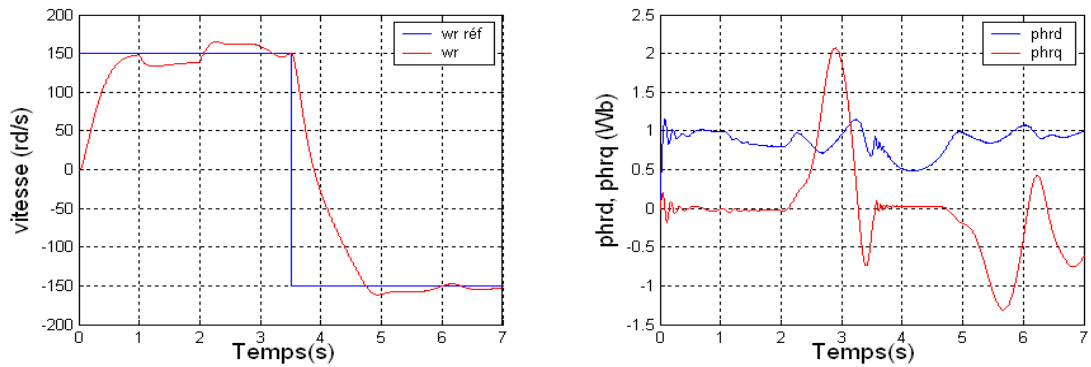
**Figure 4.30** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un MRAS sous une charge nominale avec une variation de +100% du moment d'inertie ( $J$ ) pour une basse vitesse ( $\pm 15$  rd/s)



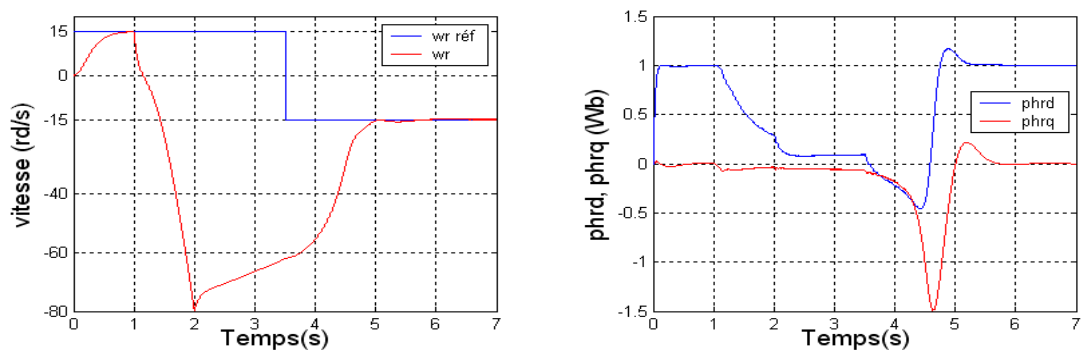
**Figure 4.31** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +50% de la résistance rotorique ( $r_r$ ) pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



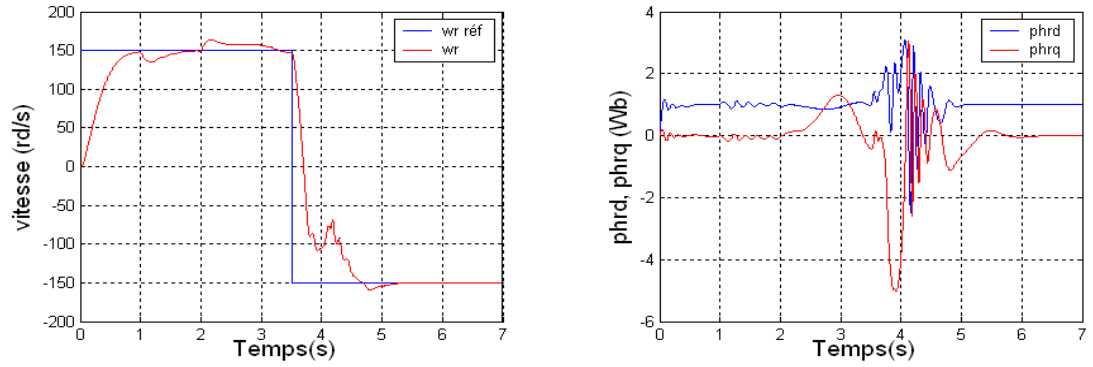
**Figure 4.32** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +50% de la résistance rotorique ( $r_r$ ) pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s



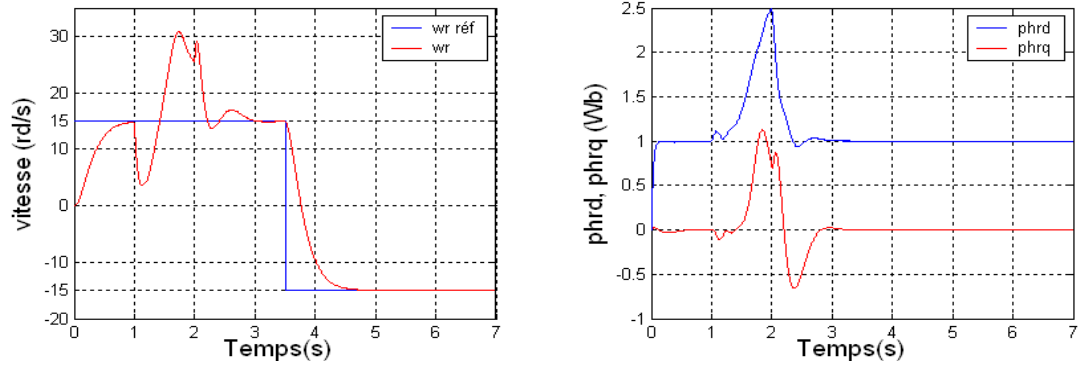
**Figure 4.33** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +50% des résistances statoriques ( $r_{s1}$  et  $r_{s2}$ ) Pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



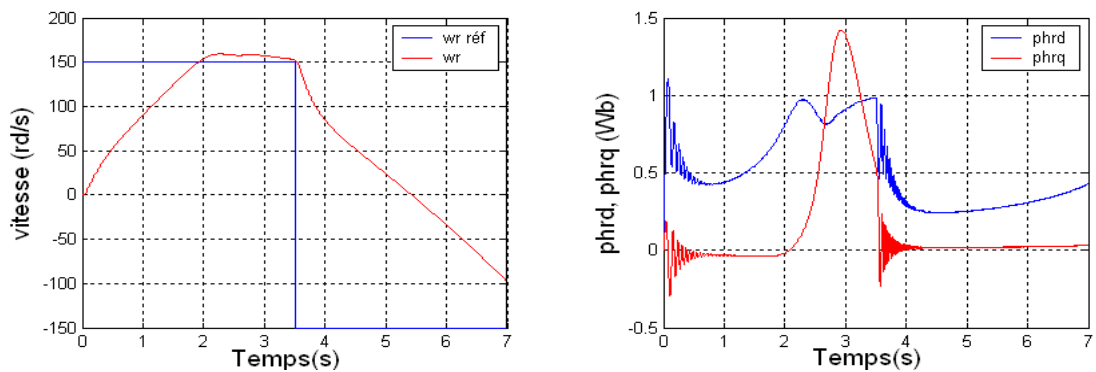
**Figure 4.34** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +50% des résistances statoriques ( $r_{s1}$  et  $r_{s2}$ ) pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s



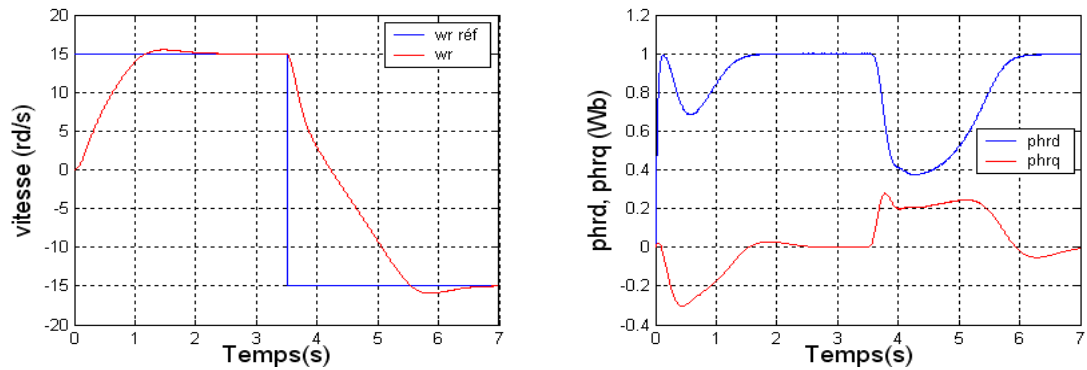
**Figure 4.35** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +50% de l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



**Figure 4.36** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +50% de l'inductance mutuelle ( $L_m$ ) pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s



**Figure 4.37** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +100% du moment d'inertie ( $J$ ) pour une consigne de  $\pm 150$  rd/s



**Figure 4.38** Test de robustesse d'une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit lors d'un démarrage à vide avec une variation de +100% du moment d'inertie ( $J$ ) pour une consigne de  $\pm 15$  rd/s

## 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone. Par la suite nous avons appliqué deux techniques qui sont la structure MRAS et l'observateur linéaire d'ordre réduit pour l'estimation de la vitesse et du flux de la machine asynchrone double étoile commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de conclure que la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone double étoile dotée de l'une des deux structure cités ci-dessus est robuste face aux perturbations de la charge et/ou le changement de la vitesse de référence. Ces deux techniques sont sensibles aux variations des résistances à des degrés différents surtout à très basse vitesse. On constate aussi que cette commande est caractérisée par sa simplicité de conception, elle nous a permis surtout de se débarrasser du capteur mécanique de vitesse qui est coûteux et fragile.



---

---

## Conclusion générale

---

---

En conclusion, dans ce mémoire, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile (MASDE), alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

La proposition d'un fonctionnement sans capteur de vitesse permet d'augmenter la fiabilité et de réduire la complexité et le coût du système. En effet, la variation de vitesse de la machine asynchrone double étoile dans le domaine de la basse vitesse est un problème difficile à surmonter vis-à-vis de la variation paramétrique et en particulier la résistance rotorique et les résistances statoriques, provoquant ainsi l'instabilité de la machine et le couplage entre le couple et le flux rotorique.

Dans le premier chapitre, nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques. En utilisant les hypothèses simplificatrices habituelles, l'application de la transformation de PARK au modèle de la machine a permis de simplifier largement ce dernier.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux. Ainsi, nous avons élaboré son modèle de connaissance, et nous avons proposé sa commande complémentaire optimale. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi bras permettent de montrer que la structure de l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Ensuite nous avons développé une stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux à savoir, la commande triangulo- sinusoïdale à deux porteuses.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude de la technique d'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. En effet, les méthodes directes et indirectes ont été développées pour un réglage classique de vitesse. Les résultats obtenus ont montré le bon suivi des grandeurs de

références dans le régime permanent et un parfait découplage entre le couple et le flux. Cependant, l'étude de la variation des paramètres de la machine asynchrone double étoile montre que le découplage couple – flux est influencé par certain paramètre.

Toutefois les exigences vis-à-vis de la robustesse des commandes sont satisfaisantes en particulier en se débarrassant du capteur de vitesse qui représente le point faible de la chaîne de retour. Dans ce contexte, nous avons présenté dans le chapitre quatre les résultats de simulation de quelques techniques d'estimation du flux rotorique et de la vitesse à savoir, la technique MRAS et l'observateur linéaire d'ordre réduit utilisant les seules grandeurs mesurables. Cependant, ces techniques sont sensibles aux variations des résistances et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse.

Les critères de comparaisons sont les performances statiques et dynamiques du système ainsi que les erreurs entre les valeurs de références et celles estimées. L'idée de réduire au minimum tous ces critères présentés avec la même méthode est très difficile à réaliser. Pour une amélioration, l'utilisation d'une simple estimation suffit à la réalisation d'une commande sans capteur performante dans son domaine d'application.

Enfin, comme perspectives à ce travail, il convient de proposer :

- L'identification des paramètres résistifs du modèle de la machine asynchrone double étoile en temps réel pour surmonter la non robustesse de sa commande vectorielle vis-à-vis les variations paramétriques ;
- L'utilisation de d'autres observateurs pour l'estimation du flux et de la vitesse, tels que le mode glissant et le filtre de KALMAN ;
- L'introduction des nouveaux algorithmes de commande (génétiques, floue, neurone,.....etc.) pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs ;
- L'utilisation d'autres commandes telles que la commande directe du couple DTC et la commande par mode glissant pour un control sans capteur de la machine asynchrone double étoile.
- Fonctionnement de la MASDE en générateur à énergie renouvelable (éolienne).

---



---

# ANNEXES

---



---

## Annexe A

### Paramètres de la machine asynchrone double étoile

#### A.1 Paramètres électriques

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ Kw}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ v}$
Courant nominal	$I_n = 6.5 \text{ A}$
Vitesse nominale	$\Omega_{rn} = 297 \text{ rd/s}$
Couple nominal	$C_n = 14\text{N.m}$
Flux nominal	$\phi_m = 1 \text{ Wb}$
Fréquence	$f = 50 \text{ Hz}$
Résistance de l'enroulement statorique 1	$r_{s1} = 3.72 \ \Omega$
Résistance de l'enroulement statorique 2	$r_{s1} = 3.72 \ \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$r_r = 2.12 \ \Omega$
Inductances de fuite statoriques	$L_{s1} = L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductances de fuite rotorique	$L_r = 0.002 \text{ H}$
Inductances mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$

#### A.2 Paramètres mécaniques

Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg/m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ SI}$

#### A.3 Paramètres électromagnétiques

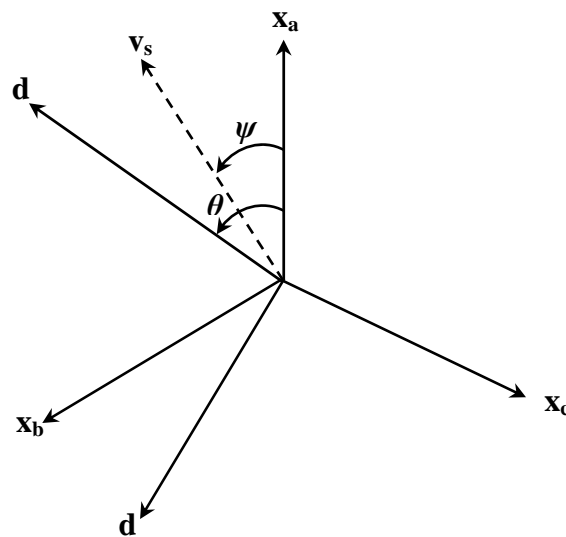
Nombre de paire de pôles	$P = 1$
--------------------------	---------

## Annexe B

### Transformation de PARK

Dans les repères triphasés les inductances mutuelles varient avec  $\theta$ , ce qui rend le système d'équations de la machine asynchrone relativement complexe. Pour s'affranchir de cet inconvénient, on effectue un changement de repère rendant ces inductances mutuelles constantes. Les enroulements triphasés  $(a,b,c)$  sont ainsi transformés en 3 enroulements orthogonaux équivalents direct, quadrature et homopolaire  $(d,q,o)$  par une transformation dite de Park.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes diphasées  $(d,q)$  en fonction des anciens axes  $(x_a, x_b, x_c)$  présentés dans la figure (B.1). L'angle de transformation  $\psi$  permet de définir les matrices de passage pour exprimer les diverses grandeurs d'un repère à l'autre:



**Figure B.1** Passage du système triphasé au système biphasé

$\psi$  : Représente l'angle entre le vecteur  $V_s$  et l'axe de la phase  $x_a$ .

$\theta_a$  : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe  $x_a$  et l'axe  $d$ .

$$x_{dq0} = [T]x_{abc} \quad (\text{B.1})$$

Avec :

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux. La composante homopolaire est nulle pour le système triphasé équilibré, on trouve alors un repère diphasé simplifié (d,q).

Plusieurs cas particuliers de ce repère de Park sont utilisés lors de la modélisation de la machine.

$\psi = 0$  Le repère est lié au stator et il sera noté  $(\alpha, \beta)$

$\psi = \theta_s$  Le repère est lié au rotor.

$\psi = \theta_r$  Le repère est lié au champ tournant.

La transformation dans le cas du repère  $(\alpha, \beta)$  est relativement simplifiée par l'angle de transformation est nulle, les grandeurs obtenus varient sinusoïdalement. Cette transformation triphasée-diphasée se résume à :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Afin d'exprimer toute les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetés dans un repère tournant (d,q) décalé de  $\psi$  par rapport au repère fixe  $(\alpha, \beta)$ . Cette transformation se fait à partir de la matrice de rotation  $R(\varphi)$ .

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\varphi) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad R(\varphi) = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Pour les grandeurs statoriques ( $\varphi = \psi$ ) et pour les grandeurs rotoriques ( $\varphi = \psi - \theta$ ).

## Annexe C

### Calcul des régulateurs

#### C.1 Régulateurs de courants

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en oeuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

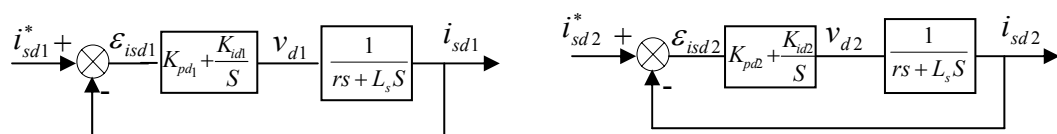
D'après le système (3.16) du troisième chapitre, on a :

$$\begin{cases} v_{d1} = [r_s + L_s S] i_{sd1} \\ v_{d2} = [r_s + L_s S] i_{sd2} \end{cases} \quad (C.1)$$

Donc:

$$\begin{cases} i_{sd1} = \frac{v_{d1}}{r_s + L_s S} \\ i_{sd2} = \frac{v_{d2}}{r_s + L_s S} \end{cases} \quad (C.2)$$

Les boucles de régulation des courants  $i_{sd1}$  et  $i_{sd2}$  sont représenté par la figure C.1 suivante :



**Figure C.1:** Schéma fonctionnel des régulateurs des courants  $i_{sd1}$  et  $i_{sd2}$

L'expression mathématique des régulateurs  $\text{Rég}_{i_{sd1}}$  et  $\text{Rég}_{i_{sd2}}$  sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Rég}_{i_{sd1}} &= K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{S} \\ \text{Rég}_{i_{sd2}} &= K_{pd2} + \frac{K_{id2}}{S} \end{aligned} \quad (C.3)$$

On a donc:

$$\begin{aligned} v_{d1} &= (K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{S}).(i_{sd1}^* - i_{sd1}) \\ v_{d2} &= (K_{pd2} + \frac{K_{id2}}{S}).(i_{sd2}^* - i_{sd2}) \end{aligned} \quad (C.4)$$

Les fonctions de transfères en boucle fermée sont:

$$\frac{i_{sd1}}{i_{sd1}^*} = \frac{\frac{K_{pd1}S + K_{id1}}{L_s}}{s^2 + \frac{(r_s + K_{pd1})}{L_s}s + \frac{K_{id1}}{L_s}} \quad (C.5)$$

$$\frac{i_{sd2}}{i_{sd2}^*} = \frac{\frac{K_{pd2}S + K_{id2}}{L_s}}{s^2 + \frac{(r_s + K_{pd2})}{L_s}s + \frac{K_{id2}}{L_s}} \quad (C.6)$$

Le dimensionnement des régulateurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles.

Comme le polynôme caractéristique de l'équation (C.5) ou (C.6) est du deuxième ordre, nous imposant deux pôles à partie réelle négative.

Le dénominateur de la fonction de transfère de chaque régulateur est de la forme:

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2 \quad (C.7)$$

Donc, nous obtenons les paramètres des régulateurs, en fonction de l'amortissement  $\xi$  et de la pulsation propre  $\omega_0$ .

Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse  $t_r$  d'un système est exprimé en fonction de  $\xi$  et  $\omega_0$  par:

$$t_{r_{5\%}} = \frac{5}{\xi\omega_0} \quad (C.8)$$

L'amortissement est en générale choisie comme amortissement critique c'est à dire  $\xi = 1$ .

Par identification entre les équations (C.5) ou (C.6) et (C.7), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI:

	$K_{P\_isd1}$	$K_{i\_isd1}$
Régulateur PI: $Rég\_isd1$	$2\xi\omega_0L_s - r_s$	$\omega_0^2L_s$

**Tableau C.1** Paramètres du régulateur du courant  $i_{sd1}$

Les mêmes calculs effectués pour les régulateurs  $i_{sd2}$ ,  $i_{sq1}$  et  $i_{sq2}$

	$K_{P\_isd2}$	$K_{i\_isd2}$
Régulateur PI: Rég_ $i_{sd2}$	$2\xi\omega_0 L_s - r_s$	$\omega_0^2 L_s$

**Tableau C.2** Paramètres du régulateur du courant  $i_{sd2}$

	$K_{P\_isq1}$	$K_{i\_isq1}$
Régulateur PI: Rég_ $i_{sq1}$	$2\xi\omega_0 L_s - r_s$	$\omega_0^2 L_s$

**Tableau C.3** Paramètres du régulateur du courant  $i_{sq1}$

	$K_{P\_isq2}$	$K_{i\_isq2}$
Régulateur PI: Rég_ $i_{sq2}$	$2\xi\omega_0 L_s - r_s$	$\omega_0^2 L_s$

**Tableau C.4** Paramètres du régulateur du courant  $i_{sq2}$

## C.2 Régulateur de flux

Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale. D'après la cinquième équation du système (3.4), nous avons:

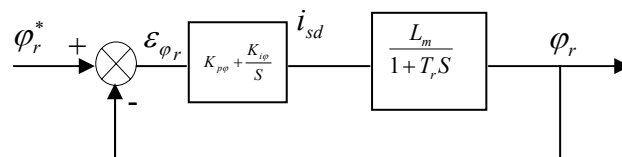
$$\varphi_r = \frac{L_m}{(1 + T_r S)} i_{sd}$$

$$\text{Avec : } i_{sd} = 2i_{sd1} = 2i_{sd2}$$

Donc, on aura :

$$\frac{\varphi_r}{i_{sd}} = \frac{L_m}{1 + T_r S} \quad (\text{C.9})$$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, les courants  $i_{sd1}$ ,  $i_{sd2}$  sont supposés déjà arrivés à ses valeurs de références  $i_{sd1}^*$ ,  $i_{sd2}^*$ . D'où le schéma-bloc de la régulation du flux rotorique (Figure C.2):



**Figure C.2** Schéma fonctionnel du régulateur de flux  $\varphi_r$



La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\varphi_r(S)}{\varphi_r^*(S)} = \frac{(K_{p\varphi}S + K_{i\varphi}) \cdot \frac{L_m}{T_r}}{S^2 + \frac{1}{T_r}(1 + L_m K_{p\varphi})S + \frac{L_m K_{i\varphi}}{T_r}} \quad (\text{C.10})$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du régulateur seront:

	$K_{P\_ \varphi_r}$	$K_{i\_ \varphi_r}$
Régulateur PI: $Rég_{\varphi_r}$	$(2\xi\omega_0 T_r - 1) / L_m$	$\omega_0^2 T_r / L_m$

**Tableau C.5** Paramètres du régulateur du flux rotorique.

### C.3 Régulateur de vitesse

#### C.3.1 Synthèse du correcteur PI de vitesse

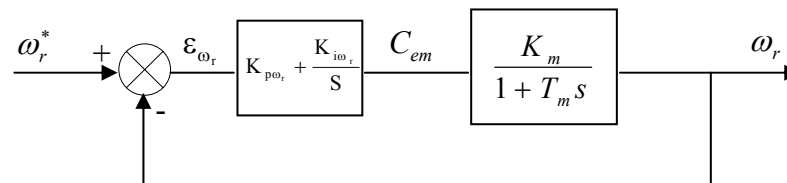
D'après l'équation mécanique (1.5), nous avons:

$$\frac{\omega_r}{C_{em}} = \frac{K_m}{I + T_m \cdot s} \quad (\text{C.11})$$

Avec :

$$K_m = \frac{1}{K_f}, \quad T_m = \frac{J}{K_f}$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse:



**Figure C.3** Schéma bloc du régulateur PI de la vitesse  $\omega_r$

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants).

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\omega_r} s + K_m \cdot K_{i\omega_r}}{T_m}}{s^2 + \frac{(I + K_m \cdot K_{p\omega_r})}{T_m} s + \frac{K_m \cdot K_{i\omega_r}}{T_m}} \quad (\text{C.12})$$

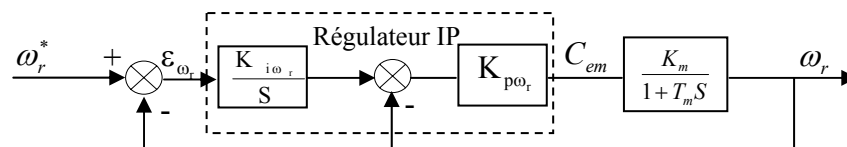
Par imposition des pôles en boucles fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI:

	$K_{P_{-\omega_r}}$	$K_{I_{-\omega_r}}$
Régulateur PI: $Rég_{-\omega_r}$	$(2\xi\omega_0 T_m - 1) / K_m$	$\omega_0^2 T_m / K_m$

**Tableau C.6** Paramètres du régulateur PI de la vitesse.

### C.3.2 Synthèse du correcteur IP de vitesse

D'après l'équation mécanique de la machine asynchrone double étoile (1.5), le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse avec correcteur IP est le suivant :



**Figure C.4** Schéma bloc de régulation de la vitesse par un correcteur IP

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

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{i\omega_r} \cdot K_{p\omega_r}}{T_m}}{s^2 + \frac{(1 + K_m \cdot K_{p\omega_r})}{T_m} s + \frac{K_m \cdot K_{i\omega_r} \cdot K_{p\omega_r}}{T_m}} \quad (\text{C.13})$$

Avec :

$$K_m = \frac{1}{K_f}, \quad T_m = \frac{J}{K_f}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur IP :

	$K_{P_{-\omega_r}}$	$K_{i_{-\omega_r}}$
Régulateur IP: $Rég_{-\omega_r}$	$(2\xi\omega_0 T_m - 1) / K_m$	$\omega_0^2 T_m / (K_m \cdot K_{P_{-\omega_r}})$

**Tableau C.7** Paramètres du régulateur IP de la vitesse

---

---

## Bibliographie

---

---

- [Ais 05] A. Aissa, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2005.
- [Are 05] S. Arezki, "Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multiniveaux", Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005.
- [Bag 99] L. Baghli, " Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques ", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 1999.
- [Bar 04] O. Barambones, A. J. Garrido, "A sensorless variable structure control of induction motor drives ", Electric Power Systems Research (Elsevier), Vol. 72 No. 01, pp. 21–32, 2004.
- [Beg 06] R. Beguenane, M. A. Ouhrouche, A. M. Trzynadlowski, " A new scheme for sensorless induction motor control drives operating in low speed region", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 71, No. 02, pp. 109–120, 2006.
- [Ber 04] D. Beriber, "Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [Bla 96] R. G. Blasco, G. M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, "Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives. Part 1: Stability Analysis for the closed Loop Drive", IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 02, pp. 113–122, 1996.
- [Boc 04] M. Bochud, F. Bützberger, A. Rotzetta, S. Torrent, "Commande sensorless de moteurs brushless", Hesso, Hevs, BÜTZBERGER, 2004.
- [Bon 95] C. J. Bonanno, L. Zhen, L. Xu, "A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control", Proc. of IEEE–IAS– 95, Oct. 8–12, Orlando (USA), Vol. 01, pp. 166–173, 1995.
- [Can 00] C. Canudas, "Optimisation, discrétisation et observateurs", Commande des moteurs asynchrone 2, Edition Hermes, Paris, France, 2000.
- [Car 95] J. Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", méthodes et pratique de l'ingénieur, Edition Technip, Paris, France, 1995.

- 
- [**Cha 05**] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse" Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna, 2005.
- [**Com 05**] M. Comanescu, "Flux and speed estimation techniques for sensorless control of induction machine ", Ph. D. Thesis, The Ohio State University, 2005.
- [**Dah 04**] K. Dahmane, "Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [**Dja 98**] A. Djahbar, "Sur l'application de commandes adaptatives a une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectorielle", Thèse de Magister, ENP Alger, 1998.
- [**Dja 08**] A. Djahbar, B. Mazari, **H. Bounadja** et A. Djerdir, "Etude de fonctionnement d'un système multimachines connectées en série", 2ème conférence international de génie électrique ICEEE08, Université de Laghouat, Algérie, 2008.
- [**Dri 05**] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna, 2005.
- [**Ede 05**] G. Edelbaher, K. Jezernik, E. Urlep, "Low-speed sensorless control of induction Machine", IEEE Trans. On Ind. Electron., Vol. 53, No. 01, pp. 120–29, 2005.
- [**Gan 05**] M. Ghanes, " Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique ", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [**Guv 01**] M. Guven, H. Rehman, A. Derdiyok, L. Xu, "A New Robust Flux, Speed and Rotor Time Constant Estimation for Wide Range Sensorless, Control of an Induction Machine", IEEE Trans. on Power Electron, 2001.
- [**Had 00**] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2000.
- [**Ism 99**] H. Ismail, "Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple", Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, France, 1999.
- [**Kia 04**] R. Kianinezhad, B. Nahid, F. Betin, G.A. Capolino, "Observer-Based Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 71, pp. 1381-1385, 2004.
- [**Kia 05**] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, F. Betin, G.A. Capolino, "Sensorless field-oriented control for six-phase induction machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 71, pp. 999-1006, 2005.

- 
- [**Kub 94**] H. Kubota, K. Matsuse , "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 05, pp. 1611–1616, 1994.
- [**Kub 95**] H. Kubota, K. Matsuse, "Speed Sensoless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 05, pp. 1219–1224, 1995.
- [**Kwo 05**] T. S. Kwon, M. H. Shin, D. S. Hyun, " Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer ", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 20, No. 04, pp. 864–869, 2005.
- [**Lab 95**] F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Edition Lavoisier, Paris, France, 1995.
- [**Les 81**] J. Lesenne, F. Notelet, G. Segquier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Edition technique et documentation, Université de Lille, Paris France, 1981.
- [**Mar 01**] K. Marouani, "Etude et réalisation d'un banc expérimental de commande directe du couple d'une machine asynchrone Commandée par PC sans capteur Mécanique", Mémoire de Magister, EMP Alger, 2001.
- [**Mor 05**] F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, France, 2005.
- [**Nah 01**] B. Nahid-Mobarekeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants et des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [**Pen 94**] F. Peng, T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 05, pp. 1234–1240, 1994.
- [**Pin 04**] M. Pinard, "Commande électronique des moteurs électriques", L'usine nouvelle, Edition Dunod, Paris, France, 2004
- [**Ras 04**] F. Rashidi, " Sensorless speed control of induction motor derives using a robust and adaptive neuro-fuzzy based intelligent controller", Proc. of the IEEE Int. Conf. on Ind. Tech., Vol. 02, pp. 617–627, 2004.
- [**Rou 04**] I. Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy, France, 2004.
- [**Seg 94**] G. Segquier, F. Notelet, " Electrotechnique industrielle ", Edition Technique et doc. Lavoisier, Paris, France, 1994.
- [**Son 00**] J. Song, K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, K. B. Kim, " Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended Luenberger observer ", Proc. of the IEEE Ind. Appl., Vol. 03, pp. 1828–1834 Conf., 2000.

- [**Taj 91**] H. Tajima, Y. Hori, "Speed Sensorless field orientation control of the induction machine", Proc. of IEEE–IAS, 28 Sept. – 4 Oct., Vol. 1, pp. 385–391, 1991.
- [**Tal 04**] R. Taleb, "Commande vectorielle par réseaux de neurones d'une machine alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux", Mémoire de Magister, UHBB Chlef, 2004.
- [**Tam 06**] H. Tamrabet, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2006.
- [**Wes 94**] E. G. V. Westerholt, "Commande non linéaire d'une machine asynchrone: Filtrage étendu du vecteur d'état et Contrôle de la vitesse sans capteur", Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, France, 1994.
- [**Zam 98**] J. L. Zamora, A. C. Garcia, A. Zazo, "Rotor-Speed Estimator for Induction Motors using Voltage and Current Measurements", Control Engineering Practice, Vol. 06, pp. 369–383, 1998.
- [**Zeï 00**] I. Zein, " Application du filtre de Kalman et de l'observateur de Luenberger à la commande de la machine asynchrone ", Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, France, 2000.
- [**Zhe 99**] Y. Zheng K. A. Loparo, "Adaptive flux and speed estimation for induction motors", Proc. of American Cont. Conf., June 2–4, Vol. 04, pp. 252–2525, 1999.