

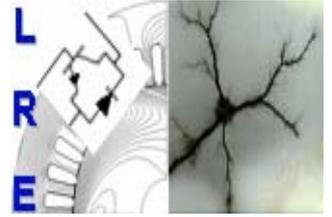


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

<http://re.enp.edu.dz>



THESE

Présentée à

l'Ecole Nationale Polytechnique

En vue de l'obtention du grade de

Doctorat d'Etat

en Electrotechnique Option : Machines Electriques

par :

Mr GROUNI Saïd

Ingénieur- Magister en Electrotechnique ENP

Thème

Optimisation en régime dynamique d'une commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension

Soutenue le 15 Décembre 2010 devant le Jury composé de :

Président :	Mr. MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur, ENP
Rapporteurs :	Mr. IBTIOUEN Rachid	Professeur, ENP
	Mr. TOUHAMI Omar	Professeur, ENP
Examineur :	Mr. BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur, ENP
Examineur :	Mr. BOUKHETALA Djamel	Professeur, ENP
Examineur :	Mr. ZELMAT Mimoun	Professeur, UMB de Boumerdes
Invité :	Mr. ZENDAOUI Tayeb	PDG, Metro d'Alger

Remerciements

Ce présent travail a été effectué au sein du Département d'Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique sous la direction conjointe de Messieurs Rachid IBTIOUEN Directeur de thèse et Omar TOUHAMI Co-Directeur de thèse, Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique. Qu'ils trouvent l'expression de toute ma gratitude pour les encouragements qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout le long de la réalisation de cette thèse, pour leurs conseils avisés et pour les différentes discussions scientifiques empreintes de franchise.

Je suis très honoré que Monsieur Mohand Oulhadj MAHMOUDI Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique ait accepté d'assurer la responsabilité de Président de ce Jury.

Toute ma reconnaissance va également à Monsieur Mohamed Seghir BOUCHERIT Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour ses encouragements, ses conseils très utiles et pour sa disponibilité, je le remercie également pour sa participation en tant qu'examineur.

Je tiens à remercier vivement Monsieur Djamel BOUKHETALA Professeur à l'Ecole National Polytechnique pour ses précieux conseils et ses encouragements personnels pour terminer ce travail de thèse et pour avoir accepté d'être membre examinateur du Jury.

Je voudrais adresser mes remerciements à Monsieur Mimoun ZELMAT Professeur à l'Université M'Hamed Bougara de Boumerdes (UMBB) pour les discussions scientifiques que nous avons eues tout le long de la réalisation de cette thèse, pour son accueil et son soutien et pour avoir accepté d'être membre examinateur de ce Jury.

Je voudrais adresser également mes remerciements à Monsieur ZENDAOUI Tayeb PDG, Metro d'Alger pour avoir accepté l'invitation au Jury.

Mes remerciements vont particulièrement à Monsieur Ralph KENNEL Professeur à EMAD et MTU München Allemagne pour toutes les discussions scientifiques et pour les invitations au Laboratoire qui m'ont permis d'effectuer des expériences sur banc d'essais et pour ses conseils technique et scientifique. Je n'oublie pas de remercier aussi tout le staff technique et administratif de EMAD– Université de Wuppertal.

Enfin, mes remerciements vont également à toutes les personnes des Laboratoires : LRE, LCP et LAA sans oublier Dr KIDOUCHE Madjid pour ses conseils, son aide et son soutien moral. Mes remerciements vont aussi à tous les collègues non cités qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce travail de thèse.

À toute ma famille.

À mon père et ma mère.

À tous : ma femme, mes enfants, mes sœurs et mes frères.

À tous : mes professeurs durant toute ma vie d'étude.

“ Pour faire de grandes choses, il ne faut pas être un
si grand génie, il ne faut pas être au-dessus des
hommes, il faut être avec eux ”.

ملخص: الهدف من هذه الدراسة هو عرض تصميم تعريفي للأداء العالي في التحكم الشعاعي للاثمترامنة الذي يكون صلب في اتجاه أي تغيرات لثابت الزمن للجزء الدوار خلال الاشتغال . كما يهدف كذلك إلى دراسة نهج الخوارزمية لتطوير هذا التحكم الشعاعي الموجه في كل الحالات و التوقعات لتغيير ثابت الزمن للجزء الدوار على حد سواء . فان لتقدير التدفق للجزء الدوار في الحالات المستمرات و المستقرات وهذا بتطبيق معادلة ليبونوف التي تثبت استقرار النموذج للمحرك . بحيث تعرض المحاكات و النتائج التجريبية و بالإضافة إلى ذلك نعتبر أن المشكلة بالسعي التحليلي مرجع التدفق الأمثل انه يقلل من الطاقة الإجمالية للماكينات اللامترامنة عند تطبيق التحكم الشعاعي الغير المباشر و أخير قمنا بعمل تطبيقي لتقدير التدفق الحقيقي للزمن التابع للجزء الدوار باستعمال البطاقة الرقمية فان النتائج المتحصل عليها تثبت فعالية الخوارزمية لتطبيق نموذج د.س. 1104 التيار المستعمل .

كلمات مفتاحية: الأفضلية , التدفق الجزء الدوار , التحكم الشعاعي , المكانة اللامترامنة .

Résumé – Cette étude constitue une contribution à l'amélioration de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension. Cette amélioration consiste à obtenir de meilleures performances vis à vis des variations engendrées par la constante de temps rotorique. Ces variations sont prédites et corrigées à l'aide d'un algorithme en ligne. Celui-ci permet l'action simultanée sur deux paramètres : le flux optimum et la constante de temps rotorique. Les résultats obtenus par simulation numérique, validés par les résultats expérimentaux, montrent l'efficacité de la commande appliquée. Nous avons traité le problème de façon analytique pour déterminer le flux rotorique de référence optimum qui minimise l'énergie totale de la machine. Enfin, nous avons élaboré une méthode expérimentale d'estimation du flux rotorique en temps réel basée sur le modèle de courant sous carte DS1104. Les résultats pratiques, obtenus par cet estimateur en temps réel, permettent de montrer l'efficacité du modèle de courant.

Mots clés : Optimisation, flux rotorique, commande vectorielle, machine asynchrone.

Abstract – The goal of this work deal with the improvement of field oriented control induction machine drives against rotor time constant disturbed variations. These variations are predicted and corrected using online rotor time constant estimator algorithm approach which is developed to estimate simultaneously both optimum rotor fluxes and rotor time constant. Experimental and numerical simulation results are presented. In addition, we have considered the analytical problem of seeking a reference optimum flux that minimizes total energy of induction machine. Finally, we implemented experimentally the estimation method on a real time rotor flux based on current model using DS1104 system. The experimental results obtained show the effectiveness of estimator rotor flux based on applied current model.

Key words: Optimization, rotor flux, oriented control, induction machine.

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Commande vectorielle de la machine asynchrone	
1.1. Introduction	4
1.2. Modélisation de la machine asynchrone	5
1.2.1. Hypothèses de simplification dans la modélisation	5
1.2.2. Modèle de la transformation de Park	7
1.2.3. Modèle du couple électromagnétique	8
1.2.4. Modèle en représentation d'état de la machine	9
1.3. Système d'alimentation de l'onduleur	10
1.4. Schéma et commande de l'onduleur associé à la machine	10
1.4.1. Modèle pratique de la commande SVM de l'onduleur	16
1.5. Commande vectorielle par orientation du flux	18
1.5.1. Principe de la commande vectorielle	18
1.5.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté	19
1.5.3. Découplage par compensation des tensions	21
1.6. Méthode de la commande vectorielle directe	23
1.6.1. Simulation et interprétation des résultats	28
1.6.2. Influence de la variation des paramètres résistifs sur le découplage	30
1.7. Méthode de la commande vectorielle indirecte	35
1.7.1. Principe de la commande vectorielle indirecte	35
1.7.2. Schéma de la commande vectorielle indirecte	36
1.7.3. Simulation et interprétation des résultats	38
1.7.3.1. Test de variation du couple et inversion du sens de rotation de la vitesse	40
1.7.3.2. Test des réponses dynamiques à basses vitesses de la machine	40
1.7.4. Influence de la résistance rotorique sur le découplage	43
1.8. Comparaison des commandes vectorielles directe et indirecte	45
1.9. Equation des dynamiques du couple de la machine	46
1.10. Essais pratiques de la commande vectorielle indirecte	49
1.11. Conclusion	52

Chapitre 2 : Optimisation du flux et adaptation de la constante de temps rotorique

2.1. Introduction	53
2.2. Optimisation du flux magnétique du rotor	54
2.2.1. <i>Influence de la constante de temps rotorique sur la commande.</i>	56
2.2.2. <i>Interprétations des résultats de simulation sur le réglage</i>	60
2.3. Méthodes d'adaptation de la constante de temps rotorique	61
2.3.1. <i>Méthodes basées sur injection du signal de perturbation</i>	61
2.3.2. <i>Méthodes basées sur un signal d'erreur</i>	62
2.3.3. <i>Méthodes basées sur une fonction d'erreur</i>	62
2.4. Adaptation de la constante de temps rotorique suivant la fonction $\phi_r = f(C_{em})$	63
2.4.1. <i>Adaptation de la constante de temps rotorique basé sur la variation de l'énergie réactive</i>	63
2.4.2. <i>Interprétation des résultats de simulation numérique</i>	64
2.5. Adaptation de la constante de temps rotorique basé sur la fréquence de glissement	66
2.5.1. <i>Simulation numérique et interprétations</i>	67
2.6. Conclusion	70
Chapitre 3 : Optimisation de la commande du flux rotorique de la machine asynchrone	
3.1. Introduction	71
3.2. Pertes de puissances et rendement	72
3.2.1. <i>Modèle de puissance instantanée de la machine</i>	72
3.2.2. <i>Rendement du système onduleur-machine</i>	73
3.2.3. <i>Pertes de puissance dans la machine asynchrone</i>	74
3.2.4. <i>Expressions des différentes pertes dans la machine asynchrone</i>	75
3.2.4.1. <i>Pertes de puissance par effet Joule</i>	75
3.2.4.2. <i>Pertes de puissance ferromagnétiques</i>	75
3.2.4.3. <i>Pertes de puissance mécaniques</i>	78
3.2.5. <i>Facteur de Puissance de la machine</i>	78
3.3. Optimisation des pertes de puissance dans la machine	78
3.3.1. <i>Fonctions coûts pour l'optimisation des pertes de puissances</i> \$	80
3.3.2. <i>Optimisation des pertes de puissance à niveau de flux rotorique variable</i>	83
3.3.3. <i>Techniques de réduction du flux rotorique</i>	83
3.3.4. <i>Optimisation du flux rotorique pour minimisation de pertes Joules</i>	85
$\phi_r = f(C_{em})$	
3.3.5. <i>Interprétation des résultats de simulation numériques</i>	88

3.4. Optimisation des pertes suivant la fonction $i_{ds} = f(i_{qs})$	88
3.4.1. <i>Optimisation des pertes Joule suivant la fonction $i_{ds} = f(i_{qs})$</i>	88
3.4.2. <i>Résultats de simulation numérique</i>	90
3.5. Optimisation des pertes Joule et fer suivant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega_r)$	92
3.5.1. <i>Résultats de simulation numérique</i>	96
3.6. Résultats expérimentaux	98
3.7. Conclusion	99
Chapitre 4 : Etude expérimentale de l'estimation du flux rotorique en temps réel de la machine asynchrone	
4.1. Introduction	100
4.2. Modèles de l'estimation du flux rotorique	101
4.2.1. <i>Estimation du flux rotorique basé sur le modèle en courant</i>	102
4.2.2. <i>Résultats de simulation numérique</i>	104
4.2.3. <i>Interprétation des résultats de simulation numérique</i>	109
4.2.4. <i>Estimation du flux rotorique basé sur un modèle en tension</i>	109
4.2.4.1. <i>Résultats de simulation numérique</i>	111
4.2.4.2. <i>Interprétation des résultats de simulation numérique</i>	116
4.2.5. <i>Estimateur de flux rotorique basé sur méthode d'élimination</i>	116
4.2.5.1. <i>Résultats de simulation</i>	118
4.3. Acquisition du flux rotorique de la machine en temps réel	125
4.3.1. <i>Montage du schéma bloc pratique</i>	125
4.3.2. <i>Validation expérimentale de l'estimateur du flux rotorique en temps réel</i>	126
4.4. Observation du flux rotorique de la machine asynchrone	129
4.4.1. <i>Techniques d'observation du flux rotorique</i>	129
4.4.2. <i>Expressions de l'observateur du flux rotorique</i>	130
4.4.3. <i>Résultats de simulation numérique</i>	132
4.5. Conclusion	134
Conclusion générale	135
Bibliographies	138
Annexes (A, B et C)	147

Liste des symboles utilisés

$[A],[B],[C]$	<i>Matrices de transformation</i>	
C_{em}	<i>Couple électromagnétique</i>	<i>(N.m)</i>
C_r	<i>Couple mécanique résistant</i>	<i>(N.m)</i>
C_{frot}	<i>Couple dû au frottement</i>	<i>(N.m)</i>
C_f	<i>Capacité du filtre</i>	<i>(F)</i>
(d, q)	<i>Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant</i>	
E	<i>La tension filtrée « tension continu »</i>	<i>(V)</i>
f_1, f_2, f_3, f_4	<i>Fonction de variable d'état</i>	
f_i, \bar{f}_i	<i>L'état des interrupteurs (0, 1), $i = 1, 2, 3$</i>	
f_r, f_s	<i>Fréquences du rotor, stator</i>	<i>(Hz)</i>
f_v	<i>Coefficient de frottement visqueux</i>	<i>(Kg.m²/s)</i>
$F(S)$	<i>Fonction de transfert</i>	
g	<i>Glissement</i>	
J	<i>Moment d'inertie</i>	<i>(Kg.m²)</i>
k_r	<i>Coefficient positif rapport entre les inductances</i>	
k_0	<i>Coefficient positif</i>	
L_m	<i>Inductance mutuelle entre le stator et le rotor</i>	<i>(H)</i>
l_m	<i>Inductance mutuelle proper</i>	<i>(H)</i>
L_r	<i>Inductance propre cyclique du rotor</i>	<i>(H)</i>
L_f	<i>L'inductance du filtre</i>	<i>(H)</i>
l_s, l_r	<i>Inductances cycliques statorique et rotorique par phase</i>	<i>(H)</i>
L_s	<i>Inductance propre cyclique du stator</i>	<i>(H)</i>
P	<i>Nombre de paire de pôle</i>	
R_f	<i>Résistance du fer</i>	<i>(Ω)</i>
R, q	<i>Coefficients de pondération</i>	
R_s	<i>Résistance statorique par phase</i>	<i>(Ω)</i>
R_r	<i>Résistance rotorique par phase</i>	<i>(Ω)</i>
s, r	<i>Indices correspondants au stator et au rotor</i>	
V_{sref}	<i>Tension de référence de commande</i>	<i>(V)</i>
v_1, v_2, v_s	<i>Vecteur de tension des secteurs SVM</i>	<i>(V)</i>
T_h	<i>Période due au temps mort</i>	<i>(s)</i>

P_{oh}	<i>Pertes ohmiques</i>	(W)
P_{fer}	<i>Les pertes fer</i>	(W)
P_{f+v}	<i>Pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation</i>	(W)
P_d, P_q	<i>Puissances en quadrature et directe</i>	(W)
$\cos(\varphi_0)$	<i>Facteur de puissance à vide</i>	
$\cos(\varphi_{cc})$	<i>Facteur de puissance à rotor bloqué</i>	
σ	<i>Coefficient de dispersion (Coefficient de fuite total)</i>	
θ_r	<i>Angle électrique rotorique</i>	(rad)
$\theta = (R, S)$	<i>Angle entre les deux phases a_s et a_r</i>	(rad)
θ_s	<i>Angle électrique statorique</i>	(rad)
θ_{sl}	<i>Angle de glissement</i>	(rad)
ω_s, ω_r	<i>Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique</i>	(rad/s)
ω_{sl}	<i>Glissement de vitesse angulaire électrique</i>	(rad/s)
Ω_r	<i>Vitesse de rotation mécanique</i>	(tours/min)
t	<i>Temps</i>	(s)
T_{com}	<i>Temps de commutation de l'onduleur</i>	(s)
T_1 et T_2	<i>Durées de modulation liées aux séquences correspondant aux \vec{v}_1, \vec{v}_2</i>	(s)
$[P(\theta)]$	<i>Matrice de passage pour la transformation de Park</i>	
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	<i>Les courants statoriques suivants les axes a_s, b_s et c_s</i>	(A)
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	<i>Les courants rotoriques suivants les axes a_r, b_r et c_r</i>	(A)
$i_{d,qs}, i_{d,qr}$	<i>Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)</i>	(A)
$i_{\alpha,\beta s}, i_{\alpha,\beta r}$	<i>Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)</i>	(A)
$v_{d,qs}, v_{d,qr}$	<i>Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)</i>	(V)
$v_{\alpha,\beta s}, v_{\alpha,\beta r}$	<i>Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)</i>	(V)
$\varphi_{d,qs}, \varphi_{d,qr}$	<i>Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)</i>	(Wb)
$\varphi_{\alpha,\beta s}, \varphi_{\alpha,\beta r}$	<i>Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)</i>	(Wb)
$(v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}^*)$	<i>Tensions de commande</i>	(V)
v_{sd_lin}	<i>Vecteur de tension linéaire suivant l'axe d</i>	(V)
v_{sq_lin}	<i>Tension statorique linéaire suivant l'axe q</i>	(V)
v_{sd_coup}	<i>Tension statorique de couplage suivant l'axe d</i>	(V)
v_{sq_coup}	<i>Tension statorique de couplage suivant l'axe q</i>	(V)
v_{sd_com}	<i>Tension statorique de commande suivant l'axe d</i>	(V)
v_{sq_com}	<i>Tension statorique de commande suivant l'axe q</i>	(V)
\hat{X}	<i>Grandeur estimée</i>	

X_{ref}	Grandeur de référence	
$\hat{\phi}_{r\alpha}$	Flux rotorique estimé suivant l'axe α	(Wb)
$\hat{\phi}_{r\beta}$	Flux rotorique estimé suivant l'axe β	(Wb)
$\hat{\phi}_{\alpha\beta_i}$	Flux rotoriques estimés modèle en courant, suivant (α, β)	(Wb)
$\hat{\phi}_{\alpha\beta_v}$	Flux rotoriques estimés modèle en tension, suivant (α, β)	(Wb)
$\hat{\phi}_{\alpha\beta_el}$	Flux rotoriques estimés parla méthode d'élimination, suivant (α, β)	(Wb)
$\hat{\phi}_{\alpha\beta_o}$	Flux rotoriques observés, suivant (α, β)	(Wb)
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator «stationnaire »	

Abréviations

MAS	Machine Asynchrone
AC	Alternating Current
DC	Direct Current
M.L.I	Modulation de Largeur d'Impulsion
P.W.M	Pulse -Width -Modulation
PI	Proportionnel Intégral
S.V.M	Space Vector Modulation
DSP	Digital Signal Processing « Processeur numérique de signal. »
ADC	Analog Digital Converter
DAC	Digital Analog Converter
R.T.I	Real Time Interface
DT	Dynamo Tachymétrique
HDL	High Development language
FPGA	Field Programmable Gate Arrays

Liste des figures

Chapitre 1

Figure. 1.1	<i>Représentation de la transformation de Park $(a, b, c) \Rightarrow (d, q)$</i>	06
Figure. 1.2	<i>Circuits équivalents de la machine asynchrone : (a) circuit d'axe d , (b) circuit d'axe q</i>	07
Figure. 1.3	<i>Représentation de l'ensemble onduleur de tension- machine asynchrone</i>	10
Figure. 1.4	<i>Schéma de principe de la modulation M.L.I triangulo - sinusoidale.</i>	12
Figure. 1.5	<i>Modulation de Largeur d'Impulsions MLI</i>	12
Figure. 1.6	<i>Etats des interrupteurs pour chaque vecteur tension.</i>	13
Figure. 1.7	<i>Diagramme des 6 secteurs de la commande SVM.</i>	14
Figure. 1.8	<i>Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.</i>	15
Figure. 1.9	<i>Signal de commande de modulation de largeurs d'impulsions vectorielle SVM</i>	18
Figure. 1.10	<i>Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer)</i>	19
Figure. 1.11	<i>Reconstitution des tensions v_{sd_com} et v_{sq_com}</i>	21
	<i>Schéma bloc de découplage :</i>	
Figure. 1.12	<i>(a) commande découplée pour i_{ds}, i_{sq}.</i>	
	<i>(b) découplage en tension par orientation du flux rotorique</i>	22
Figure. 1.13	<i>Schéma de la commande vectorielle directe pour une alimentation en de la machine asynchrone</i>	25
Figure. 1.14	<i>Résultats de simulation de la commande vectorielle directe lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de $C_{ch} = 15 N.m$ à $t = [1....2]$sec</i>	28
Figure. 1.15	<i>Représentation de la variation en rampe des paramètres résistifs.</i>	30
Figure. 1.16	<i>Réponses dynamiques du système lors de la variation de la résistance statorique, avec $C_{ch} = 15 N.m$ à $t = [1....2]$sec.</i>	31
Figure. 1.17	<i>Réponses dynamiques du système lors de la variation de la résistance rotorique, avec $C_{ch} = 15 N.m$ à $t = [1....2]$sec.</i>	32
Figure. 1.18	<i>Schéma de la commande vectorielle indirecte pour une alimentation en tension de la machine asynchrone.</i>	35
Figure. 1.19	<i>Résultats de simulation pour la commande vectorielle indirecte « mode défluxage », avec $C_{ch} = 0 N.m$</i>	37
Figure. 1.20	<i>Réponses dynamiques du système lors de l'inversion du sens de rotation en commande vectorielle indirecte, avec $C_{ch} = 15 N.m$ à $t = [1....2]$sec et $C_{ch} = 10 N.m$ à $t = [3....4]$sec</i>	39
Figure. 1.21	<i>Réponses dynamiques du système à basses vitesses en commande vectorielle directe, avec $C_{ch} = 15 N.m$ à $t = [1....2]$sec et $C_{ch} = 10 N.m$ à $t = [3....4]$sec.</i>	40
Figure. 1.22	<i>Réponses dynamiques du système lors de la variation de la résistance rotorique, avec $C_{ch} = 10 N.m$ à $t = [1....2]$sec.</i>	42
Figure. 1.23	<i>Orientation incorrecte du flux rotorique</i>	45
Figure. 1.24	<i>Modèle de la machine avec contrôle vectoriel tenant compte des dynamiques cachées du flux.</i>	46
Figure. 1.25	<i>Erreur d'angle en régime permanent du contrôle vectoriel par flux rotorique orienté</i>	48

Figure. 1.26	Erreur de flux en régime permanent du contrôle vectoriel par flux rotorique orienté	48
Figure. 1.27	Erreur de couple en régime permanent du contrôle vectoriel par flux rotorique orienté.	48
Figure. 1.28	Schéma du dispositif pratique : prototype rapide (pentium system)	49
Figure. 1.29	Schéma bloc de la structure de la commande vectorielle réalisée	50
	Résultats pratiques des courants et vitesse de la machine :	
	(a) courants i_{sd} , i_{sq}	
Figure. 1.30	(b) vitesse et courant i_{sq} en régime accéléré	
	(c) vitesse et courant i_{sq} en régime décéléré	51

Chapitre 2

Figure. 2.1	Cas d'orientation incorrecte du flux rotorique prévu pour une référence φ_r^*	57
Figure. 2.2	Effet de la variation des paramètres en régime permanent.	58
Figure. 2.3	Influence d'augmentation de R_r de 100% sur la commande nominale ($C_r=10$ N.m)	59
Figure. 2.4	Influence de diminution de R_r de 100% sur la commande nominale ($C_r=10$ N.m)	60
Figure. 2.5	Schéma bloc de l'adaptation de T_r - méthodes injection de signal	61
Figure. 2.6	Schéma bloc de l'adaptation de T_r - méthodes signal d'erreur	62
Figure. 2.7	Schéma bloc de l'adaptation de T_r - méthodes Fonction d'erreur	63
Figure. 2.8	Principe de l'adaptation de T_r basée sur le schéma du modèle de référence	64
Figure. 2.9	Schéma bloc de l'adaptation de la constante de temps rotorique T_r avec optimisation du flux rotorique	65
Figure. 2.10	Adaptation de T_r , $Cr=10$ N.m selon le signal d'erreur à flux nominal	65
Figure. 2.11	Adaptation de T_r , $Cr=2$ N.m selon le signal d'erreur à flux variable	66
Figure. 2.12	Schéma bloc de l'adaptation de la constante de temps rotorique avec optimisation du flux rotorique	68
Figure. 2.13	Adaptation de T_r , $Cr=10$ N.m, méthode à flux nomina	69
Figure. 2.14	Adaptation de T_r , $Cr=2$ N.m, méthode à flux variable	69

Chapitre 3

Figure. 3.1	Différentes puissances et pertes de puissance dans la machine asynchrone	75
Figure. 3.2	Schéma équivalent de la machine asynchrone - modèle classique	76
Figure. 3.3	Schéma équivalent de la machine asynchrone modèle- parallèle	77
Figure. 3.4	Diagramme vectoriel du couple pour de faibles charges à différents niveaux de flux	84
Figure. 3.5	Simulation numérique de l'optimisation à flux nominal, ($C_r= 5$ N.m)	87
Figure. 3.6	Simulation numérique de l'optimisation à flux nominal, ($C_r= 10$ N.m)	87
Figure. 3.7	Schéma fonctionnel de la méthode d'optimisation des pertes.	90
Figure. 3.8	Optimisation des pertes - comparaison entre méthodes nominale et optimale	91
Figure. 3.9	Minimisation des pertes Joule - $Cr=5$ N m, comparaison avec méthode à flux nominal.	91
Figure. 3.10	Schéma bloc de la commande vectorielle par minimisation des pertes Joule et fer	96
Figure. 3.11	Minimisation des pertes Joule et fer - comparaison avec la méthode à flux nominal	97
Figure. 3.12	Minimisation des pertes Joule et fer - comparaison avec la méthode à flux nominal (Charge $Cr=5$ Nm).	97

Réponses expérimentales

Figure. 3.13

- (a) : couple et vitesse
- (b) : flux rotorique optimum
- (c) : pertes nominales
- (d) : pertes optimales

98

Chapitre 4

Figure. 4.1	Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant.	103
Figure. 4.2	: Effet de la variation de la résistance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en courant avec $\hat{R}_r = 0.75.R_r$.	105
Figure. 4.3	: Effet de la variation de l'inductance mutuelle sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en courant avec $L_m = 0.75.\hat{L}_m$.	106
Figure. 4.4	Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en courant avec $L_r = 0.75.\hat{L}_r$.	107
Figure. 4.5	Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en courant avec $L_r = 0.75.\hat{L}_r$.	108
Figure. 4.6	Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension.	111
Figure. 4.7	Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $L_r = 0.75.\hat{L}_r$.	112
Figure. 4.8	Effet de la variation de l'inductance mutuelle sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $L_m = 0.75.\hat{L}_m$.	113
Figure. 4.9	Effet de la variation de l'inductance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $L_s = 0.75.\hat{L}_s$.	114
Figure. 4.10	Effet de la variation de la résistance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $\hat{R}_s = 0.75.R_s$.	115
Figure. 4.11	Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur la méthode d'élimination.	117
Figure. 4.12	Effet de la variation de la résistance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $\hat{R}_r = 0.75.R_r$.	119
Figure. 4.13	Effet de la variation de l'inductance mutuelle sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $L_m = 0.75.\hat{L}_m$.	119
Figure. 4.14	Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $L_r = 0.75.\hat{L}_r$.	120
Figure. 4.15	Effet de la variation de l'inductance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $L_s = 0.75.\hat{L}_s$.	121
Figure. 4.16	Effet de la variation de la résistance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $\hat{R}_s = 0.75.R_s$.	122
Figure. 4.17	Schéma synoptique de l'estimateur appliqué à la machine asynchrone	123
Figure. 4.18	(a) : Schéma Synoptique de l'estimateur du flux rotorique en temps réel. (b) : photo réelle de la manipulation	125
Figure. 4.19	Résultats expérimentaux de l'estimateur de flux en temps réel « modèle en courant ».	126
Figure. 4.20	Résultats expérimentaux de l'estimateur en régime permanent « modèle en courant ».	127
Figure. 4.21	Typologie d'un observateur	128

Figure. 4.22	<i>Estimateur de flux en boucle fermée</i>	129
Figure. 4.23	<i>Schéma de l'observateur de flux en boucle fermée basé sur modèle en courant et tension</i>	130
Figure. 4.24	<i>Résultats de simulation de l'observateur de flux</i>	133
Annexes		
Figure. A.1	<i>Enregistrement de la vitesse de ralentissement de la machine asynchrone étudiée</i>	147
Figure. B.1	<i>Composition de la carte DS1104</i>	148
Figure. B.2	<i>Photographie de Panneau de connexion</i>	149
Figure. B.3	<i>Photo réelle de la carte DSP 1104</i>	150
Figure. C.1	<i>Schéma fonctionnel de la boucle en cascade de vitesse.</i>	151

Liste des tableaux

Chapitre 1		
Tableau. 1.1	<i>Tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ imposées par l'onduleur en fonction de (i)</i>	13
Tableau. 1.2	<i>Temps d'application des vecteurs d'état pour chaque secteur.</i>	16
Tableau. 1.3	<i>Les paramètres de réponse à des vitesses variables, (67,24 %, 33,62 % et 20,17 %) de la vitesse nominale.</i>	43
Tableau. 1.4	<i>Comparaison des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte.</i>	44
Chapitre 4		
Tableau. 4.1	<i>Comparaison des trois techniques d'estimation du flux rotorique</i>	124
Annexes		
Tableau. 1 :	<i>Tableau récapitulatif des paramètres de la machine asynchrone étudiée.</i>	147

Introduction générale

Les recherches menées sur les entraînements à fréquences variables de la machine asynchrone ont été, et continuent à être, l'objet de nombreux travaux [2], [3], [14], [34], [38]. La particularité de la machine asynchrone, par rapport aux autres types de machines électriques, est qu'elle offre des solutions plus avantageuses en termes de coûts financiers avec de bonnes performances dynamiques [1], [9]. De plus, elle supporte des surcharges pouvant atteindre 5 à 7 fois son couple nominal. On retrouve ainsi l'utilisation croissante de cette machine dans différentes applications industrielles tels que la traction électrique, la ventilation, le pompage etc. Aujourd'hui, cette machine est également utilisée aux niveaux des systèmes embarqués et des véhicules électriques [3], [6], [17], [18], [33].

Les développements des techniques numériques de commande et de réglage des convertisseurs statiques, en particulier celles ayant trait aux onduleurs qui alimentent la machine asynchrone, ont permis de faciliter de nombreux avancements dans les travaux de recherches portant sur l'optimisation des fonctionnements en régime dynamique de cette dernière [2], [9], [10], [40]. En effet, la technique de commande par orientation du flux [5], [23] permet de surmonter les difficultés inhérentes au régime dynamique via le découplage entre le contrôle du flux et le contrôle du couple électromagnétique. Cette commande, dite vectorielle, constitue un objet de recherche particulièrement intéressant pour les applications industrielles en régime dynamique. Comme ces applications industrielles se multiplient, les progrès et les efforts continuent afin d'assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple en particulier vis-à-vis de l'influence néfaste de la variation de la constante de temps rotorique qui ne peut être occultée [4], [8], [15], [16], [17], [33].

Par ailleurs, le fonctionnement en régime dynamique de la machine asynchrone nécessite une formulation mathématique et en particulier celle caractérisant l'évolution du processus physique des paramètres liés à la dynamique de la machine. Ainsi, pour les principaux critères d'optimisation, il existe trois familles de problèmes fondamentaux en commande rapprochées avec l'optimisation [11], [14] :

- l'application des critères quadratiques pour les commandes à énergie minimale,
- les critères de type de commandes à consommation minimale,
- les critères avec les commandes en temps minimum.

De sa part, l'optimisation de la commande vectorielle de la machine asynchrone, se réfère aux problèmes de commande et régulation optimales, à ceux de la maximisation du rendement

ou à ceux de la minimisation des pertes de fonctionnement et à ceux de la maximisation du couple électromagnétique en régime dynamique [2], [7], [14], [40].

L'importance de l'amélioration du rendement dans les entraînements à vitesses variables de la machine asynchrone est liée à la consommation d'énergie. En effet, on sait que plus de 60% de l'énergie électrique totale générée est consommée par les machines électriques dans l'industrie et que celles de types asynchrones, largement utilisées dans les entraînements électriques réglés, consomment environ 96% de ces 60% d'énergie [2], [11], [17], [20]. Ainsi, l'usage très étendu de la machine asynchrone, implique que si les pertes peuvent être réduites de quelques pour cent seulement, l'impact sur la consommation totale de l'énergie électrique industrielle serait appréciable [17], [36].

Notre étude consiste à optimiser, en régime dynamique, la commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en tension. Nous avons scindé nos travaux, en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Nous présentons succinctement le modèle mathématique et le modèle physique liés à la machine asynchrone et à son étage d'alimentation [17], [36]. Ensuite, nous présentons l'application de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique pour une alimentation en tension de la machine asynchrone. Nous présentons également la variation de la constante de temps rotorique qui influe sur le bon fonctionnement de la machine dans le cas d'une commande vectorielle. Ainsi, nous présentons une interprétation de la commande vectorielle de la machine asynchrone pour le cas de son alimentation en tension.

Dans le second chapitre, nous montrons l'influence de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur la dynamique du système. Nous développons implicitement les techniques d'adaptation relatives à l'influence de T_r sur le modèle de référence d'adaptation appliqué aux algorithmes de minimisation des pertes en régime dynamique, ainsi que les méthodes d'adaptation appliquées et validées selon [17], [21], [26], [36], [39]. La contribution et l'originalité que nous apportons sont présentées. La nouvelle méthode d'adaptation basée sur l'application du flux rotorique optimum a été adoptée comme une référence de commande. Cette dernière référence est obtenue par l'algorithme de la méthode du gradient et est validée pour les applications de la machine asynchrone dans le cas de faibles charges [15], [26].

Le troisième chapitre aborde l'étude de l'optimisation liée à la commande vectorielle indirecte. Cette étude est basée sur les fonctions d'application fixant les paramètres physiques des courants engendrant le flux rotorique et le couple électromagnétique ainsi que la vitesse mécanique de rotation dans le but d'obtenir les minimisations des pertes en régime dynamique et statique. Une étude, par une synthèse des fonctions objectives d'optimisation, est établie en

examinant le fonctionnement à flux rotorique variable ainsi que l'optimisation basée sur les courants statoriques pour la minimisation des pertes par effet Joule, des pertes électromagnétiques et des pertes mécaniques. Une validation expérimentale est effectuée afin de vérifier l'efficacité des stratégies de commandes vectorielles par optimisation du flux rotorique variable [1], [8], [11], [33], [35], [41].

Enfin, le dernier chapitre est consacré à la détermination des variables estimées en temps réel. Ces variables sont des grandeurs physiques tels que les flux rotorique ou statorique qui sont difficiles à mesurer et qui nécessitent des capteurs à effet Hall très sensibles aux bruits de mesures. Notre apport consiste en une contribution à la résolution de ce problème. Ainsi, suite à l'étude numérique comparative de trois techniques (méthode basée sur le modèle des courants, méthode basée sur le modèle des tensions et la méthode basée sur le modèle d'élimination qui est très compliquée) nous avons opté pour une méthode faisant appel à l'expérimentation.

De plus, nous avons élaboré une carte électronique comportant trois capteurs instantanés de courants et de tensions. Cette carte est associée, dans le montage de la commande de la machine asynchrone utilisée, à la carte dSPACE du type DS1104. L'étude effectuée est complétée par celle de la sensibilité vis-à-vis des variations des paramètres de la machine asynchrone en boucle ouverte et en boucle fermée. L'estimation et l'observation des variations du flux rotorique permettent de montrer l'influence des variations des paramètres de la machine asynchrone sur le fonctionnement.

Les résultats expérimentaux permettent aussi d'évaluer l'efficacité de l'estimateur de flux rotorique pour le modèle en courant. L'application de ces techniques permet également l'examen des effets physiques cachés sur le flux rotorique et sur le couple électromagnétique de la machine comme elle permet d'évaluer l'influence sur la stabilité dynamique du système.

Chapitre 1

Commande vectorielle de la machine asynchrone

1.1. Introduction

Pour la synthèse de la commande vectorielle, il est nécessaire de définir un modèle de connaissance de la machine asynchrone, celui-ci doit être obtenu à l'aide des lois physiques électriques, électromagnétiques et mécaniques [4], [5], [14].

Cependant, il existe une variété de modèles de la machine asynchrone selon le choix des entrées, des sorties et des repères choisis pour sa représentation [2], [24], [26], [81], [86], [108]. Dans ce présent chapitre, nous nous limitons aux modèles qui utilisent comme entrée les courants ou les tensions statoriques, comme état, le vecteur du flux rotorique et le vecteur des courants statoriques, comme sortie, nous considérons le couple électromagnétique et la norme du flux magnétique pour la partie électrique, et la vitesse pour la partie mécanique [86], [109].

Nous présentons le modèle d'équations le plus utilisé c'est à dire celui de Park dans le repère (d, q) lié au champ tournant, les autres s'obtiendront par rotation [4], [5]. De plus, une étude détaillée sur les problèmes relatifs à l'application de la commande vectorielle qui sera notre propre objectif. Ainsi la méthodologie adoptée consiste à présenter les équations du modèle et à donner sa représentation sous forme de schéma fonctionnel.

Le schéma fonctionnel complet est simulé dans le mode de fonctionnement en régime dynamique pour différentes perturbations de charge. Ensuite, nous testons la robustesse de la commande du flux orienté par la variation de la constante de temps rotorique qui constitue un des soucis majeurs au niveau des applications industrielles.

Enfin, nous présentons une interprétation physique de la commande vectorielle dans le cas de la machine asynchrone alimentée en tension. Ainsi, nous montrons que la commande vectorielle peut être représentée par un retour d'état non linéaire. Le modèle d'équations de la machine est donné pour décrire le fonctionnement dynamique de la commande vectorielle.

1.2. Modélisation de la machine asynchrone

1.2.1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle que nous utilisons pour notre étude est celui qui admet la transformation de Park. La modélisation de la machine asynchrone repose donc sur les mêmes hypothèses simplificatrices que celle du modèle de Park, à savoir :

1. La machine est supposée symétrique et équilibrée,
2. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale,
3. Le circuit magnétique est non saturé,
4. La perméabilité magnétique du noyau est infinie; les pertes ferromagnétiques non négligeables,
5. Les effets des encoches et l'effet de peau sont négligeables,
6. Le phénomène d'hystérésis est négligé.

L'hypothèse (4) est plus restrictive pour le cas de l'optimisation du rendement de la machine car ces pertes deviennent importantes à haute vitesse. Généralement, les pertes de puissance par effet Joule dans les enroulements électriques et les pertes ferromagnétiques sont modélisées. En effet, nous développerons ce point relatif aux pertes dans la machine ultérieurement [115], [188].

1.2.2. Modèle de la transformation de Park

Le modèle de Park utilisé pour la machine asynchrone est représenté par une transformation de toutes les grandeurs électriques (flux, courants, tensions) avec une matrice unique donnée par la littérature [2], [5], [24]. On peut citer les repères des axes suivants :

- Repère fixe par rapport au stator (α, β) .
- Repère fixe par rapport au rotor.
- Repère par rapport au champ tournant (d, q) (voir Fig.1.1).

L'orientation du repère (d, q) sur le vecteur rotorique conduit à la synthèse de la commande vectorielle dite par flux orienté dans sa forme la plus simple dite commande par la méthode indirecte [21], [175], [188]. La majorité des travaux actuels est relative à l'alimentation de la machine par une source de tension. On note également des cas où l'alimentation est en courant [73], [75], [147]. Enfin, l'alignement initial du référentiel (d, q) sur le courant statorique fait appel au choix du modèle particulièrement intéressant dans le contexte robuste [15]. La représentation du modèle dynamique des phénomènes physiques de la machine nécessite la connaissance exacte de ses paramètres. Pour cela nous avons élaboré un calcul pas à pas pour la détermination expérimentale des paramètres de la machine asynchrone (voir annexe (A-1)).

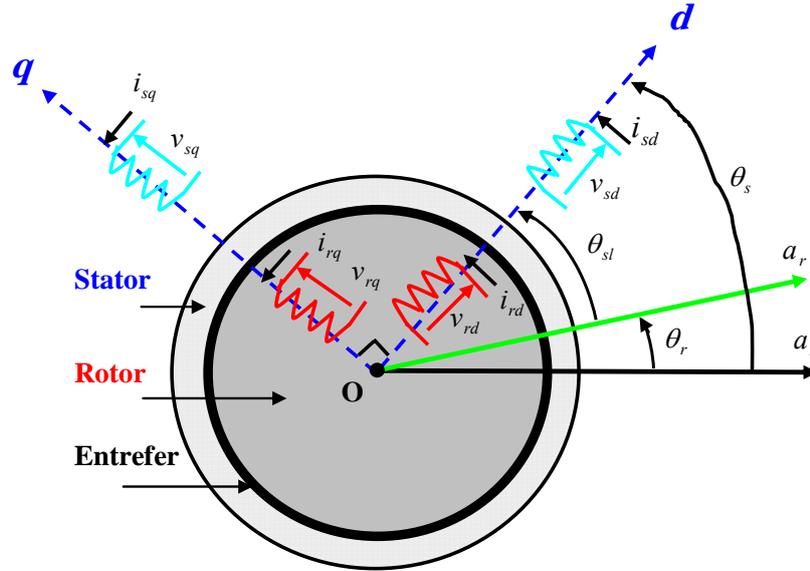


Fig. 1.1: Représentation de la transformation de Park $(a, b, c) \Rightarrow (d, q)$.

Dans le cas général du repère (d, q) , les équations de la machine asynchrone sont données ainsi [4], [5], [105], [108] :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \omega_s \quad (1.1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \omega_s \quad (1.2)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} (\omega_s - \omega) \quad (1.3)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} (\omega_s - \omega) \quad (1.4)$$

Les équations des flux magnétiques statoriques et rotoriques sont données par :

$$\varphi_{ds} = l_s i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (1.5)$$

$$\varphi_{qs} = l_s i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (1.6)$$

$$\varphi_{dr} = l_r i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (1.7)$$

$$\varphi_{qr} = l_r i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (1.8)$$

Avec $\omega = \frac{d\theta}{dt}$, $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ et $\Omega = \frac{\omega}{p}$

La vitesse mécanique de la machine est donnée par $\Omega = \frac{\omega}{p}$ où p représente le nombre de paires de pôles, ω_s est donnée par la vitesse angulaire du repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) tournant. La différence

entre ω_s et ω est la vitesse du glissement notée par ω_{sl} . Le repère (α, β) réellement n'est qu'un cas particulier du repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) en passant par une vitesse ω_s nulle.

Les circuits équivalents qui engendrent les équations (1.5)-(1.8) sont représentés dans le référentiel (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par :

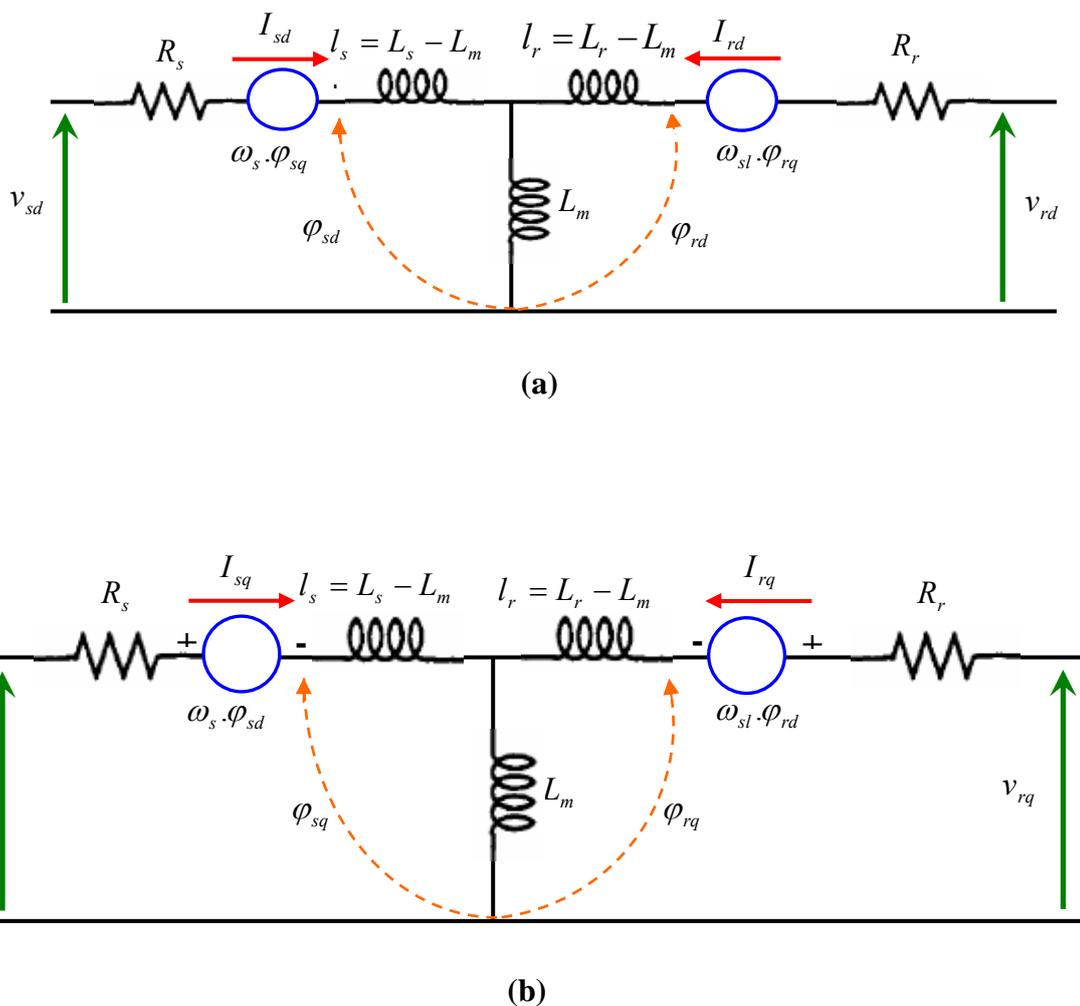


Fig. 1.2 : Circuits équivalents de la machine asynchrone : (a) circuit d'axe d , (b) circuit d'axe q

1.2.3. Modèle du couple électromagnétique

Le couple mécanique développé par la machine est donné par [25] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (1.9)$$

Ainsi, le couple résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Par ailleurs, afin d'obtenir le modèle complet de la machine asynchrone, il faut tenir compte de l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r) \quad (1.10)$$

où C_r représente le couple résistant et J l'inertie totale du moteur avec la charge.

1.2.4. Modèle d'état de la machine

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du repère choisi $((\alpha, \beta)$ ou (d, q)) et du choix des variables d'états pour les équations électriques. Le choix des variables d'états dépend aussi des objectifs fixés pour la stratégie de commande ou pour l'observation. Pour le modèle complet, la vitesse mécanique Ω est une variable d'état. Pour les quatre variables électriques ou flux dont les choix les plus courants sont donnés par :

$$f_1 = (i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \Omega) \quad (1.11)$$

$$f_2 = (i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \Omega) \quad (1.12)$$

$$f_3 = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \Omega) \quad (1.13)$$

$$f_4 = (i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega) \quad (1.14)$$

Le choix des courants statoriques se justifie par le fait qu'ils sont mesurables. Pour la commande nous contrôlons la norme du flux rotorique, d'où le choix des flux rotoriques. Spécialement pour la commande vectorielle, le repère (d, q) tournant avec le flux rotorique, d'où la préférence pour un modèle avec deux composantes du flux rotorique. Le choix des flux ou des quatre courants comme variables d'états se justifie par le fait qu'ils sont de norme sensiblement égale en vue d'une implantation numérique avantageuse pour les observateurs en représentation d'états [2], [147].

Les entrées du modèle de la machine asynchrone sont les tensions (v_{ds}, v_{qs}) dans le repère (d, q) et $(v_{\alpha s}, v_{\beta s})$ dans le repère (α, β) . Physiquement les entrées de la machine sont les tensions (v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}) . Afin d'appliquer les commandes avec le modèle (d, q) il faut passer par la transformation nécessitant la connaissance de la position (θ_s) du repère (d, q) . Pour le modèle en (α, β) il suffit d'appliquer la transformation. En pratique, généralement on évite la mesure des tensions de commande car l'utilisation des onduleurs entraîne un bruit très important [147], [188].

Les sorties du modèle de la machine dépendent de l'objectif considéré : commande ou observation. Pour la commande nous pouvons contrôler soit le couple de la machine soit la vitesse mécanique. La deuxième sortie est généralement la norme du flux rotorique ou statorique permettant d'assurer un fonctionnement dans la partie linéaire du circuit magnétique de la

machine. La vitesse mécanique est mesurée soit par un tachymètre ou par l'intermédiaire de la position à l'aide des codeurs incrémentaux ou absolus ce qui peut poser des problèmes à basse vitesse [147], [188].

Le couple mécanique peut être mesuré à l'aide de couplemètres mécaniques disposés sur l'arbre de la machine. Le flux rotorique ou statorique n'est généralement pas mesurable, à part dans certaines applications expérimentales, car généralement on fait appel à des capteurs (sondes à effet Hall) ou nécessitant l'emploi des observateurs pour la commande de la machine. Pour l'observation, les sorties mesurables sont les courants statoriques qui sont fortement bruités à cause des onduleurs. La vitesse mécanique intervient dans le modèle et peut être estimée, nécessitant ainsi l'emploi d'observateurs non linéaires ou étendus [147], [188].

Ceci nous amène au modèle de la machine asynchrone utilisée pour la commande vectorielle. Nous avons opté pour le choix comme variables d'état, les deux courants statoriques, les deux flux rotoriques et la vitesse mécanique et comme sorties le couple et le flux rotorique. Pour la commande vectorielle nous utilisons le repère (d, q) [147], [188].

1.3. Alimentation de l'onduleur

Depuis une vingtaine d'années, le système d'alimentation de l'onduleur de tension associé à la machine asynchrone connaît un intérêt croissant. L'un des principaux intérêts de ce système d'alimentation de l'onduleur est la réalisation de la réversibilité fonctionnelle de l'énergie électrique sans recourir au circuit auxiliaire. En effet, le système d'alimentation de l'onduleur peut être représenté par un convertisseur AC/DC fonctionnant à facteur de puissance unitaire et capable d'imposer une forme d'onde de courant sinusoïdale quelque soit le type de charge. De nombreux travaux traitent de ce sujet de recherche et des informations plus complètes peuvent être trouvées dans la littérature [2], [13], [62], [125].

Dans le cas où l'alimentation de l'onduleur se fait par le redresseur à MLI ceci permet le réglage indépendant des puissances actives et réactives fournies par l'alimentation. Le contrôle vectoriel de la machine asynchrone, suivant les lois de commandes utilisant les fonctions coûts d'optimisation, permettent :

- de suivre le profil optimal couple – vitesse ;
- de contrôler la puissance réactive ;
- de minimiser les harmoniques injectées dans le réseau d'alimentation.

La minimisation des pertes par effet Joule est obtenue en optimisant la puissance totale. Afin de maintenir la stabilité de la tension continue, il est nécessaire de réguler la puissance absorbée par l'ensemble onduleur-machine.

L'objectif de l'étude de l'étage d'alimentation de l'onduleur est de déterminer les plages de variation des grandeurs caractéristiques des sources afin de maintenir des contraintes acceptables pour la machine :

- courants (échauffement) ;
- tensions (isolations) ;
- flux magnétique (saturation) ;
- couple moteur (mécanique).

L'étude de l'étage d'alimentation de l'onduleur ne peut être dissociée du filtre d'entrée de l'onduleur qui est en général un filtre passif LC. Ce filtre joue un double rôle ; il permet d'une part de réduire les harmoniques de courants produits lors du découpage de l'onduleur et d'autre part de filtrer les perturbations d'harmoniques de courants engendrées par le redresseur [62], [125].

Par ailleurs, dans le cas d'une technique de modulation d'indice m , pour dimensionner ce filtre, il est important de placer sa fréquence de coupure f_c au dessous de la fréquence de l'ordre mf de la tension de sortie du redresseur. Les paramètres du filtre L_f et C_f sont déterminés suivant une méthode d'harmonique [62].

1.4. Schéma et commande de l'onduleur associé à la machine

Le schéma de principe de l'étage onduleur de tension est représenté par la Fig.1.3 dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors IGBT ou GTO ou des thyristors. Les diodes anti-parallèles ou inverses sont des diodes de récupération. Pour assurer la continuité

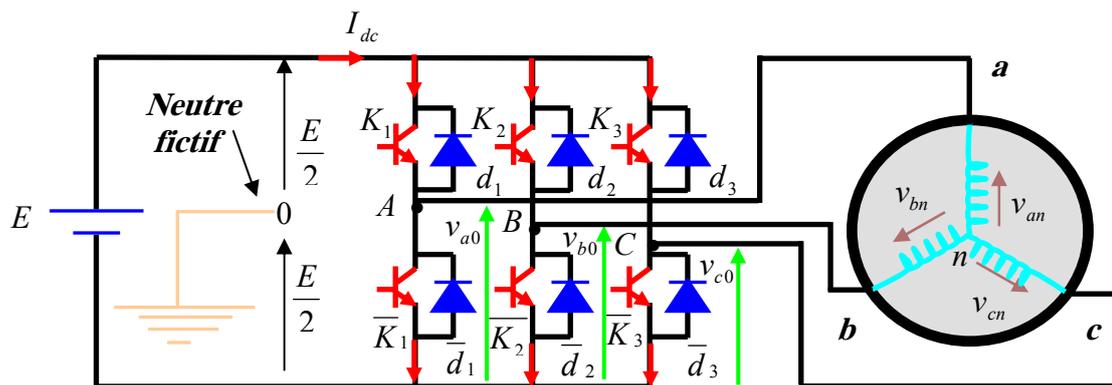


Fig. 1.3 : Représentation de l'ensemble onduleur de tension- machine asynchrone.

des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs (K_i, \bar{K}_i) ($i = 1, 2, 3$) doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les six diodes (d_i, \bar{d}_i) ($i = 1, 2, 3$) sont des diodes de récupérations assurant la protection des transistors.

En général, la commande des semi-conducteurs ou des interrupteurs électroniques cités précédemment est définie suivant trois catégories de MLI qui diffèrent dans le concept et les performances :

- Les modulations *sinus - triangle* effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire (Figs.1.4 et 1.5) [62].
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension et donner une certaine onde fondamentale [147].
- Les modulations *vectorielles* appelées encore M.L.I *régulières symétriques* dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne dite SVM (Fig.1.7, Fig.1.8, Fig.1.9) [73], [74], [75].

Le réglage des tensions de sortie de l'onduleur est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. Actuellement, les onduleurs triphasés à deux niveaux de tension sont commandés par la technique dite SVM qui possède six cellules de commutation donnant huit configurations possibles ($2^3 = 8$). Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension notés de \vec{v}_0 à \vec{v}_7 . Parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant répartis régulièrement tous les 60° (voir Fig. 1.7).

Le principe de la modulation de largeur d'impulsions vectorielle consiste à projeter le vecteur \vec{V}_s de la tension statorique désirée sur les deux vecteurs tensions adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur (Fig.1.8). Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur.

Si nous notons t_i et t_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} .

Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux, nous avons seulement trois degrés de liberté ayant deux états chacun : fermé ou ouvert(0, 1). Nous pouvons donc adresser un tableau des différents états du convertisseur pour chaque secteur (Tableau. 1.1).

		v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7
Tensions triphasées simples	v_{as}	0	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
	v_{bs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
	v_{cs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
Tensions transformées	$v_{s\alpha}$	0	$+\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
	$v_{s\beta}$	0	0	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
Vecteur \vec{v}_i	\vec{v}_i	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{5\pi}{3}}$	0

Tableau 1.1 : Tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ imposées par l'onduleur en fonction de (i) .

La Fig.1.6 fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.

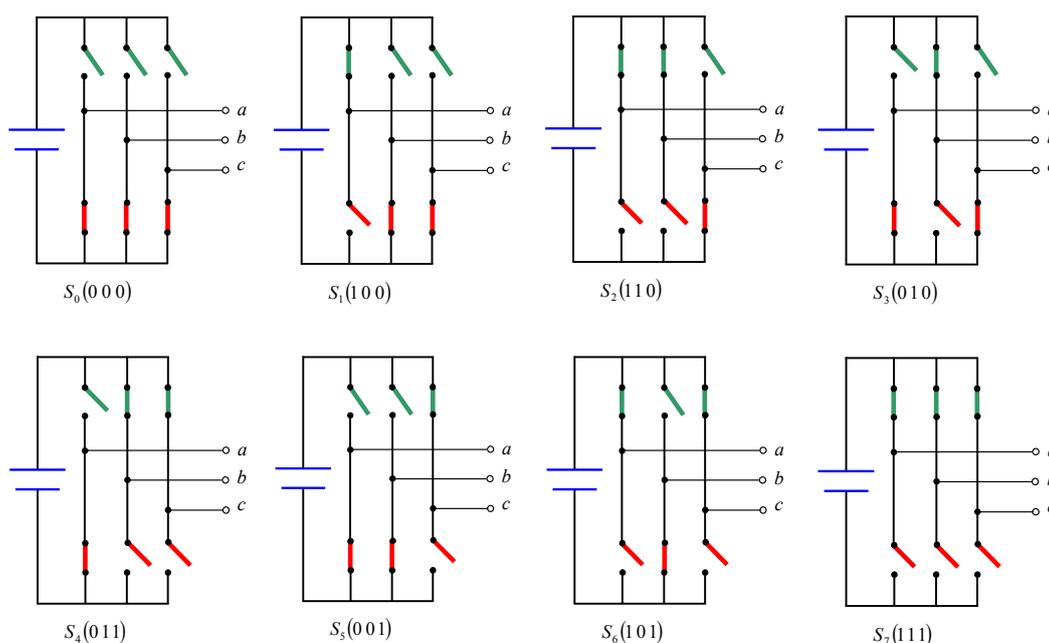


Fig.1.6 : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur tension.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma de la Fig.1.8.

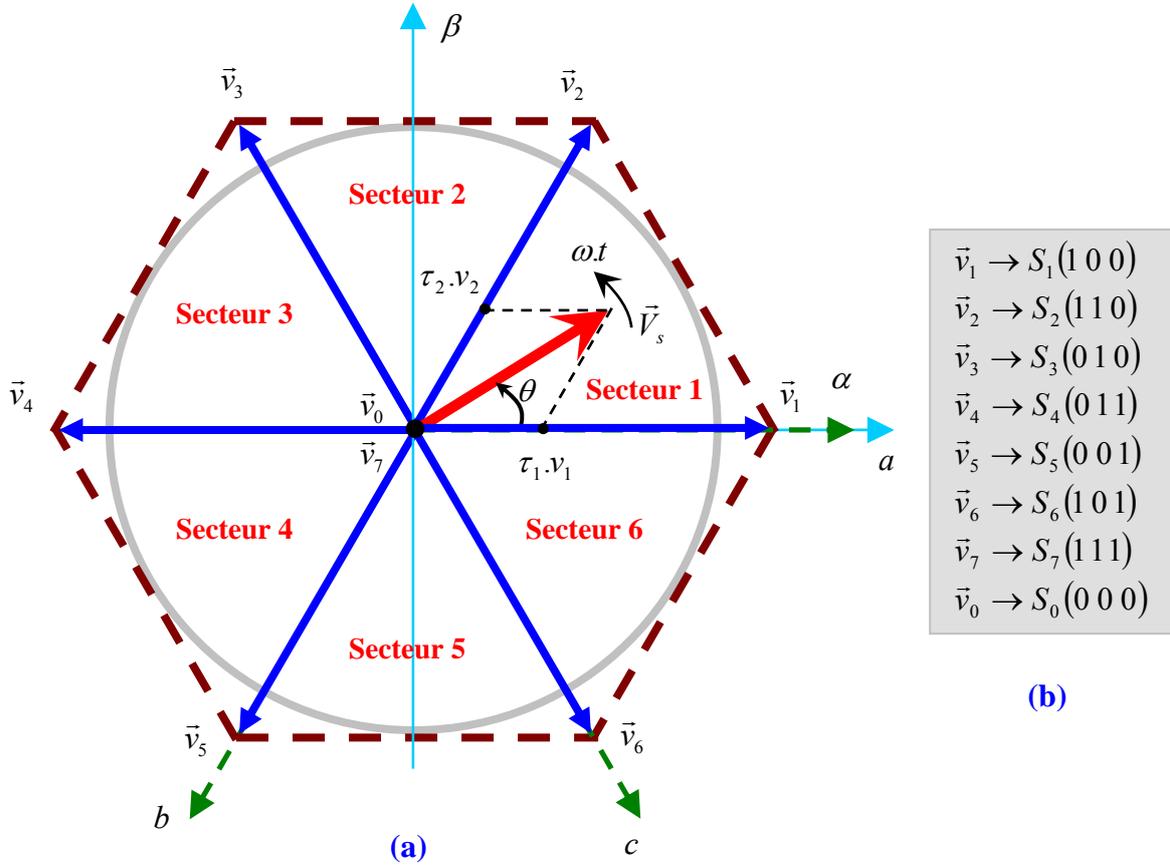


Fig.1.7 : Diagramme des 6 secteurs de la commande SVM.

Le vecteur \vec{V}_s se situe dans le secteur 1 entre le vecteur \vec{v}_1 et \vec{v}_2 , ce qui permet d'écrire :

$$\vec{V}_s = \frac{T_1}{T_{com}} \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_{com}} \vec{v}_2 \quad (1.15)$$

Où T_{com} représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs \vec{v}_1 et \vec{v}_2 . Elles sont exprimées par :

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin(\theta) \\ T_0 = T_{com} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (1.16)$$

T_0 : est la durée d'application de la séquence de roue - libre.

La Figure. 1.8, représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

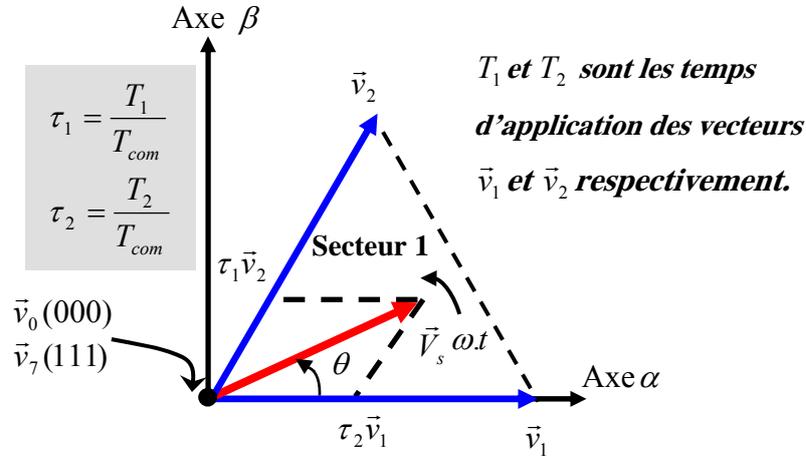


Fig.1.8 : Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.

La somme des deux vecteurs \vec{v}_1 et \vec{v}_2 respectivement appliqués pendant les durées τ_1 et τ_2 donne donc le vecteur \vec{V}_s initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls (\vec{v}_0 et \vec{v}_7) et en codant par un (1) un interrupteur fermé et un zéro (0) un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur \vec{V}_s souhaité.

L'algorithme de calcul de la MLI vectorielle est constitué d'une phase de recherche du secteur angulaire (recherche de i) et d'une phase de calcul des temps d'application des deux vecteurs :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{v}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{3}(i-1)\right)}, \quad i = 1, \dots, 6 \\ \vec{v}_i = 0, \quad i = 0, 7 \\ \vec{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = \vec{v}_i + \vec{v}_{i+1} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot \left(\frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{3}(i+1)\right)} + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{3}(i+2)\right)} \right) \\ T_0 = T_{\text{mod}} - (T_i + T_{i+1}) \\ T_i + T_{i+1} \leq T_{\text{mod}} \end{array} \right. \quad (1.17)$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs d'états pour les différents secteurs (1 à 6).

Secteur 1 $i = 1$	Secteur 2 $i = 2$	Secteur 3 $i = 3$
$T_1 = \frac{T_{com}}{E} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$	$T_2 = \frac{T_{com}}{E} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$	$T_3 = \sqrt{2} \frac{T_{com}}{E} v_{s\beta}$
$T_2 = \sqrt{2} \frac{T_{com}}{E} v_{s\beta}$	$T_3 = \frac{T_{com}}{E} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$	$T_4 = \frac{T_{com}}{E} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$
$T_0 = T_{com} - T_1 - T_2$	$T_0 = T_{com} - T_2 - T_3$	$T_0 = T_{com} - T_3 - T_4$
Secteur 4 $i = 4$	Secteur 5 $i = 5$	Secteur 6 $i = 6$
$T_4 = \frac{T_{com}}{E} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$	$T_5 = \frac{T_{com}}{E} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$	$T_6 = -\sqrt{2} \frac{T_{com}}{E} v_{s\beta}$
$T_5 = -\sqrt{2} \frac{T_{com}}{E} v_{s\beta}$	$T_6 = \frac{T_{com}}{E} \left(+\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$	$T_1 = \frac{T_{com}}{E} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right)$
$T_0 = T_{com} - T_4 - T_5$	$T_0 = T_{com} - T_5 - T_6$	$T_0 = T_{com} - T_6 - T_1$

Tableau 1.2 : Temps d'application des vecteurs d'état pour chaque secteur.

1.4.1. Modèle pratique de la commande SVM de l'onduleur

Dans la pratique de la commande digitale de l'espace de modulation vectorielle sous les conditions de temps critique pour la computation on line de l'ouverture et de la fermeture des composants rapides de l'onduleur [104], nous présentons notre choix sur l'onduleur. Il s'agit d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension (voir figure) avec une méthode basée sur la représentation spatiale de la tension dite (Space Vector Modulation) [25], [104], [108].

Suivant les états des interrupteurs (S_1, S_2, \dots, S_6) huit vecteurs tensions différents, dont deux à tension nulle sur la machine, peuvent être obtenus dans le repère (α, β) (voir figure). Afin d'obtenir en moyenne la tension de référence de la commande (V_{sref}) sur une période de hachage (T_h) de l'onduleur, nous pouvons déterminer les temps de conduction (T_l, T_r, T_0) des vecteurs adjacents à gauche (V_l), à droite (V_r) et du vecteur nul (V_0) avec la relation suivante :

$$\int_0^{T_h} V_{sref} dt = \int_0^{T_r} V_r dt + \int_{T_r}^{T_r+T_l} V_l dt + \int_{T_r+T_l}^{T_h} V_0 dt \quad (1.18)$$

Etant donné que les vecteurs sont constants, on obtient les relations suivantes :

$$V_{sref} = \frac{T_r}{T_h} V_r + \frac{T_l}{T_h} V_l \quad (1.19)$$

$$T_0 = T_h - (T_l + T_r) \quad (1.20)$$

En pratique, l'emploi des semi-conducteurs impose des contraintes sur le temps de conduction minimum $T_0 = 1 \dots 100 \mu s$ [104] ce qui se traduit, pour la norme $\|V\|$ des tensions $V_1 \dots V_6$ par les relations suivantes :

$$k_0 = \frac{T_{0min}}{T_h} \quad (1.21)$$

$$\|V_r\| + \|V_l\| \leq (1 - k_0) \|V\| \quad (1.22)$$

Les tensions (V_{sref}) sont donc dans l'hexagone limite (voir Fig.1.7)

Un autre effet important est lié aux retards de fermeture des semi-conducteurs qui provoquent un retard entre l'extinction et l'allumage des deux semi-conducteurs dans un bras de l'onduleur qui est dite temps mort. Différentes méthodes de compensation ont été proposées dans la littérature [75]. Afin de minimiser le nombre de commutations, nous pouvons appliquer la méthode optimale de commande. Le choix des deux alternances nulles et l'alternance de (V_l) et (V_r) où (V_r) et (V_l) permettent de minimiser le nombre de commutations des interrupteurs. Le signal expérimental de la modulation de largeurs d'impulsions vectorielle (SVM) est donné par la figure 1.9. Pour la conception de la commande il est important de tenir compte de deux types de perturbations liées à l'utilisation d'onduleur [74], [75] :

- un retard statistique de $\frac{1}{2} T_h$,
- un écart entre la tension de commutation et la moyenne de la tension de sortie de l'onduleur pendant une période T_h dû aux temps morts et aux dissymétries des bras de l'onduleur.

Le retard pourrait être introduit dans le modèle continu du moteur.

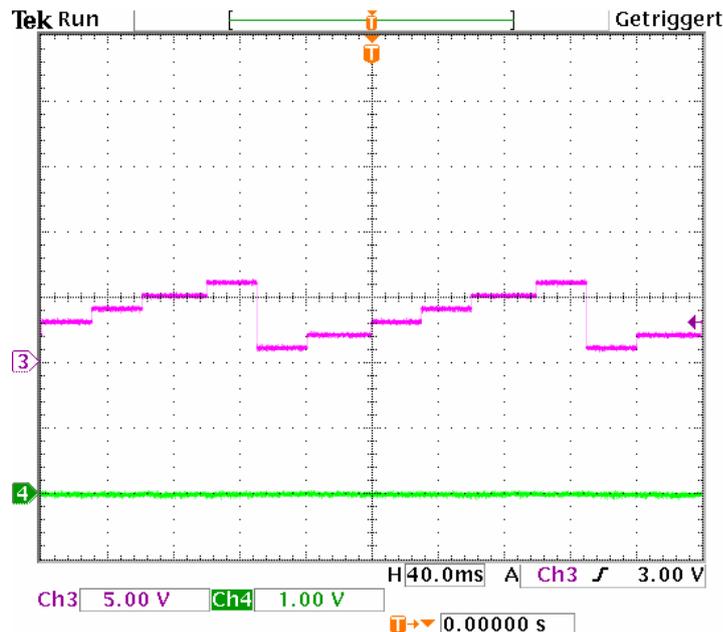


Fig. 1.9 : Signal de commande de modulation de largeurs d’impulsions vectorielle SVM.

1.5. Commande vectorielle par orientation du flux

1.5.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est décrit par Blaschke [21]. Dans son principe, il réalise un découplage électrotechnique. Il amène le comportement de la machine asynchrone à celui d’une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère tournant (d, q) tel que les axes d et q correspondent respectivement au vecteur flux magnétique et au couple électromagnétique. Plusieurs auteurs ont détaillé cette technique de commande [2], [25], [81], [109], [115] ou des articles de synthèse tel que [1], [17], [21], [84], [111], [125].

En effet, à partir de ce principe de base de la commande vectorielle, de nombreuses variantes ont été présentées que nous pouvons classer de la façon suivante [25], [109], [115], [147], [177]:

- Source d’énergie; deux types de commandes peuvent être citées : Commande en courant (CCI) et Commande en tension (VSI) ;
- Détermination de la position du flux rotorique : indirect pour le contrôle de la fréquence de glissement (IFOC) et direct pour la mesure directe du flux ou observation du flux (DFOC) ;
- Orientation du choix de repère (d, q) ; trois référentiels peuvent être envisagés : Référentiels liés aux flux rotorique, statorique et d’entrefer ;

- Acquisition du flux; plusieurs modèles peuvent être cités : modèle du rotor, stator et observateur ou estimateur de flux. Pour l'estimation du flux, nous envisageons trois modèles : modèle de courant, modèle de tension et modèle d'élimination ;
- Estimation et adaptation des paramètres de la machine asynchrone ;
- Optimisation et contrôle des pertes de puissance dans le cas des entraînements variables.

Dans notre étude, il est nécessaire de faire un choix judicieux du référentiel. Pour cela, nous nous limitons au principe de base qui décrit l'orientation dans le repère (d, q) suivant le flux rotorique. Le flux orienté φ_i peut être le flux statorique φ_s , le flux rotorique φ_r , le flux magnétisant φ_{dq} (flux d'entrefer). Alors, nous pouvons avoir par conséquent trois possibilités d'orientation qui permettent chacune, d'avoir un fonctionnement découplé à savoir :

- orientation du flux rotorique par : $\varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$;
- orientation du flux statorique par : $\varphi_{ds} = \varphi_s, \varphi_{qs} = 0$;
- orientation du flux magnétisant par : $\varphi_{mdq} = \varphi_{dm}, \varphi_{qm} = 0$.

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante en quadrature du courant statorique avec le flux. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant statorique.

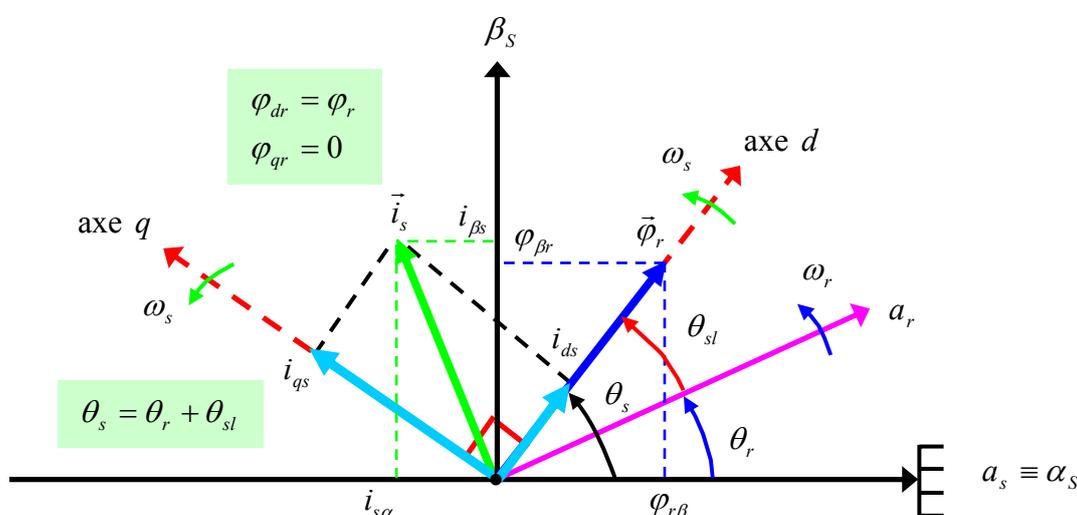


Fig. 1.10 : Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer).

1.5.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté

Pour ce type de commande, nous choisissons un repère d'axes (dq) tel que l'axe (d) suit le vecteur flux φ_r . Le modèle d'étude s'écrit comme suit :

L'alignement de flux φ_r sur l'axe d ce qui entraîne que :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

Les équations d'état s'écrivent donc comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_{sr} i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{K_r}{T_r} \varphi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_{sr} i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + K_r \omega \varphi_r \end{cases} \quad (1.24)$$

$$\begin{cases} \varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = L_m i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \end{cases} \quad (1.25)$$

Avec :

$$R_{sr} = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}, \quad K_r = \frac{L_m}{L_r} \quad (1.26)$$

Nous substituons les équations (1.41) dans (1.42) et nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{K_r}{T_r} \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - K_r \omega \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \end{cases} \quad (1.27)$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \omega_{sl} \varphi_r \end{cases} \quad (1.28)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{J L_r} \varphi_r i_{qs} - \frac{C_r}{J} \quad (1.29)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} = \frac{R_{sr}}{\sigma L_s} \quad (1.30)$$

Nous introduisons la vitesse angulaire de glissement, alors nous obtenons :

$$\frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \varphi_r} \quad (1.31)$$

Prenons le système d'équation (1.44) en utilisant l'opérateur de Laplace (s) qui s'écrit:

$$\begin{cases} \varphi_r = \frac{L_m}{1 + s T_r} i_{sd} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{qs} \end{cases} \quad (1.32)$$

Cependant, nous pouvons donc commander ou contrôler le flux rotorique à l'aide de la composante i_{sd} et nous pouvons commander ou contrôler le couple électromagnétique

uniquement avec la composante i_{sq} . Afin d'assurer un contrôle du couple et pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à son niveau nominal. La constante de temps T_r est relativement lente par rapport aux dynamiques de couple demandées.

1.5.3. Découplage par compensation des tensions

La commande en tension par orientation de flux rotorique consiste à commander la machine asynchrone par les deux tensions v_{ds_com} et v_{qs_com} qui sont complètement découplées. Selon le système d'équations (1.32) le flux rotorique est constant. Il y a un fort couplage entre le courant i_{qs} et la tension v_{ds} d'une part et le courant i_{ds} et la tension v_{qs} d'autre part. Il existe différents techniques pour réaliser le découplage pour les grandeurs de commande : découplage par retour d'état et découplage par compensation.

La méthode générale, pour obtenir un système d'équations linéaires, consiste à faire intervenir une compensation qui a pour but d'annuler les termes croisés et les termes non linéaires [106], [108], [147]. Le système d'équations (1.32) peut être réécrit de la façon suivante:

$$\begin{cases} v_{sd_com} = v_{sd_lin} + v_{sd_coup} \\ v_{sq_com} = v_{sq_lin} + v_{sq_coup} \end{cases} \quad (1.33)$$

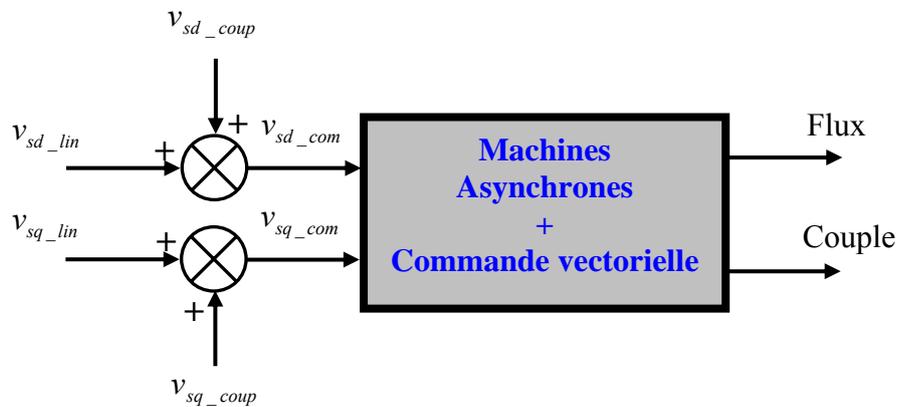


Fig.1.11 : Reconstitution des tensions v_{sd_com} et v_{sq_com} .

Ce principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande v_{sd_lin} et v_{sq_lin} tel que v_{sd_lin} n'agit que sur i_{sd} et v_{sq_lin} sur i_{sq} .

A partir de l'Equation (1.42), on a :

$$\begin{cases} v_{sd_com} = v_{sd} \\ v_{sq_com} = v_{sq} \end{cases} \quad (1.34)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{sd_coup} = -\sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{K_r}{T_r} \varphi_r \\ v_{sq_coup} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + K_r \omega \varphi_r \end{cases} \quad (1.35)$$

v_{sd_coup} et v_{sq_coup} sont les forces électromotrices de compensation (ou les terme de couplage).

Alors le nouveau système de commande (Fig. 1.12) pour lequel :

$$\begin{cases} v_{sd_lin} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_{sr} i_{sd} \\ v_{sq_lin} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (1.36)$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

A partir de ces équations, nous pouvons faire apparaître d'une façon explicite les expressions du flux et du couple :

$$\begin{cases} \varphi_r = \frac{L_m}{\sigma L_s} \frac{1}{(1 + sT_r)(\gamma + s)} v_{sd_lin} \\ C_{em} = \frac{pL_m \varphi_r}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{(\gamma + s)} v_{sq_lin} \end{cases} \quad (1.37)$$

Cependant, le schéma de découplage en tension par orientation du flux rotorique est donné par la Fig. (1.5).

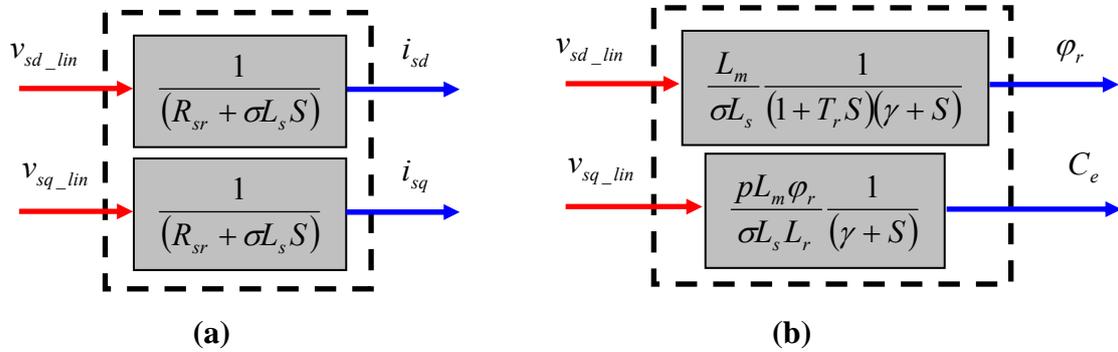


Fig. 1.12 : Schéma bloc de découplage :

(a) commande découplée pour i_{ds} , i_{sq} , (b) découplage en tension par orientation du flux rotorique

Cependant, la dynamique des termes de couplage v_{ds_coup} et v_{qs_coup} doit être plus faible que la dynamique des grandeurs régulées i_{ds} et i_{qs} , pour compenser les termes v_{ds_coup} et v_{qs_coup} . Les fonctions de transfert résultantes vis-à-vis de la régulation sont de premier ordre :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{i_{ds}}{v_{ds_com} - v_{ds_coup}} = \frac{1}{R_{sr}} \frac{1}{\left(1 + s \frac{\sigma L_s}{R_{sr}}\right)} \\ \frac{i_{qs}}{v_{qs_com} - v_{qs_coup}} = \frac{1}{R_{sr}} \frac{1}{\left(1 + s \frac{\sigma L_s}{R_{sr}}\right)} \end{array} \right. \quad (1.38)$$

Ils existent, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté : la première, appelée directe [21] et repose sur une commande de flux en boucle fermée. La seconde, dite méthode indirecte, caractérisée par une commande du flux en boucle ouverte.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{ds} = \gamma \sigma L_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{K_r}{T_r} \sigma L_s \varphi_r \\ U_{qs} = \gamma \sigma L_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + K_r \omega \varphi_r \end{array} \right. \quad (1.39)$$

Afin de commander U_{sd} et U_{sq} , qui dépendent de i_{sd} et i_{sq} par un terme de premier ordre, il faut éliminer des termes de couplage par prés compensation.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{ds_comp} = +\omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{K_r}{T_r} \sigma L_s \varphi_r \\ U_{qs_comp} = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - K_r \omega \varphi_r \end{array} \right. \quad (1.40)$$

Ceci nous amène au schéma de principe de la commande vectorielle en tension. Le problème essentiel de la commande est néanmoins de déterminer la position et de l'amplitude du flux rotorique. Les méthodes de commande vectorielle sont données [21], [74], [108], [115] :

- Méthode de commande vectorielle directe ;
- Méthode de commande vectorielle indirecte.

1.6. Commande vectorielle directe

Dans cette commande vectorielle, il est exigé la connaissance plus ou moins exacte de l'amplitude et de la phase du flux rotorique. Pour déterminer l'amplitude et la position du flux rotorique, l'idée naturelle est de mesurer le flux à l'aide des capteurs à effet hall où à l'aide des bobinages supplémentaires [21]. Le problème rencontré, ceci nécessite des moteurs spéciaux et fragilise la machine ce qui perd l'avantage principal de la machine asynchrone c'est sa robustesse [14], [15], [29].

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux, généralement le modèle de la machine utilisée est celui de la première approche pratique de [108], [115], on effectue l'intégrale des équations suivantes :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \quad (1.41)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = p\Omega + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \varphi_r} \quad (1.42)$$

Où θ_s donne la position du flux. Nous remarquons que les équations dépendent des paramètres de la machine et plus spécialement de la résistance rotorique qui varie fortement avec la température et de la saturation. Cette structure est donc peu robuste par rapport aux variations paramétriques et nécessite l'emploi d'une adaptation paramétrique de la résistance rotorique [58].

Ainsi, le modèle de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension pour une orientation du flux rotorique est basé sur le choix qui consiste à considérer les deux tensions statoriques (v_{ds} , v_{qs}) comme variables de commande, les courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}), le flux rotorique φ_r et la vitesse Ω comme variables d'états.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_{sr} i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{K_r}{T_r} \varphi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_{sr} i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + K_r \omega \varphi_r \\ |\varphi_{r_est}| = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha_o}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta_o}^2} \\ \cos(\hat{\omega}_s t) = \frac{\hat{\varphi}_{r\alpha_o}}{|\varphi_{r_est}|} \quad \text{et} \quad \sin(\hat{\omega}_s t) = \frac{\hat{\varphi}_{r\beta_o}}{|\varphi_{r_est}|} \\ \hat{\theta}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\varphi}_{r\beta_o}}{\hat{\varphi}_{r\alpha_o}} \right) \end{array} \right. \quad (1.43)$$

Le schéma détaillé de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension est donné par la Fig. 1. 13. Pour le régulateur de vitesse, il agit directement sur le couple pour régler la vitesse mécanique. Le Bloc de l'estimation ou de l'observation du flux utilise les courants statoriques, les tensions statoriques et la vitesse mesurée pour estimer le flux rotorique et sa phase.

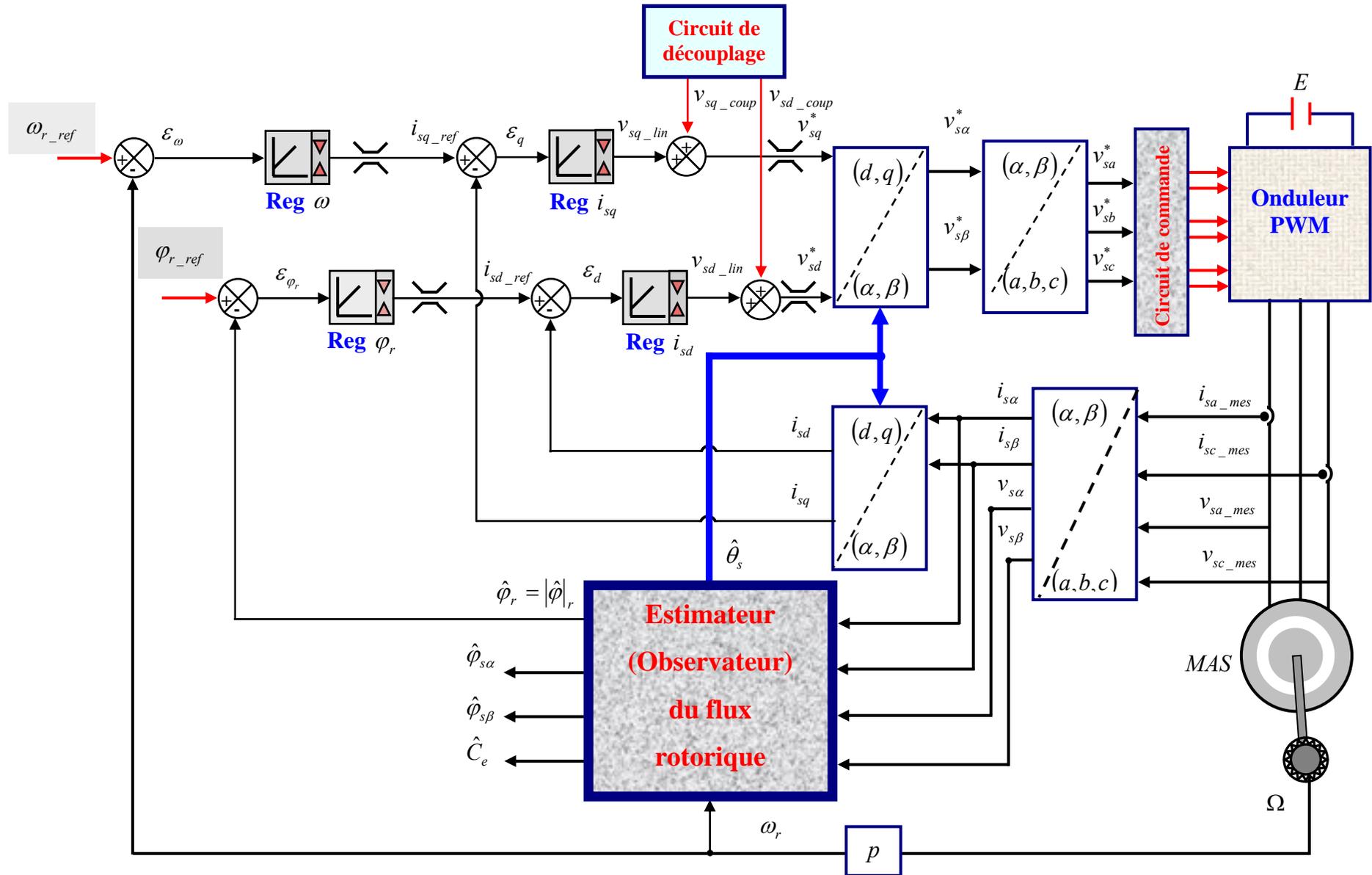


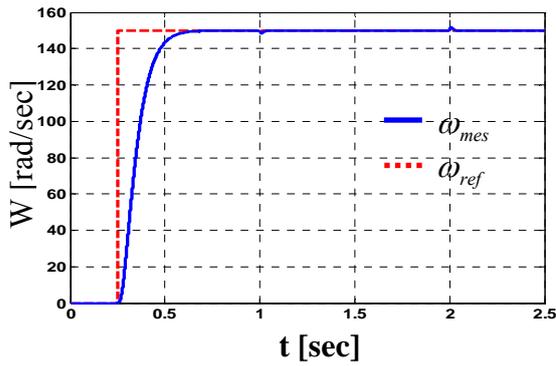
Fig. 1.13 : Schéma de la commande vectorielle directe pour une alimentation en tension de la machine asynchrone.

1.6.1. Simulation et interprétation des résultats

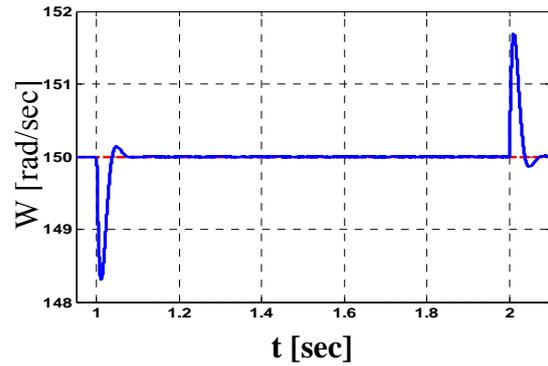
Pour tester le comportement de la machine asynchrone avec un régulateur (*PI*), la structure de la commande vectorielle directe a été simulée pour les régimes de fonctionnement suivants :

- pour $0 < t < 0,25 \text{ s}$ la consigne de la vitesse ω_{ref} est nulle,
- pour $0,25 < t < 2,5 \text{ s}$ la consigne de la vitesse est 150 rad/s , l'application et l'élimination d'un couple de charge aux instants 1 sec et 2 sec respectivement. Les réponses obtenues pour ce mode de commande sont illustrées sur les courbes de la Figure. 1.8. Nous constatons qu'après un temps de démarrage d'environ de $0,51 \text{ s}$:
 - La vitesse atteint la valeur de consigne sans dépassement et coïncide avec sa référence (consigne) durant le régime permanent.
 - L'application d'une charge provoque une chute de vitesse égale à $1,6921 \%$ de sa valeur de consigne. La compensation de cette chute est faite par l'intervention des régulateurs (*PI*).
 - Le courant i_{sq} suit parfaitement sa référence i_{sq_ref} durant tout l'essai, ce courant est l'image du couple. Le courant i_{sd} reste constant et égal à sa valeur de référence ($i_{sd_ref} = 5,21 \text{ A}$) durant le régime permanent.

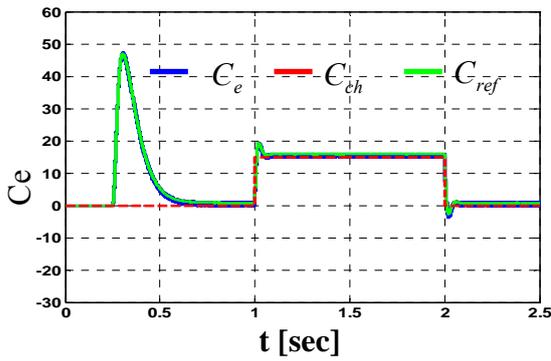
Réponse de la vitesse mécanique



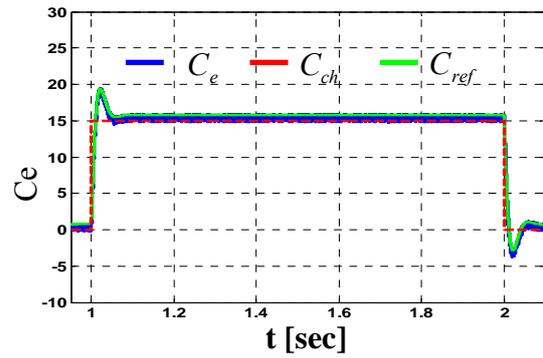
Zoom : ω



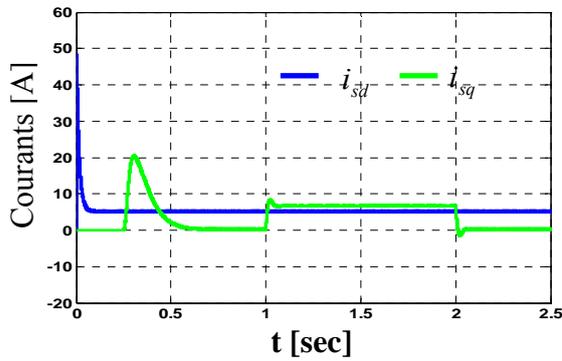
Réponse du couple électromagnétique



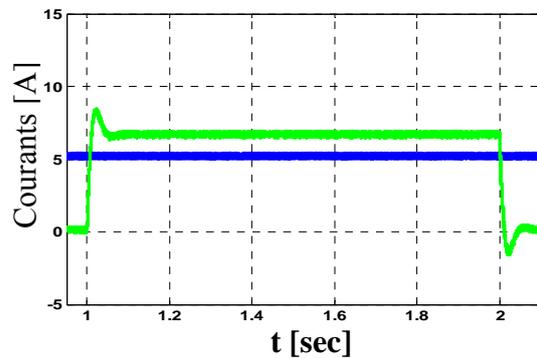
Zoom : C_e



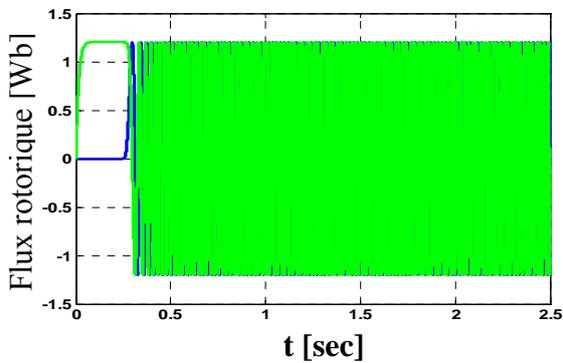
Réponse des courants statoriques



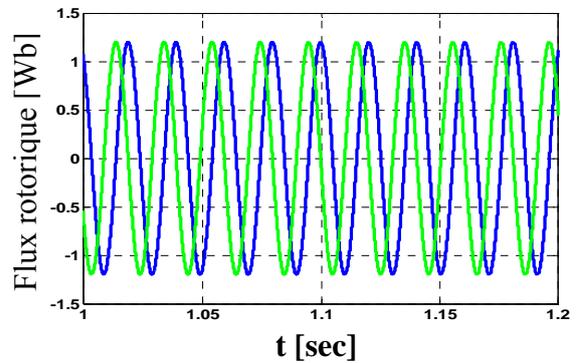
Zoom : i_{sd} et i_{sq}



Flux estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$



Zoom de $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$



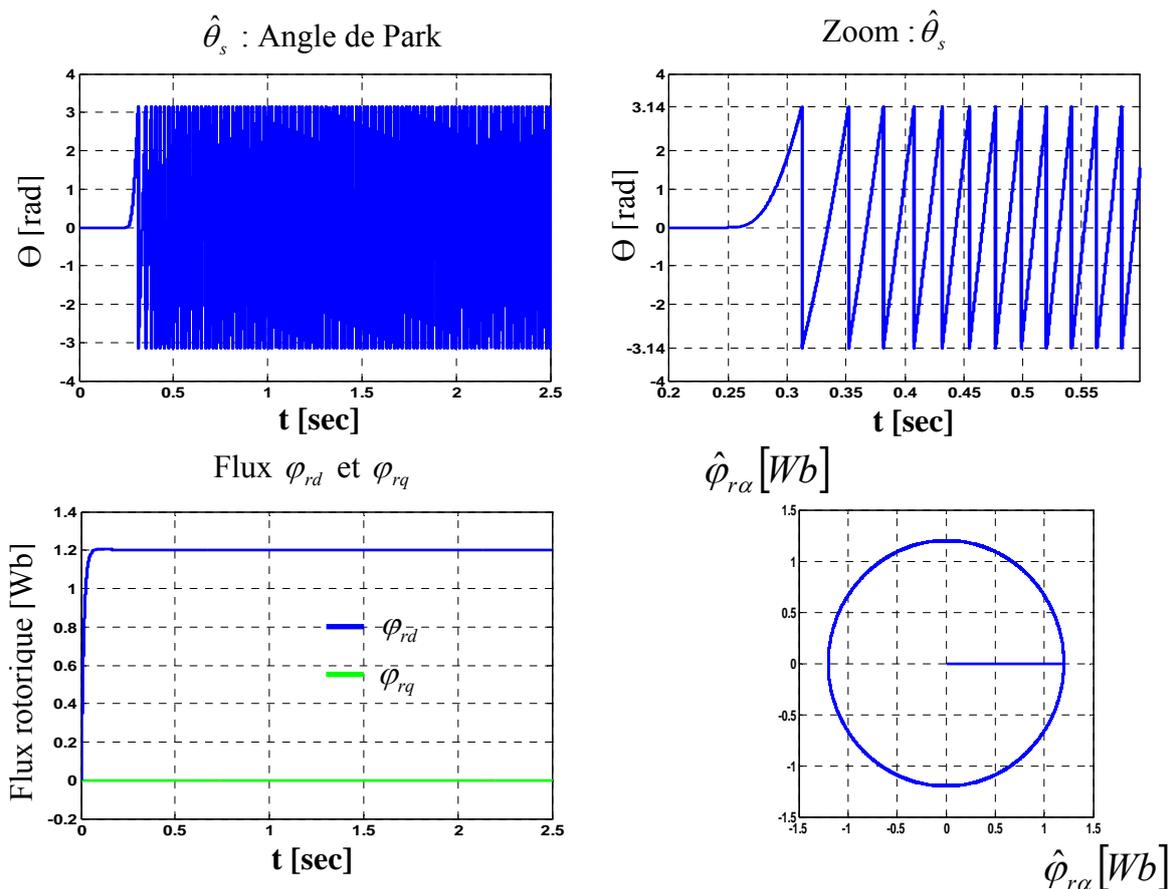


Fig.1.14 : Résultats de simulation de la commande vectorielle directe lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de $C_{ch} = 15 \text{ N.m}$ à $t = [1 \dots 2]$ sec.

1.6.2. Influence de la variation des paramètres résistifs sur le découplage

Les paramètres de la machine asynchrone ne sont pas généralement connus de manière précise et leur estimation résulte, en pratique, d'une identification du processus effectuée antérieurement. Dans cette section, nous étudions l'influence des paramètres résistifs des machines asynchrones sur les performances du système de commande [14], [36], [41].

Afin d'éviter de mesurer le flux, nous avons montré dans le chapitre précédent qu'il était possible de l'estimer ou de l'imposer indirectement au moyen de modèles. Cette grande dépendance vis-à-vis d'un modèle induit d'importants problèmes de sensibilité de cette commande aux incertitudes sur ce modèle. Ces incertitudes sont dues aux variations des résistances statoriques et rotoriques avec la température [38], [47], [112].

La résistance rotorique est le paramètre le plus difficile à identifier avec précision, surtout pour les machines à cages, alors qu'il joue généralement un rôle important dans la commande vectorielle. Ce paramètre peut varier de 100% avec la température. La résistance statorique subit

a priori des variations dues à la température moins importante. Car le stator est généralement proche de l'enveloppe extérieure de la machine.

Nous avons testé le comportement du système lorsque la résistance statorique varie suivant la courbe de la Fig. 1.15. Le système a été tout d'abord démarré à la vitesse de consigne avec un couple de charge $C_{ch} = 15 \text{ N.m}$ aux instants $t = 1 \text{ sec}$ et $t = 2 \text{ sec}$ (75 % de la valeur nominale). Pour le travail de simulation, nous avons supposé que la résistance statorique change linéairement à partir de 0,9 sec de 100 % de sa valeur nominale à 200 % en 0,6 sec. Cette valeur est maintenue pendant 1 sec. Puis nous avons testé le comportement du système lorsque la résistance rotorique varie suivant la courbe de la Fig. 1.11.

Les courbes de la Fig. 1.12 montrent que :

- La dynamique de la machine n'est pas affectée par la variation de la résistance statorique.

En régime permanent nous remarquons :

$$E_{rr_w} = \pm 0,3 \text{ rad/sec}, E_{rr_C_e} = \pm 0,9 \text{ N.m} \text{ et } E_{rr_p_r} = 0 \text{ Wb}$$

- Le décalage sur la position est négligeable ;
- L'erreur sur le courant i_{sa} est nulle.

La Figure. 1.13 : illustre la dégradation des performances, d'une commande vectorielle directe, due à une erreur importante sur l'estimation de la résistance rotorique :

- L'erreur sur le couple est importante (max - 4 ÷ 5 N.m) ;
- L'erreur sur la vitesse est importante (max - 0,5 ÷ 1,5 rad/sec).

L'incertitude sur la résistance rotorique induit donc des erreurs sur l'amplitude et sur l'orientation du flux dans la machine avec les conséquences suivantes :

- la position estimée du flux rotorique est affectée par cette variation ;
- la réponse des grandeurs régulées (vitesse, couple, flux, courant) est dégradée ;
- le système peut devenir instable quand l'erreur d'orientation devient trop importante ;
- un courant statorique supplémentaire est consommé pour développer un couple donné, ce qui diminue le rendement du système.

La variation de la résistance statorique n'affecte pas les performances de la commande directe, donc notre commande est robuste vis à vis de la variation de la résistance statorique, puisque l'effet de la variation de la résistance statorique est éliminé par la dynamique de l'estimateur du flux rotorique en boucle fermée.

Cette commande dépend donc fortement des paramètres de celle-ci. Un changement de température provoque une modification des résistances rotorique et statorique. Un déplacement du point de fonctionnement entraîne un changement de la constante de temps rotorique. Une erreur sur la position du flux entraîne une perte de découplage. Elle conduit à une dégradation notable de la dynamique. Elle amène des oscillations sur le couple et réintroduit une non linéarité.

Cette importante dégradation explique l'obligation de réévaluer en temps réel la résistance rotorique.

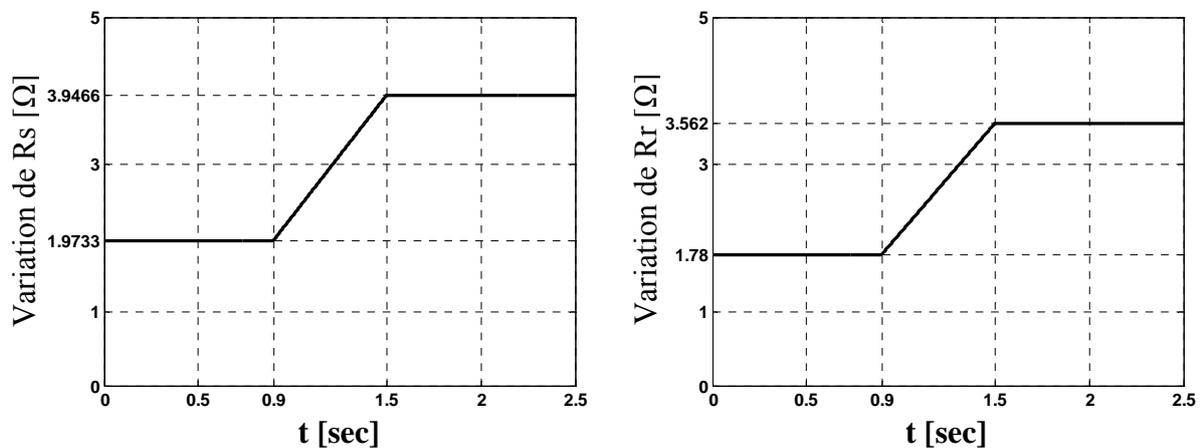


Fig.1.15 : Représentation de la variation en rampe des paramètres résistifs.

La variation de la résistance rotorique implique une erreur dans le calcul de la loi de commande, la matrice de découplage et dans l'estimation du flux rotorique. Par conséquent on a une dégradation dans les performances de la commande qui se traduit par des erreurs importantes sur les réponses de la machine.

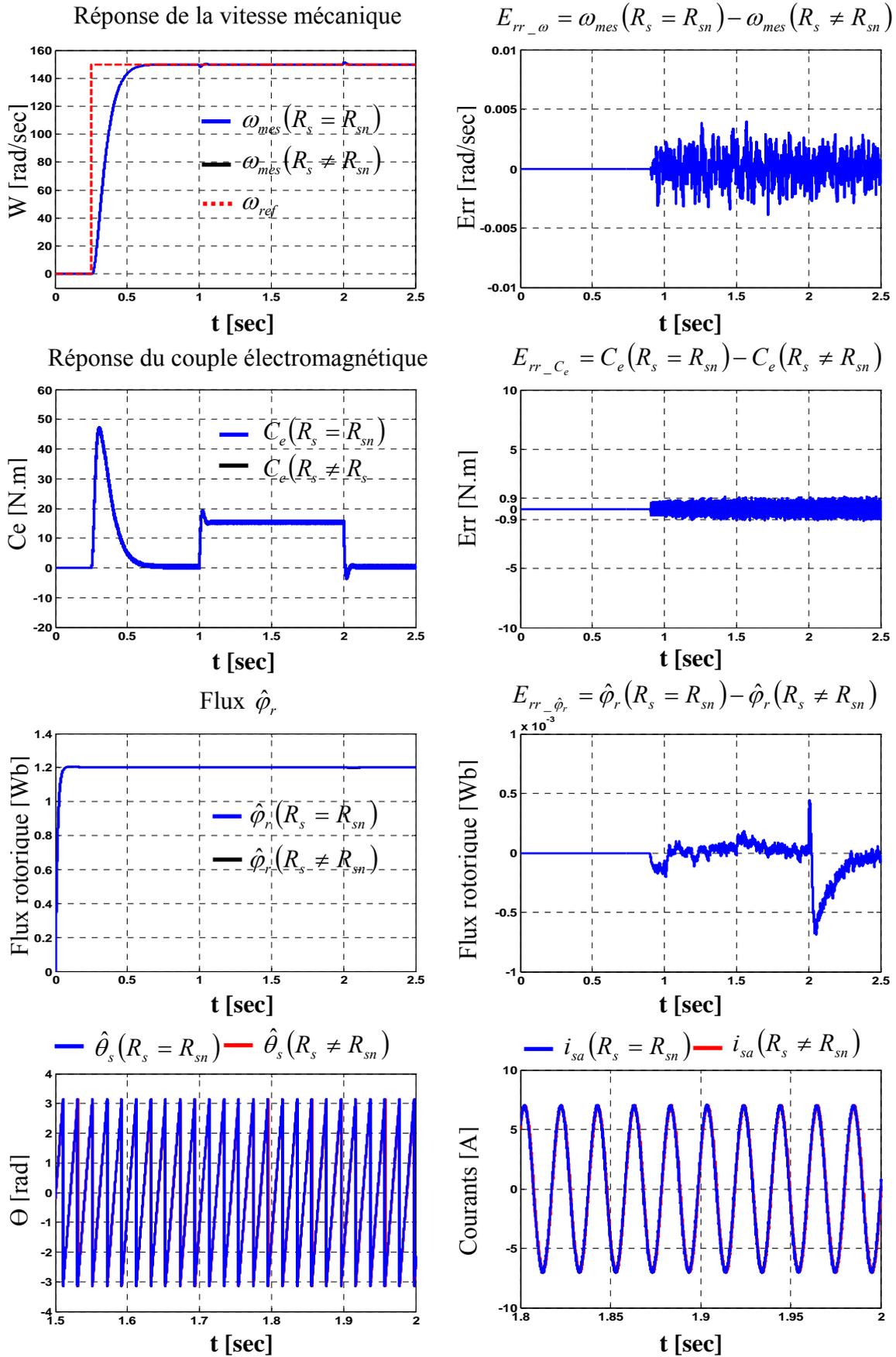


Fig.1.16 : Réponses dynamiques du système lors de la variation de la résistance statorique, avec $C_{ch} = 15 \text{ N.m}$ à $t = [1 \dots 2] \text{ sec}$.

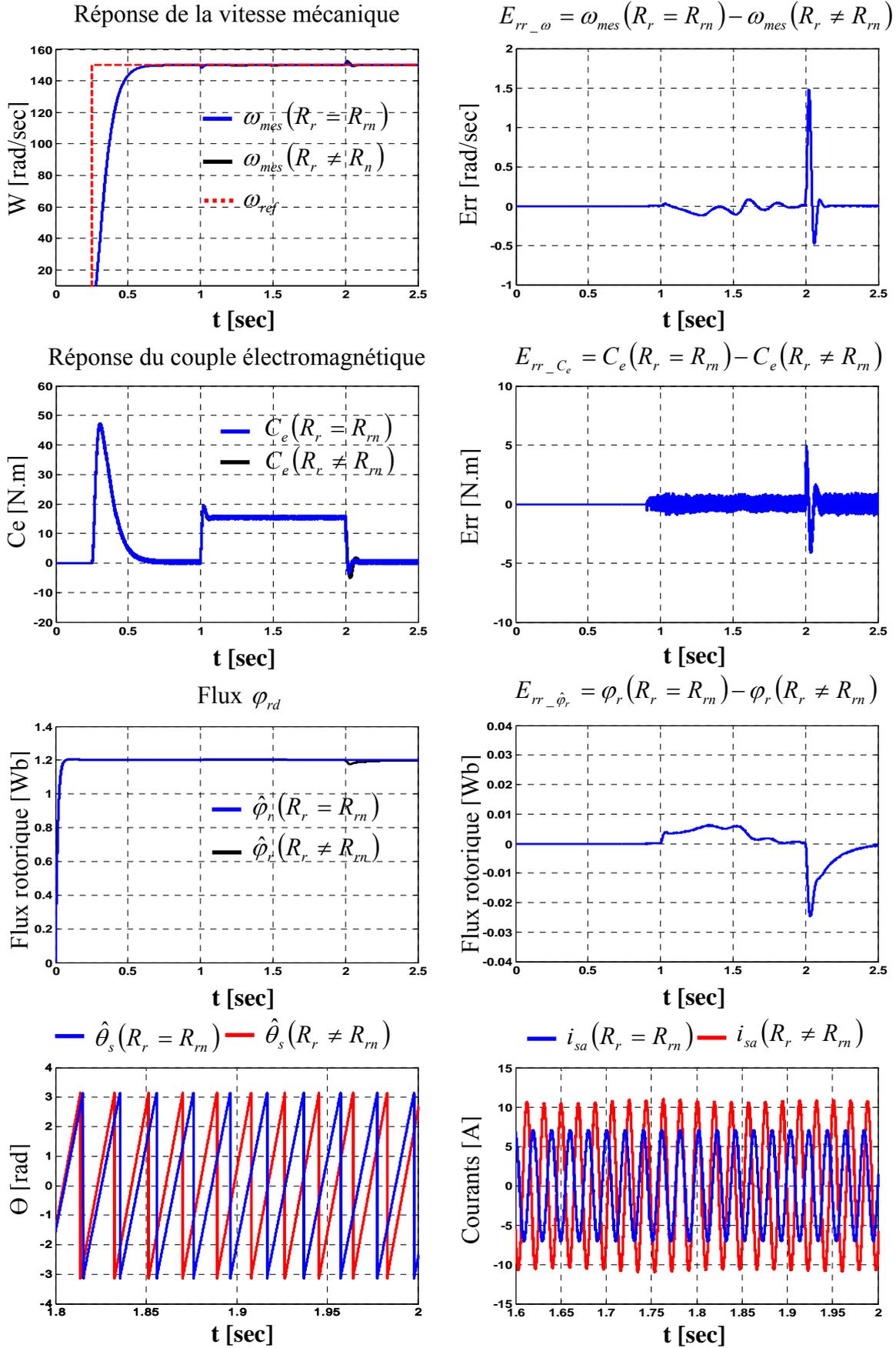


Fig.1.17 : Réponses dynamiques du système lors de la variation de la résistance rotorique, avec $C_{ch} = 15 \text{ N.m}$ à $t = [1 \dots 2] \text{ sec}$.

1.7. Commande vectorielle indirecte

Cette commande indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux mais seulement sa position. Dans ce cas le flux n'est pas contrôlé directement. C'est une variable intermédiaire liée au flux par un modèle de référence. En reprenant la description d'une commande vectorielle du flux rotorique sur l'axe d du repère lié au champ tournant, nous constatons que seule la composante directe du courant statorique i_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} si le flux rotorique φ_r est toutefois maintenu constant. Par contre, les équations de tensions montrent un découplage indésirable, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit de découplage lors de l'implémentation de la commande. D'où nous tirons une commande découplée en tension qui consiste à contrôler la composante directe par v_{sd} et en quadrature v_{sq} de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine [15], [24].

1.7.1. Principe de la commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode de commande indirecte, contrôle de la fréquence de glissement, est qu'elle n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais uniquement sa position [71]. Considérant l'Equation (1.14), dont nous pouvons obtenir la position du repère (ϑ_s) par un calcul d'intégrale (voir Fig.1.18).

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \theta + \int_0^{\tau} \frac{L_m i_{sq}}{T_r \varphi_r} dt \quad (1.44)$$

Nous notons que la mesure de la position (ϑ) est nécessaire. Il s'agit d'une estimation de (ϑ_s) en boucle ouverte qui dépend de la résistance rotorique. Ce qui nécessite donc l'emploi d'une adaptation paramétrique [108], [124]. Pour surmonter ce problème des méthodes sont proposées [66], [68]. Très souvent les mauvaises performances en régulation de couple sont rattrapées par la boucle de régulation de vitesse.

Finalement, nous notons que l'implantation en temps réelle pose des problèmes très importants et spécifiques pour l'estimation du flux rotorique (voir ultérieurement).

1.7.2. Schéma de la commande vectorielle indirecte

Dans le schéma de la Fig. 1.18, le flux de référence est déterminé par l'intermédiaire du bloc « Référence de flux » dans lequel est implémentée une loi de défluxage de la machine asynchrone. On sait que pour obtenir des vitesses supérieures à la vitesse de base, il faut réduire le flux de la machine. Pour des vitesses inférieures à la vitesse de base, on impose la valeur nominale du flux et pour des vitesses supérieures il faut défluxer la machine en fonction de sa vitesse.

La loi de défluxage a été déterminée en fonction de la puissance nominale de la MAS. Pour des vitesses inférieures à la vitesse de base, la puissance de la machine asynchrone est limitée par le courant nominal (ou par le couple nominal). Pour des vitesses supérieures à la vitesse de base, on ne peut pas charger la machine au couple nominal parce que sa puissance dépasserait la valeur nominale et la machine surchaufferait. Il faut, donc, limiter la puissance de la machine à sa valeur nominale [108], [115].

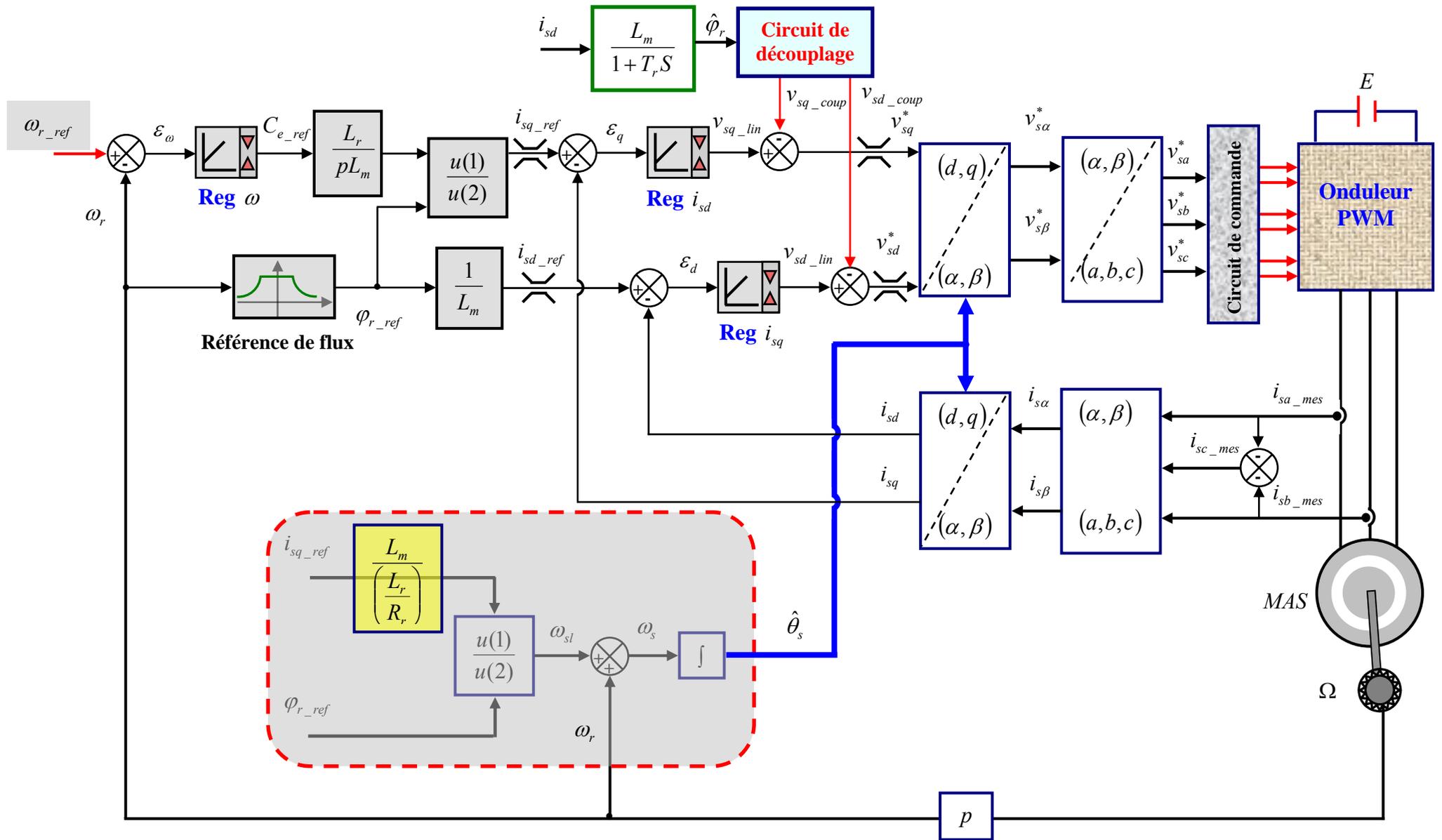


Fig.1.18 : Schéma de la commande vectorielle indirecte pour une alimentation en tension de la machine asynchrone.

En négligeant les frottements et les pertes dans la machine électrique, on peut exprimer la puissance en fonction du couple électromagnétique et de la vitesse.

$$P = C_e \Omega = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{sq} \Omega \quad (1.45)$$

P est la puissance nominale et Ω est la vitesse mécanique de la machine, le flux rotorique de référence est imposé par :

$$\varphi_{r_ref} = \begin{cases} \varphi_{rn} \frac{\Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \\ \varphi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \end{cases} \quad (1.46)$$

1.7.3. Simulation et interprétation des résultats

Pour tester le comportement de la machine asynchrone avec le mode de défluxage, nous avons simulé la structure de la commande vectorielle indirecte avec des vitesses de consigne inférieures et supérieures à la vitesse nominale ($\Omega_n = 1420 \text{ tr}/\text{min} = 148,7 \text{ rad}/\text{sec}$).

La Figure.1.19 montre le comportement d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles (3 kW à $1500 \text{ tr}/\text{min}$). Au début, la machine ne tourne pas et seul le flux est maintenu à sa valeur nominale. Après $0,25 \text{ sec}$, on a un échelon de vitesse de $100 \text{ rad}/\text{sec}$ aux instants $0,25 \text{ sec}$ et $1,5 \text{ sec}$ puis un deuxième échelon de vitesse de $160 \text{ rad}/\text{sec}$ aux instants $1,5 \text{ sec}$ et $3,25 \text{ sec}$ et un autre échelon de vitesse de $100 \text{ rad}/\text{sec}$ aux instants $3,25 \text{ sec}$ et 4 sec . La MAS démarre à flux nominal, mais dès que la vitesse dépasse la vitesse nominale, on commence le défluxage. Cela se voit sur les allures du courant i_{sq} du flux et de la vitesse.

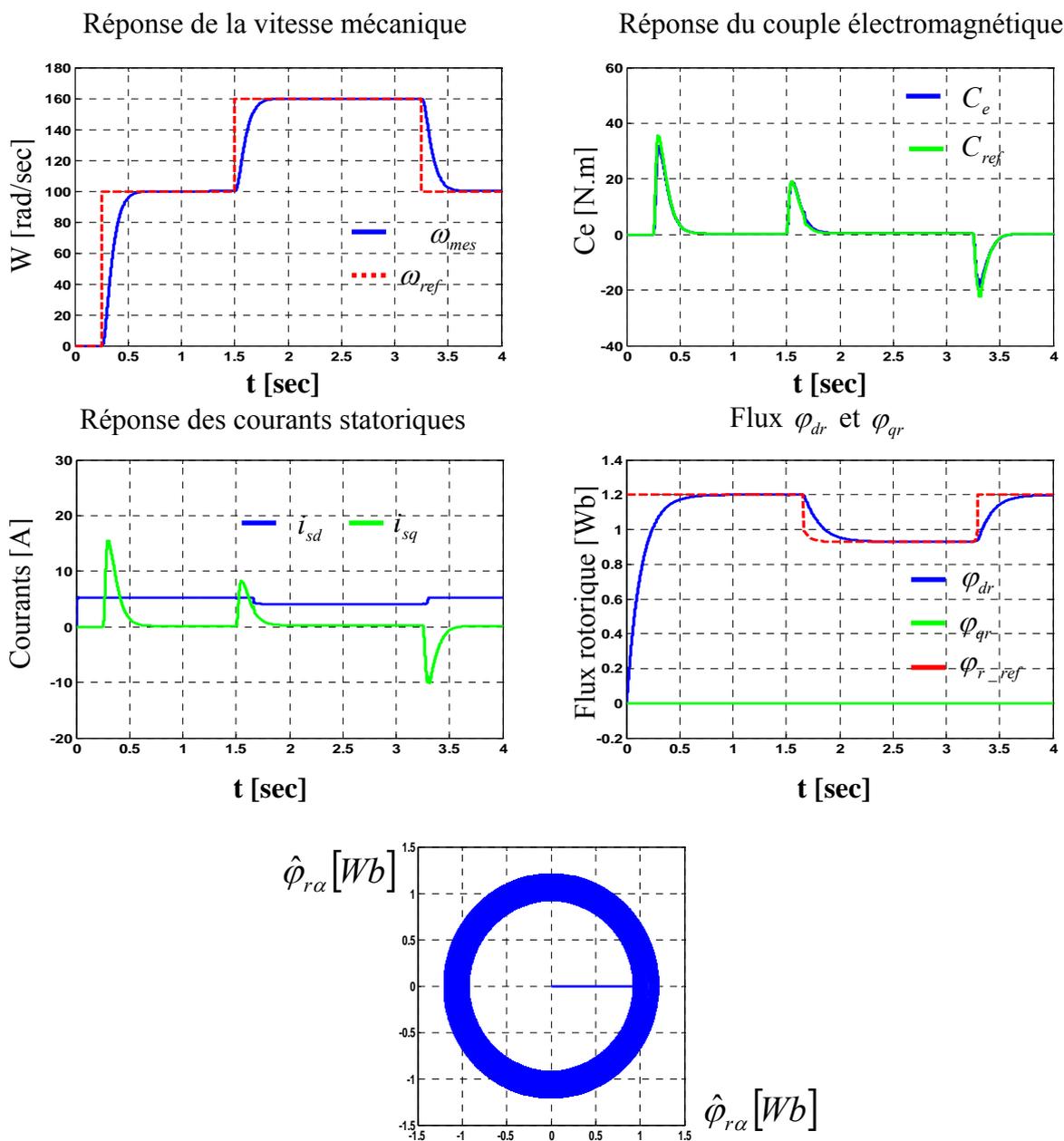


Fig.1.19 : Résultats de simulation pour la commande vectorielle indirecte « mode défluxage », avec $C_{ch} = 0 \text{ N.m}$.

Grâce au défluxage, la puissance de la machine est limitée à sa valeur nominale. La machine ne subit aucune couple de charge ($C_{ch} = 0 \text{ N.m}$).

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la méthode indirecte, trois tests sont effectués de la manière suivante :

- Inversion de la vitesse de rotation ($\pm 100 \text{ rad/sec}$) en charge ;
- Inversion de la vitesse de rotation (à basses vitesses $+ 50 \text{ rad/sec}$ et $- 30 \text{ rad/sec}$) ;
- Régulation du système avec variation de la résistance rotorique.

1.7.3.1. Test de variation du couple et inversion du sens de rotation de la vitesse

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de $+100$ à -100 rad/sec à $t = 2,25 \text{ sec}$. Cependant, on a introduit un couple de charge de 15 N.m aux instants $t = 1 \text{ sec}$ et $t = 2 \text{ sec}$ après un démarrage à vide à $t = 0,25 \text{ sec}$. Ensuite on a appliqué un autre couple de charge de 10 N.m pendant l'inversion du sens de rotation aux instants $t = 3 \text{ sec}$ et $t = 4 \text{ sec}$. Les résultats obtenus (Fig. 1.20) montrent clairement que :

- La vitesse suit parfaitement sa consigne sans dépassement ;
- Le couple électromagnétique suit sa référence avec l'application d'un couple de charge de différentes valeurs (15 N.m et 10 N.m) ;
- Le flux rotorique suivant l'axe d reste constant ($\varphi_r = \varphi_{ref} = 1,2 \text{ Wb}$) et ne subit pas les brusque variations dus aux changements d'état de la vitesse ou de l'application de la charge ;
- Le flux rotorique suivant l'axe q est maintenu constant à une valeur nulle.

Ces résultats montrent que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

1.7.3.2 Test des réponses dynamiques à basses vitesses de la machine

Des simulation ont été effectuées à basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de $+50$ à -30 rad/sec à $t = 2,25 \text{ sec}$. Ensuite, on a introduit un couple de charge de 10 N.m pendant la durée $t = [1...2] \text{ sec}$ et un autre couple de charge de 5 N.m pendant l'inversion du sens de rotation à $t = 2,5 \text{ sec}$. La Figure. 1.21 montre les réponses de notre système à basse vitesse. Les résultats de simulation montrent le découplage entre le flux et le couple. Donc, notre commande est robuste à basses vitesses.

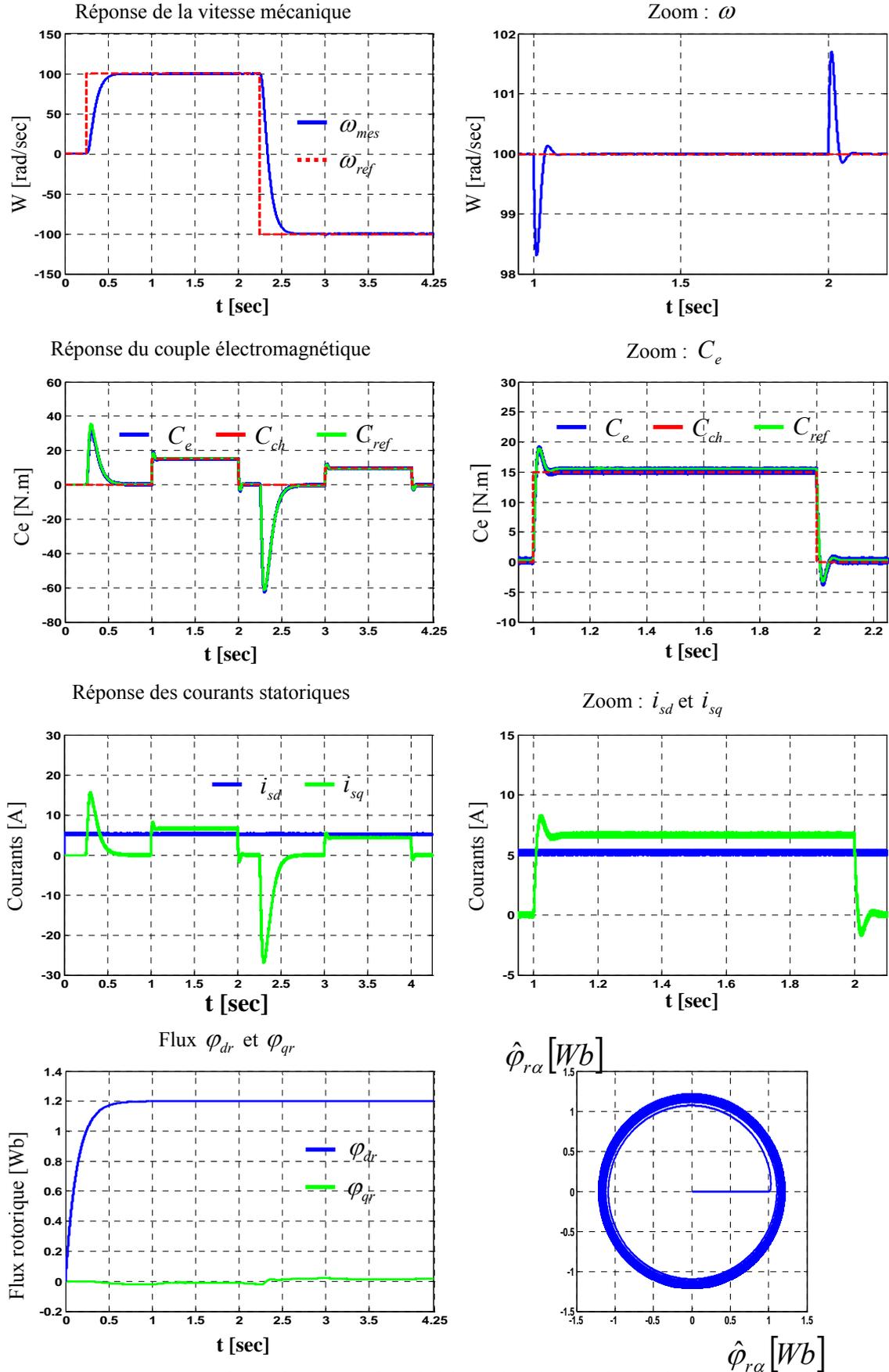


Fig.1.20 : Réponses dynamiques du système lors de l'inversion du sens de rotation en commande vectorielle indirecte, avec $C_{ch} = 15 \text{ N.m}$ à $t = [1 \dots 2]$ sec et $C_{ch} = 10 \text{ N.m}$ à $t = [3 \dots 4]$ sec .

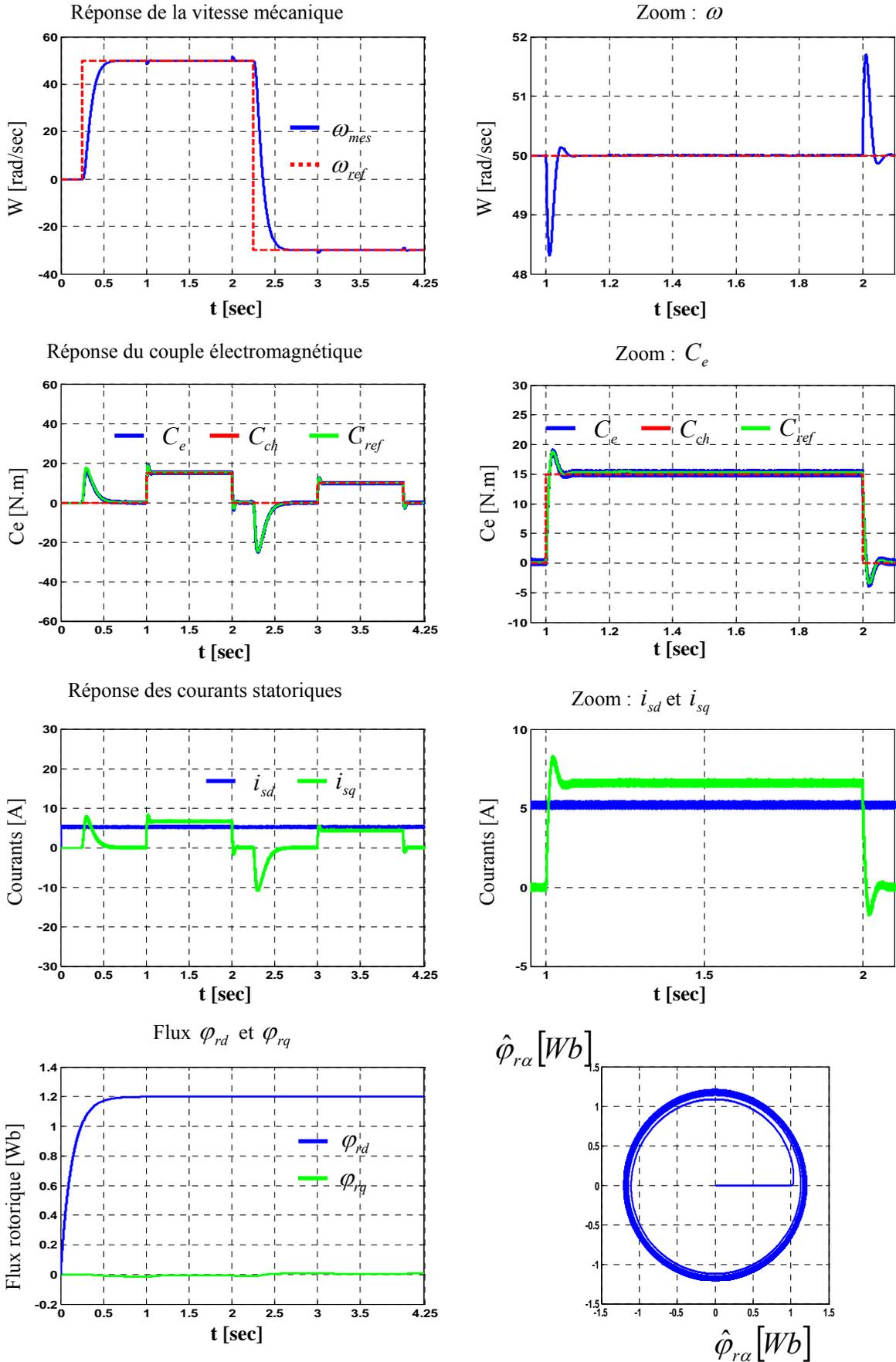


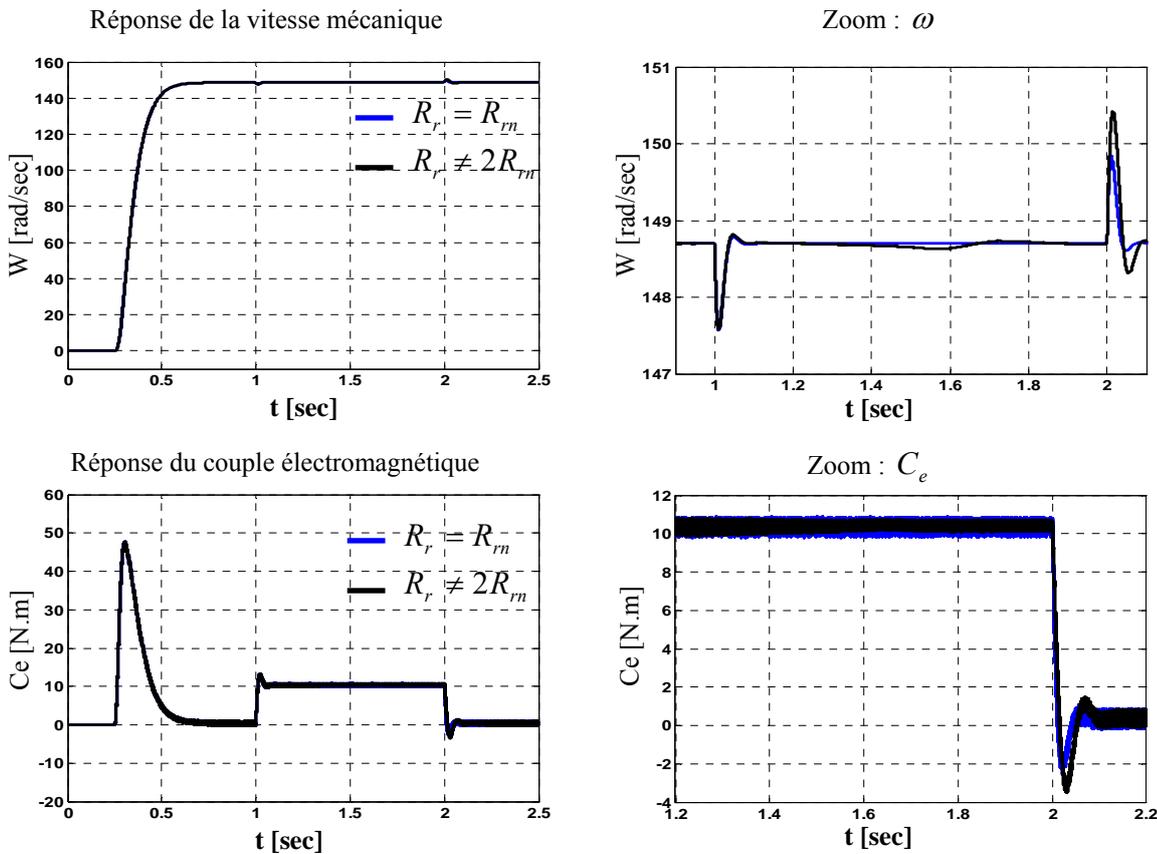
Fig.1.21 : Réponses dynamiques du système à basses vitesses en commande vectorielle directe, avec $C_{ch} = 15 \text{ N.m}$ à $t = [1 \dots 2] \text{ sec}$ et $C_{ch} = 10 \text{ N.m}$ à $t = [3 \dots 4] \text{ sec}$.

1.7.4. Influence de la résistance rotorique sur le découplage

La variation la résistance rotorique à cause de l'échauffement produit une dégradation sur la commande vectorielle indirecte [41], [72].

Les équations (1.48) et (1.49) montrent que l'orientation et le contrôle du flux dépendent de T_r et de L_m . Le premier paramètre T_r est le paramètre à haute sensibilité. Ses variations affectent aussi bien l'orientation que la commande en couple qui devient de ce fait non linéaire comme cela est illustré sur les courbes de la Fig. 1.19. La non linéarité de la commande affecte l'excitation de la machine. En effet, sa forte saturation (surexcitation) est causée par une surévaluation de T_r ($T_r > T_{rn}$) et que sa démagnétisation (sous excitation) est causée par une sous évaluation de T_r ($T_r < T_{rn}$) pouvant engendrer des retards relativement élevés sur la commande.

La Figure. 1.22 montre que la variation de la résistance rotorique affecte les deux composantes du flux (directe φ_{rd} et quadrature φ_{rq}) : φ_{rd} devient non constant et φ_{rq} non nul d'où une mauvaise orientation du flux et par conséquent une perte de découplage.



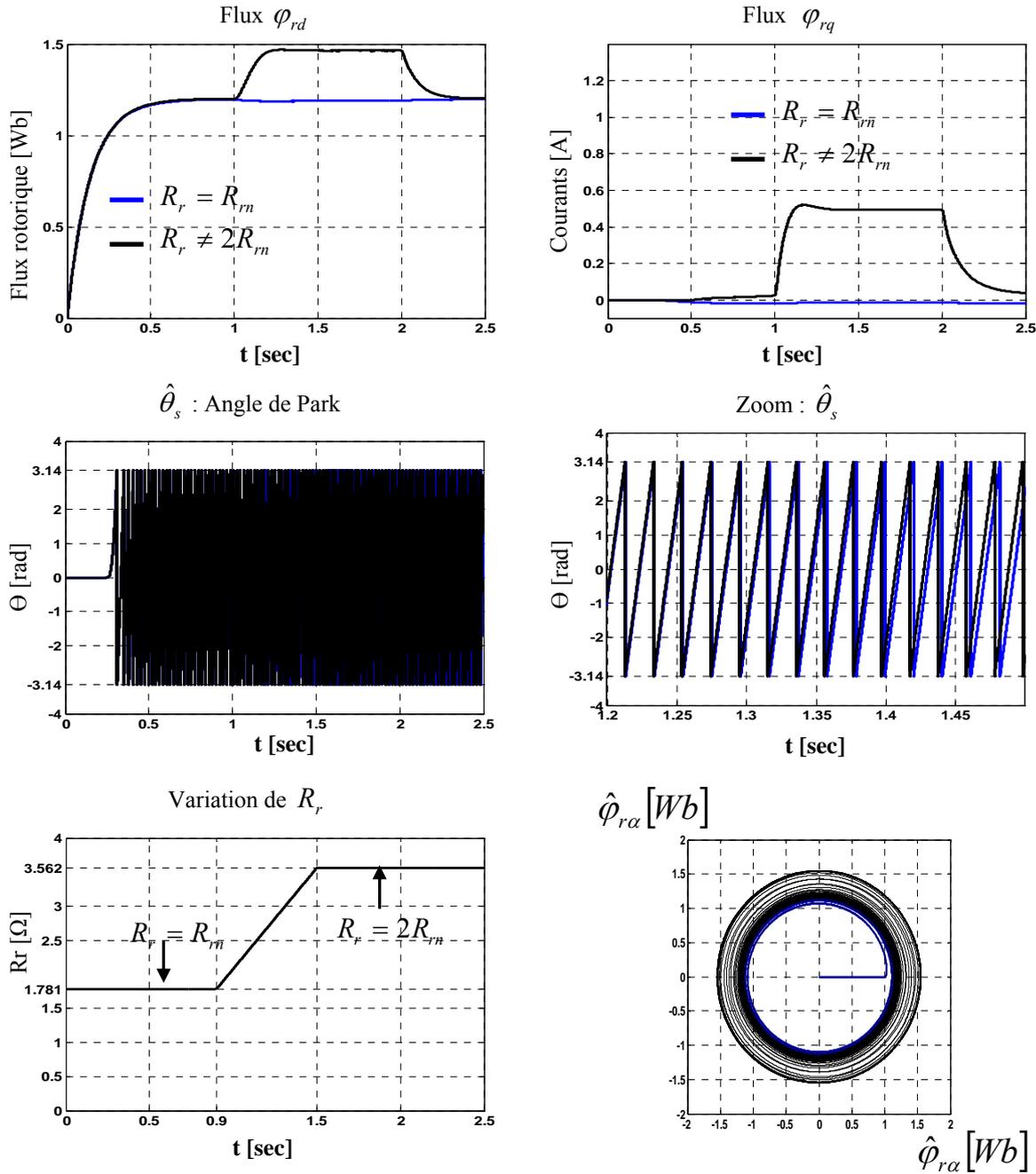


Fig.1.22 : Réponses dynamiques du système lors de la variation de la résistance rotorique, avec $C_{ch} = 10 \text{ N.m}$ à $t = [1 \dots 2] \text{ sec}$.

Nous pouvons constater aussi qu'une augmentation de la résistance rotorique entraîne une augmentation du courant statorique et du flux rotorique.

La variation dans le flux rotorique et dans la composante de couple de la machine se refléchet évidemment dans la redistribution des pertes dans la machine. Les pertes fer augmentent, ce qui a pour conséquence de diminuer le rendement de la machine et d'augmenter son échauffement [38].

1.8. Comparaison des commandes vectorielles directe et indirecte

Après la révision des méthodes directe et indirecte de la commande vectorielle, nous pouvons faire une comparaison suivant leurs complexités de réalisation par rapport aux sensibilités des paramètres (Tableaux. 1.3 et 1.4).

Commande vectorielle directe					
$\omega_{ref} = \begin{cases} 0 \text{ rad/s} & 0 \leq t \leq 0,25 \text{ s} \\ 100 \text{ rad/s} & 0,25 \leq t \leq 2,25 \text{ s} \\ -100 \text{ rad/s} & 2,25 \leq t \leq 4,25 \text{ s} \end{cases}$	$t_{rep} (s)$	/	0,5100	0,0904	0,47889
	$Err_s (\%)$	1,6921	1,6877	1,1254	1,1221
	$Dep(\%)$	0	0	0	0
$\omega_{ref} = \begin{cases} 0 \text{ rad/sec} & 0 \leq t \leq 0,25 \text{ sec} \\ 50 \text{ rad/sec} & 0,25 \leq t \leq 2,25 \text{ sec} \\ -30 \text{ rad/sec} & 2,25 \leq t \leq 4,25 \text{ sec} \end{cases}$	$t_{rep} (s)$	/	0,5425	0,1122	0,4673
	$Err_s (\%)$	3,3858	3,3842	3,7593	3,7593
	$Dep(\%)$	0	0	0	0
Commande vectorielle indirecte					
$\omega_{ref} = \begin{cases} 0 \text{ rad/s} & 0 \leq t \leq 0,25 \text{ s} \\ 100 \text{ rad/s} & 0,25 \leq t \leq 2,25 \text{ s} \\ -100 \text{ rad/s} & 2,25 \leq t \leq 4,25 \text{ s} \end{cases}$	$t_{rep} (s)$	/	0,5300	0,0904	0,4912
	$Err_s (\%)$	1,6945	1,7042	1,1259	1,1265
	$Dep(\%)$	0	0	0	0
$\omega_{ref} = \begin{cases} 0 \text{ rad/sec} & 0 \leq t \leq 0,25 \text{ sec} \\ 50 \text{ rad/sec} & 0,25 \leq t \leq 2,25 \text{ sec} \\ -30 \text{ rad/sec} & 2,25 \leq t \leq 4,25 \text{ sec} \end{cases}$	$t_{rep} (s)$	/	0,5300	0,1122	0,4912
	$Err_s (\%)$	3,3894	3,4020	3,7610	3,7540
	$Dep(\%)$	0	0	0	0

Tableau. 1.3 : Les paramètres de réponse à des vitesses variables, (67,24 %, 33,62 % et 20,17 %) de la vitesse nominale.

Il est important de souligner qu'un estimateur de flux est nécessaire pour la commande vectorielle directe tandis qu'il ne l'est pas dans le cas de la commande vectorielle indirecte. Parmi les paramètres des machines, c'est la résistance rotorique qui varie le plus suivant la température. Par conséquent, elle a la plus grande influence sur la performance du système de commande car cette grandeur est utilisée pour calculer la pulsation de glissement dans le cas de la commande vectorielle indirecte et pour l'estimateur de flux rotorique dans le cas de commande vectorielle directe. Pour éviter ce problème, un ajustement des paramètres de la machine, notamment T_r , est nécessaire.

En général, la méthode indirecte est plus simple que la méthode directe mais le choix de la méthode ainsi que de la stratégie varient d'une application à l'autre.

	Commande vectorielle directe	Commande vectorielle indirecte
Calcul de l'angle θ_s	À partir de la position du flux rotorique	À partir des pulsations ω_{sl} et vitesse de rotation Ω
Estimateur de flux	Nécessaire	Pas nécessaire
Influence des paramètres résistifs.	R_r et R_s : L'effet de ces paramètres sur la régulation n'est important, l'erreur est réduite par action de l'observateur.	R_r : la pulsation statorique est liée à ce paramètre (erreur importante). R_s : la pulsation statorique n'est pas liée à ce paramètre.
Boucles de commande	- Courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) - Vitesse - Flux	- Courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) - Vitesse
Commande vis-à-vis des variations du couple de charge et du sens de rotation.	Bonne	Bonne
Comportement à basses vitesses	Bon	Bon
contrôle en régime transitoire	très bon (voir tableau précédent, la valeur de l'erreur statique)	Assez bon (voir tableau précédent la valeur de l'erreur statique)
contrôle en régime permanent	Très bon	Très Bon

Tableau.1.4 : Comparaison des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte.

1.9. Equations des dynamiques du couple de la machine

Le modèle du couple physique de la machine qui a été étudié au paragraphe précédent, n'assure pas que le couple estimé est exacte (celui que l'on régule), il ne soit pas biaisé. Alors, la commande à flux rotorique orienté repose sur la parfaite estimation de l'angle de changement de repère (θ_s). Une erreur dans son estimation, due notamment aux erreurs sur les paramètres rotoriques, entraîne alors des biais sur les valeurs estimées du flux et du couple de la machine. Ainsi, les valeurs exactes du flux rotorique et du couple pourront être sujettes à des variations alors que leurs valeurs estimées sont asservies de manière stable et précise. La boucle externe qui pilote éventuellement la régulation de couple s'en trouve perturbée. Dans ce paragraphe nous déterminons des modèles dans le but de quantifier ces dommages [9], [54], [85].

Cependant, le modèle exact du flux rotorique est représenté par celui qui tient compte des dynamiques cachées de ce flux. Pour cela, le modèle que nous proposons repose sur les hypothèses suivantes :

- Les variables estimées sont parfaitement asservies, soit $\hat{i}_{sd} = i_{sd}^{ref}$ et $\hat{i}_{sq} = i_{sq}^{ref}$,

- La référence de flux i_m^{ref} ($i_m^{ref} = \frac{\varphi_{r-ref}}{L_m}$) est constante, ce qui nous permettra d'écrire $i_{sd} \equiv i_m \equiv i_m^{ref}$.

Les courants dans les repères du flux rotorique réel et estimé sont liés aux courants statoriques par la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = A.R(\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = A.R(\hat{\theta}_s) \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

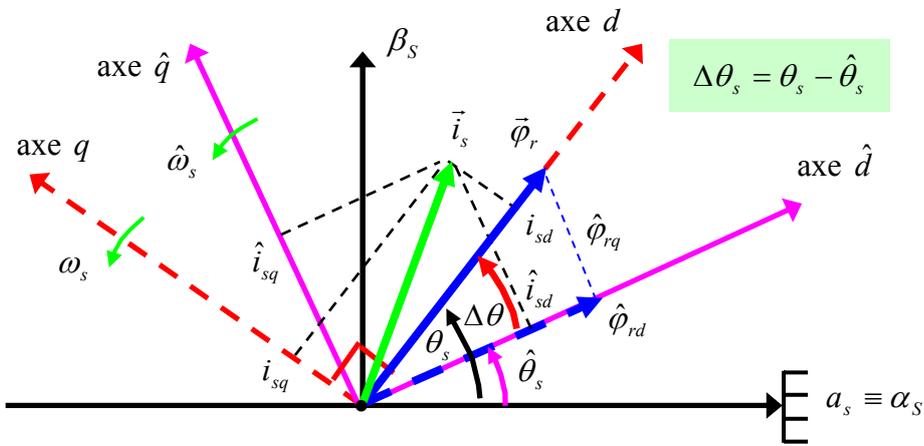


Fig.1.23 : Orientation incorrecte du flux rotorique.

Les courants statoriques et la pulsation rotorique dans le repère du flux rotorique exact orienté peuvent donc s'exprimer en fonction des courants estimés :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = R(-\Delta\theta) \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{1}{\hat{T}_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{i_m} \quad (1.49)$$

Où $\Delta\theta$: est l'erreur d'estimation de l'angle du flux rotorique ($\Delta\theta = \theta_s - \hat{\theta}_s$).

En tenant compte des expressions de la pulsation rotorique, ω_{sl} dans le cas de la valeur réelle et de sa valeur estimée, nous obtenons l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt}(\Delta\theta) = \omega_{sl} - \hat{\omega}_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}}{i_m} - \frac{1}{\hat{T}_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m} = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{(-\sin(\Delta\theta)\hat{i}_{sd} + \cos(\Delta\theta)\hat{i}_{sq})}{i_m} - \frac{1}{\hat{T}_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m} \quad (1.50)$$

Ainsi, l'équation qui engendre le flux rotorique s'écrit :

$$\frac{d}{dt}(i_m) = \frac{1}{T_r}(i_{sd} - i_m) = \frac{1}{T_r}(\cos(\Delta\theta)\hat{i}_{sd} + \sin(\Delta\theta)\hat{i}_{sq} - i_m) \quad (1.51)$$

Les équations (1.59) et (1.60) forment un système à deux inconnues ($\Delta\theta$ et i_m) et trois entrées ($\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq}, \hat{i}_m$). Il est non linéaire par rapport aux entrées et aux états.

L'expression exacte du couple électromagnétique donne l'équation de sortie suivante :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{sq} = p \frac{L_m^2}{L_r} i_m (-\sin(\Delta\theta)\hat{i}_{sd} + \cos(\Delta\theta)\hat{i}_{sq}) = g(\Delta\theta, i_m, \hat{i}_{sq}) \quad (1.52)$$

Si la consigne de flux rotorique ne varie pas, nous pouvons considérer que :

$$\hat{i}_{sd} \equiv \hat{i}_m \quad (1.53)$$

Ces deux grandeurs n'interviennent que comme un unique paramètre du modèle qui n'a plus qu'une entrée, à savoir le courant \hat{i}_{sq} . Alors, l'équation d'état du système s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ i_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \frac{-\sin(\Delta\theta)\hat{i}_m + \cos(\Delta\theta)\hat{i}_{sq}}{i_m} - \frac{1}{\hat{T}_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m} \\ \frac{1}{T_r} (\cos(\Delta\theta)\hat{i}_m + \sin(\Delta\theta)\hat{i}_{sq} - i_m) \end{bmatrix} = f(\Delta\theta, \hat{i}_{sq}, \hat{i}_m) \quad (1.54)$$

Ainsi, nous aboutissons au schéma de la Fig.1.27 où la fonction g est donnée (Eq.(1.52)).

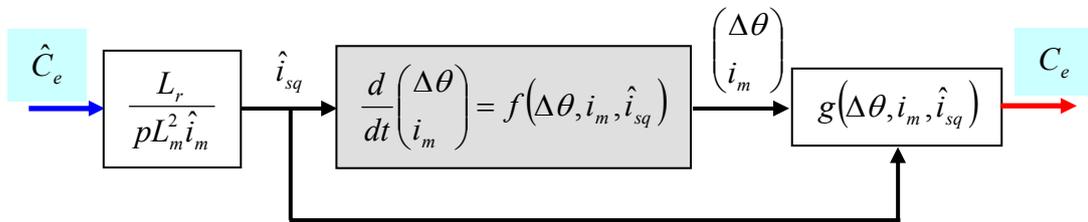


Fig.1.24 : Modèle de la machine avec contrôle vectoriel tenant compte des dynamiques cachées du flux.

L'annulation de la dérivée de $f(\Delta\theta, i_m, \hat{i}_{sq})$ par rapport au temps, puis l'élimination de i_m , donne les valeurs du régime permanent de $\Delta\theta$:

$$\tan(\Delta\theta) = \frac{\hat{i}_{sq} \left(1 - \frac{T_r}{\hat{T}_r}\right)}{1 + \frac{T_r}{\hat{T}_r} \left(\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}\right)^2} \quad (1.55)$$

En remplaçant dans l'Eq.1.51, on obtient la valeur en régime permanent de i_m :

$$i_m = \hat{i}_m \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}\right)^2}{1 + \left(\frac{T_r}{\hat{T}_r}\right)^2 \left(\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}\right)^2}} \quad (1.56)$$

On peut déterminer l'expression du vrai couple en fonction du couple estimé :

$$C_e = \hat{C}_e \frac{L_m T_r}{\hat{L}_m \hat{T}_r} \frac{1 + \left(\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}\right)^2}{1 + \left(\frac{T_r}{\hat{T}_r}\right)^2 \left(\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}\right)^2} \quad (1.57)$$

On note, ici, qu'interviennent : les grandeurs $\frac{T_r}{\hat{T}_r}$, le rapport des constantes de temps rotoriques, et $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$ le rapport des valeurs estimées du courant en quadrature et du courant magnétisant. Les

écarts entre vraies valeurs estimées sont d'autant plus importants que $\frac{T_r}{\hat{T}_r}$ s'éloigne de l'unité et que $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$ est élevé. Le courant magnétisant et le couple sont des fonctions paires de $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$. Afin de prendre en compte les cas les plus défavorables, il suffit de considérer le minimum et le maximum de $\frac{T_r}{\hat{T}_r}$ pour la valeur maximale de $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$.

On a représenté les variations de l'erreur d'estimation de l'angle du flux rotorique (Figure. 1.25) et le rapport $\frac{i_m}{\hat{i}_m}$ (Figure. 1.26) en fonction de $\frac{T_r}{\hat{T}_r}$ pour $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$ prenant les valeurs 1, 2, 4 et 8.

L'erreur d'angle augmente en fonction de l'erreur sur les paramètres.

L'expression (1.58) montre que l'erreur d'angle est nulle lorsque $\hat{i}_{sq} = 0$ et qu'elle est comprise entre -90° et $+90^\circ$. Néanmoins, pour une plage de variation de 0,5 à 2 pour $\frac{T_r}{\hat{T}_r}$ (plage de variation plus courante), l'erreur sur l'angle ne dépasse pas 20° en valeur absolue pour les valeurs de $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$ envisagées. L'erreur sur le courant magnétisant, elle, augmente en fonction de

l'erreur sur T_r et en fonction de $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$. Le rapport $\frac{i_m}{\hat{i}_m}$ est compris entre 0,5 et 2 pour une plage de variation de 0,5 à 2 pour $\frac{T_r}{\hat{T}_r}$.

On a représenté les variations de l'erreur sur le couple pour $\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_m}$ prenant les valeurs 1, 2, 4, et 8. En cas d'erreur sur T_r , l'erreur sur le couple augmente puis diminue en fonction de $\frac{T_r}{\hat{T}_r}$ (Fig. 1.27). Nous avons noté les variations importantes de la vraie valeur du couple que l'on pouvait attendre dans le cas d'incertitudes sur les paramètres rotoriques. Le couple peut être sous-estimé, mais dans la majorité des cas, il est surestimé. L'augmentation de la charge (augmentation de \hat{i}_{sq}) et le défluxage (diminution de \hat{i}_m) sont des facteurs aggravants.

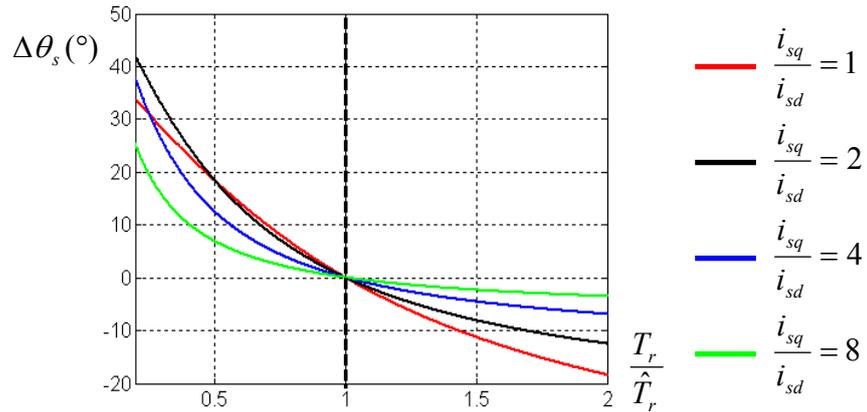


Fig.1.25 : Erreur d'angle en régime permanent du contrôle vectoriel par flux rotorique orienté.

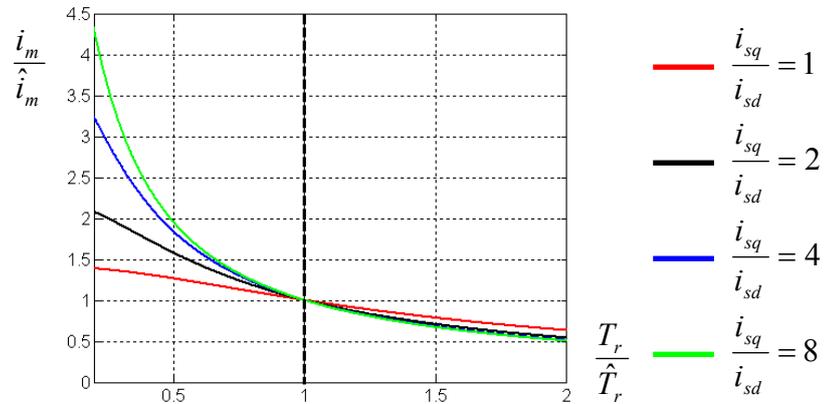


Fig.1.26: Erreur de flux en régime permanent du contrôle vectoriel par flux rotorique orienté.

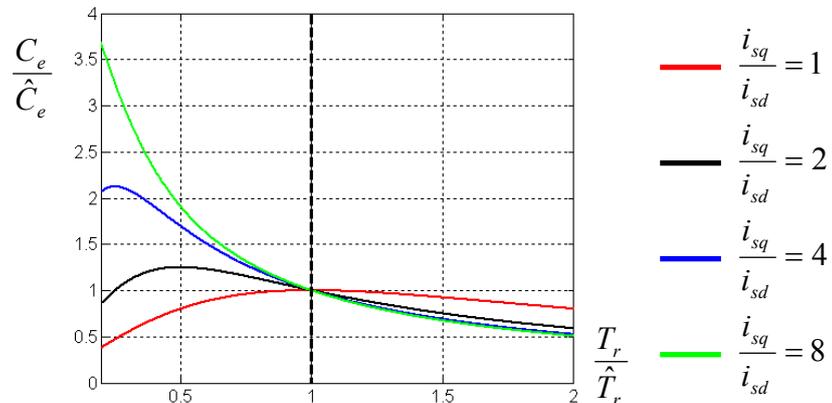


Fig.1.27 : Erreur de couple en régime permanent du contrôle vectoriel par flux rotorique orienté.

Suite à l'étude faite précédemment, nous avons mis en évidence les effets que peuvent provoquer la variation de la constante de temps rotorique pour la commande vectorielle de la machine alimentée en tension. La solution pour faire face à ces inconvénients est de prendre en compte ces changements et de corriger la commande chaque instants. Ceux ci, nous amène alors à l'étude de l'adaptation de la constante de temps rotorique dans le temps.

Dans le prochain chapitre, nous montrons l'effet de la variation de la résistance rotorique sur les performances des commandes directe et indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension ainsi que les méthodes d'adaptations de la constante de temps rotorique dans le but d'améliorer les performances de la commande et de réduire la dégradation de la commande vectorielle.

1.10. Essais pratiques de la commande vectorielle indirecte

Pour valider les résultats de simulation numérique, nous avons effectué des essais sur la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension. Ainsi, la description du matériel utilisé est illustrée par deux parties :

- Partie puissance comportant : une machine asynchrone (1,5 kW, 380V), sa charge et un convertisseur statique (onduleur de tension type Servostar 6000);
- Partie commande : acquisition des signaux délivrés par les différents capteurs, mise en forme et traitement des signaux, algorithmes de commande et envoi des signaux de commande au convertisseur en SVM.

La Figure 1.28 montre la photo du matériel utilisé :

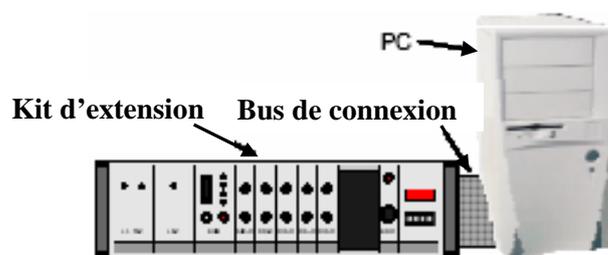


Fig. 1.28 : Schéma du dispositif pratique : prototype rapide (pentium system)

La structure du contrôle vectoriel utilisé dans la pratique est donnée par :

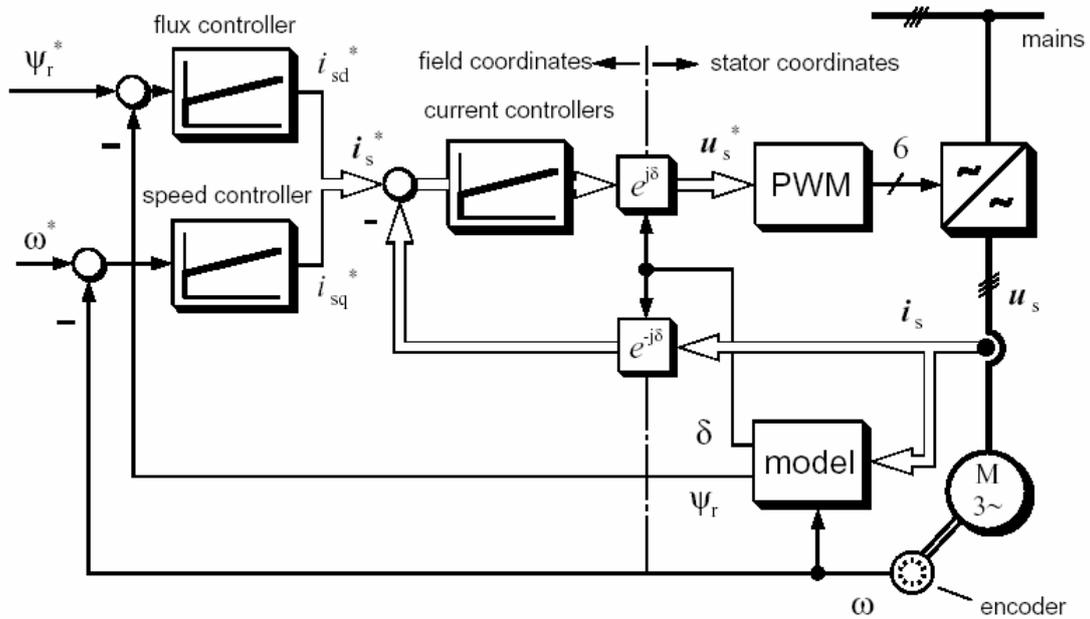
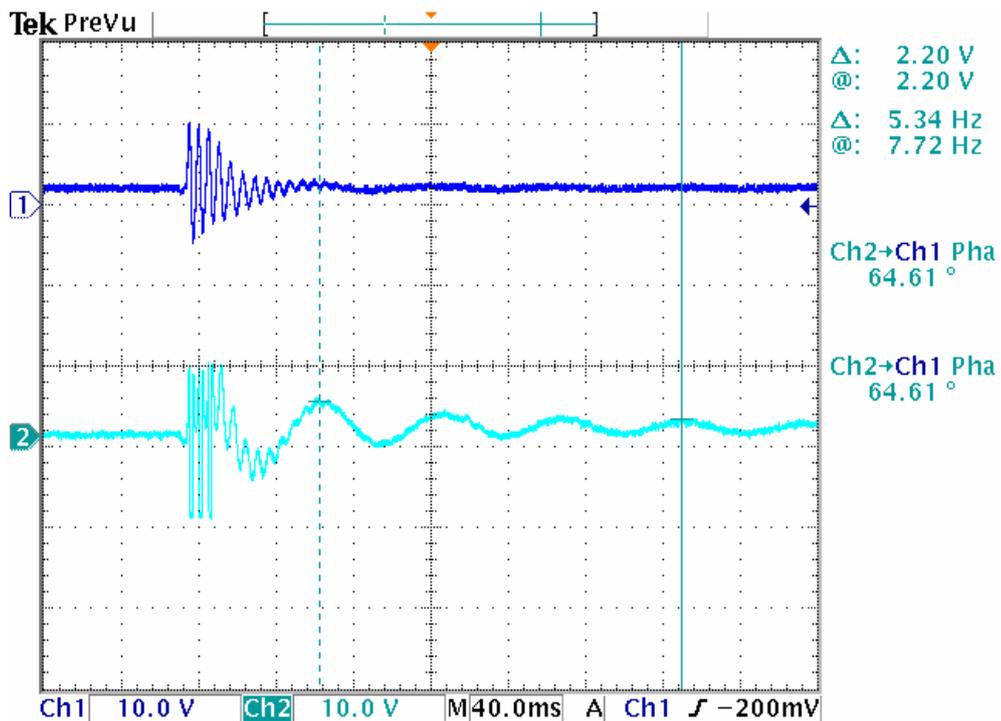


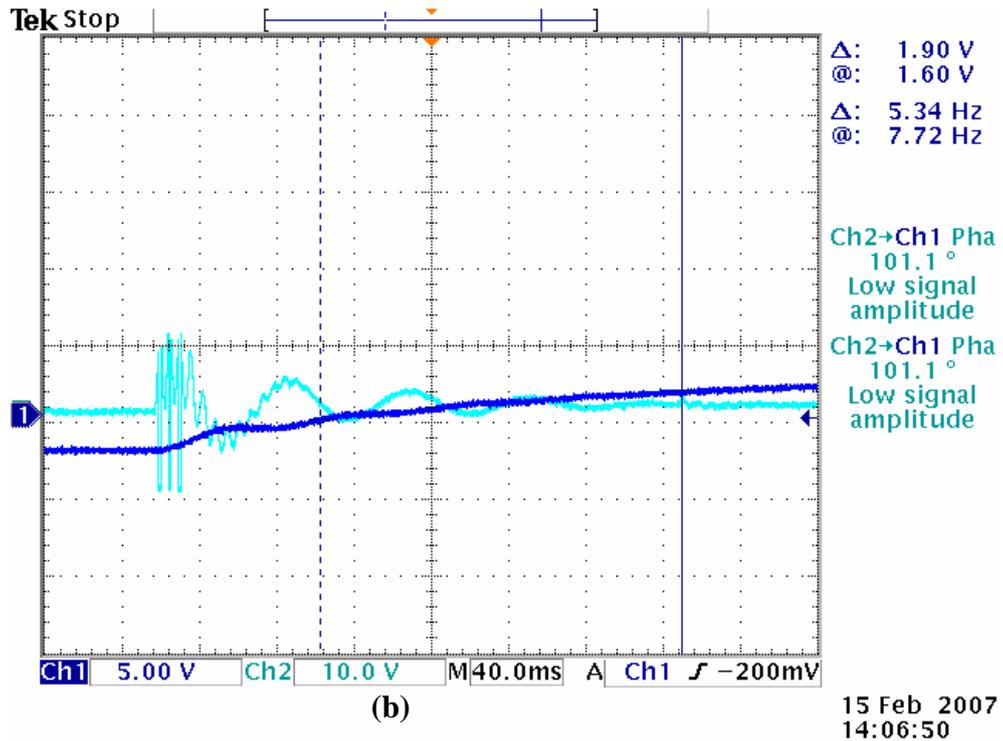
Fig. 1.29 : Schéma bloc de la structure de la commande vectorielle réalisée.

Les résultats pratiques obtenus sont représentés par :

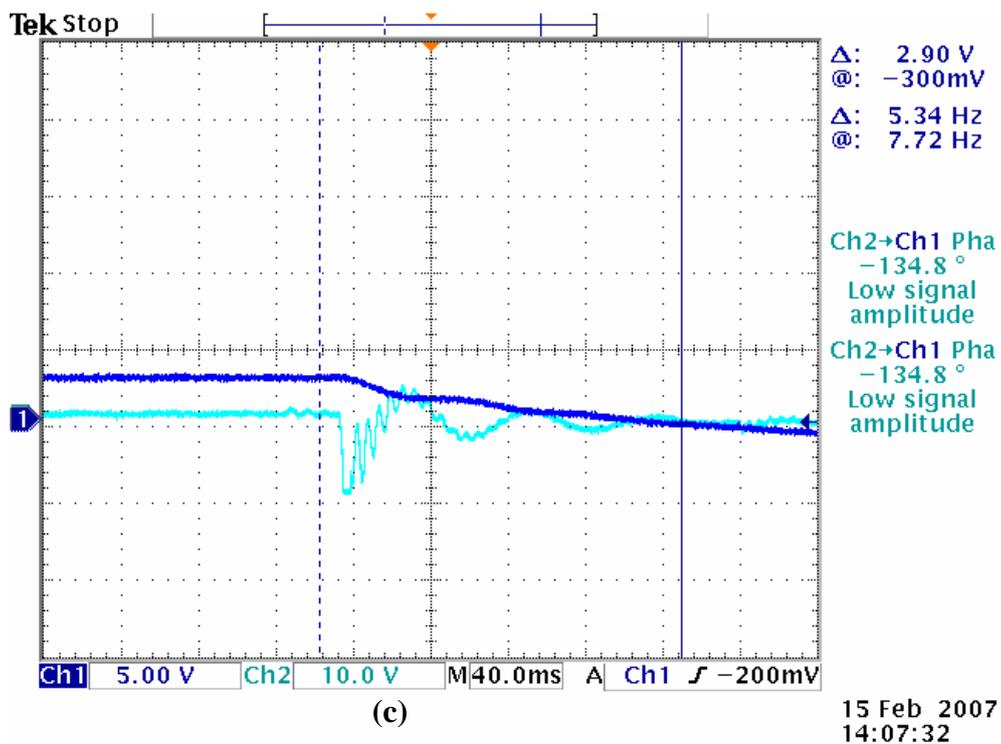


(a)

15 Feb 2007
14:05:01



(b)



(c)

Fig. 1.30 : Résultats pratiques des courants et vitesse de la machine :

- (a) courants i_{sd} , i_{sq}
- (b) vitesse et courant i_{sq} en régime accéléré
- (c) vitesse et courant i_{sq} en régime décéléré

1.12. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone. Ainsi, nous avons présenté le principe de la méthode de la commande vectorielle avec une interprétation automatique de cette dernière commande comme un retour d'état non linéaire. La difficulté de la commande vectorielle porte sur la connaissance de la position du flux rotorique qui détermine la position exacte dans le repère (d, q) . L'utilisation des schémas d'estimation de cette position en boucle ouverte entraîne des erreurs importantes car ces schémas dépendent de la résistance rotorique qui présente des variations importantes. Une autre difficulté réside dans le fait que la commande ne découple pas le couple et le flux. Des changements dans le niveau de flux en survitesse entraînent automatiquement une perte du contrôle du couple. Ces problèmes peuvent être résolus à l'aide de la commande et assure un découplage entre le couple et le flux en tenant compte du problème de la variation de la constante rotorique.

Enfin, l'interprétation de la commande vectorielle ne peut être expliquée que comme un retour d'état non linéaire. Ce retour d'état non linéaire, linéarise partiellement le comportement des entrées et des sorties du système de la machine asynchrone.

Chapitre 2

Optimisation du flux et adaptation de la constante de temps rotorique

2.1. Introduction

En générale, le choix du modèle de l'orientation du flux magnétique défini dans le repère du flux rotorique est nécessaire dans un double rôle. D'une part en raison de sa simplicité et d'autre part pour optimiser les erreurs dans son application en commande vectorielle indirecte. Le problème pour ce type de commande vectorielle indirecte concerne le choix de la constante de temps rotorique car par la variation des paramètres on peut perdre le découplage pour les entraînements à vitesses variables de la machine asynchrone. Par ailleurs, la résistance rotorique est généralement très affectée par les variations, de la température, néfastes pour les performances dynamiques du contrôle vectoriel du couple moteur et du flux magnétique du rotor [15], [16].

En effet, la résistance rotorique R_r , varie énormément avec la température lors du fonctionnement de la machine. Cette résistance n'est pas influencée par la variation du flux rotorique φ_r , car elle peut être augmentée jusqu'au 100% au-dessus de la valeur ambiante ou nominale [76], [108], [129].

Cependant, le problème de découplage se pose dès que les paramètres du modèle, en particulier la constante de temps rotorique définie par $\left(T_r = \frac{L_r}{R_r}\right)$, ne correspondent plus aux paramètres de la machine. Pour cela, il semble judicieux que la constante de temps rotorique puisse être estimée instantanément durant le temps de la commande de la machine [21], [29], [38], [45].

Dans ce deuxième chapitre, nous développons le modèle dynamique du flux magnétique du rotor en vue de la commande vectorielle indirecte. Ainsi, nous utilisons comme grandeur

d'entrée les courants ou les tensions statoriques et comme état le vecteur du flux rotorique. Comme grandeur de sortie, nous considérons les variations du couple électromagnétique et la norme du flux pour la partie électrique de la machine. Nous signalons l'importance d'une étude plus détaillée des différents effets de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur les performances de la commande.

En outre, notre contribution principale dans ce chapitre consiste à développer par la méthode du gradient un algorithme pour obtenir un flux rotorique optimum et à l'appliquer dans le modèle d'adaptation de la constante de temps rotorique [66], [68], [72].

Enfin, cette étude sera complétée ultérieurement par l'application de cet algorithme dans le contrôle par optimisation des pertes de la machine.

2.2. Optimisation du flux magnétique du rotor

Afin d'améliorer la stratégie de commande développée précédemment par la commande vectorielle, nous nous sommes penchés sur un algorithme d'optimisation du flux rotorique. Cet algorithme est basé sur la méthode du gradient [94], [99] qui tient compte des puissances dans la machine en régime dynamique [147], [148]. Cela revient au problème de la formulation mathématique du différentiel des fonctions des équations des pertes en fonction de leurs variables correspondantes [182].

Cependant, dans les méthodes de commande vectorielle appliquées à la machine asynchrone, la composante du flux du courant statorique i_{sd} intervient généralement pour maintenir un flux rotorique nominal constant dans toute la région à basse vitesse. Ceci diminue le rendement dans le cas de faibles charges. Plusieurs méthodes sont étudiées [174], [183].

Les pertes de puissance sont divisées : les pertes de puissance par effet Joule statorique et rotorique, les pertes de puissance liées aux pertes fer, les pertes de puissance relatives liées aux pertes magnétiques (fuites) et enfin les pertes de puissance liées aux pertes mécaniques [2], [11], [14], [30]. Pour les valeurs importantes du couple électromagnétique, le flux rotorique augmente considérablement ce qui montre la liaison physique dans la machine. Pour les faibles charges, si le flux diminue, il entraîne un mauvais rendement. Pour cela, nous nous sommes intéressés à l'étude de ce point en tenant toujours compte de l'adaptation de la variation de la constante de temps rotorique qui est néfaste pour maintenir la commande vectorielle stable en régime dynamique [66], [68], [72].

D'une manière générale, la conception de la machine asynchrone est faite pour un fonctionnement en charge nominale qui correspond à un flux rotorique nominal. Mais, dans beaucoup d'applications, la machine fonctionne à des charges variables. Ce qui explique pour certains fonctionnements à faible charge il y ait un excès de flux de magnétisation qui correspond à un courant de magnétisation important. Alors, le problème d'optimisation du flux rotorique dépend principalement de l'étude du couple électromagnétique de la machine. En réalité, nous cherchons la fonction qui lie le couple et le flux rotorique qui s'écrit ainsi :

$$\varphi_r = f(C_{em}) \quad (2.1)$$

En effet, le problème d'optimisation est posé comme suit : l'optimisation du flux rotorique est faite pour une minimisation de l'énergie en régime permanent qui consiste à trouver la trajectoire du flux optimal en un instant t(s) qui minimise la fonction dite objective ou coût. Cette fonction s'écrit ainsi :

$$J = \int_0^T \left\{ r \frac{L_r^2}{R_r^2 L_m^2} (\dot{\varphi}_r + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r)^2 + r \frac{L_r^2}{p^2 L_m^2} \frac{C_{em}^{*2}}{\varphi_r^2} + q \varphi_r^2 \right\} dt = \int_0^T L(C_{em}^*(t), \varphi_r, \dot{\varphi}_r) dt \quad (2.2)$$

En tenant compte de la trajectoire du flux optimal, l'application de la commande vectorielle devient facile à réaliser. Le principe d'optimisation consiste à étudier les pertes de puissance totales lors du fonctionnement de la machine en régime permanent [70].

Cependant, l'écriture des différentiels des variables du couple moteur et du flux rotorique sont données par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} C_{em}^* = 0 \\ \frac{d}{dt} \varphi_r^* = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Les fonctions du problème d'optimisation du flux rotorique dépendent principalement des liaisons qui existent entre le couple électromagnétique de la machine et le flux rotorique ; nous écrivons :

$$L(\varphi_r) = \left(\frac{r}{L_m^2} + q \right) \varphi_r^2 + r \frac{L_r^2}{p^2 L_m^2} \frac{C_{em}^{*2}}{\varphi_r^2} \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial^2 L(\varphi_r^o)}{\partial \varphi_r^2} > 0, \quad \forall \varphi_r > 0. \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial L(\varphi_r)}{\partial \varphi_r} = 2 \left(\frac{r}{L_m^2} + q \right) \varphi_r^o - 2r \frac{L_r^2}{p^2 L_m^2} \frac{C_{em}^{*2}}{(\varphi_r^o)^3} = 0 \quad (2.6)$$

$$\varphi_r^o = \pm \left(\frac{L_r^2}{p^2 + \frac{q}{r} p^2 L_m^2} \right)^{1/4} \sqrt{|C_{em}^*|} \quad (2.7)$$

L'Expression (2.6) est la seule solution admissible pour le flux rotorique optimal. Ainsi les facteurs de pondération q et r seront choisis de façon à obtenir une meilleure minimisation des pertes totales de la machine en régime permanent.

Dans l'application au fonctionnement en régime permanent de la machine asynchrone, le flux rotorique optimal assurant la fonction minimum des pertes de puissance, est obtenu par :

$$\phi_r^{opt} = \beta \sqrt{|C_{em}^*|}, \quad \beta = \left(\frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{p^2 L_m^2} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (2.8)$$

2.2.1. Influence de la constante de temps rotorique sur la commande

En tenant compte de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine, nous pouvons écrire les grandeurs des courants statoriques et de la fréquence de glissement estimées en régime permanent par :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{1}{L_m^*} (T_r^* \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^*) \\ i_{qs}^* = \frac{L_r^*}{p L_m^*} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{L_m^*}{T_r^*} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*} \quad (2.10)$$

Ainsi, nous pouvons remarquer qu'une simple erreur sur T_r conduit à une déviation de la fréquence de glissement ω_{gl}^* (éq. (2.10)). En effet, les angles de déviations des positions du flux rotorique et de l'erreur de la position sont donnés par :

$$\gamma_s^* = \int_0^t (\omega + \omega_{gl}^*) dt \quad (2.11)$$

$$\gamma_s = \int_0^t (\omega + \omega_{gl}) dt \quad (2.12)$$

$$\Delta\delta = \Delta\gamma_s = \gamma_s^* - \gamma_s \quad (2.13)$$

La position prédite du flux rotorique γ_s^* dévie de sa position actuelle γ_s ce qui engendre une déviation de l'angle du couple moteur $\Delta\delta$. Par conséquent, notre système aboutit à une subdivision incorrecte du courant statorique i_s en deux composantes i_{sd} , i_{sq} (Fig. 2.1). La condition de découplage du flux magnétique et du couple moteur ne peut pas être réalisée ; ce qui engendre une dégradation des performances de la commande vectorielle. De même, nous pouvons obtenir une instabilité de la robustesse de tout le système à commander si l'erreur est importante sur la constante temps rotorique [15], [16].

Cependant, les effets engendrés par cette variation des paramètres de la machine ont été analysés par plusieurs auteurs [46], [58], [81], [108]. L'étude autour d'un point de fonctionnement prédéterminé, défini par les valeurs physiques des courants i_{sd}^* , i_{sq}^* , est possible en déterminant l'effet de la variation de la constante de temps rotorique sur le couple électromagnétique et le flux rotorique.

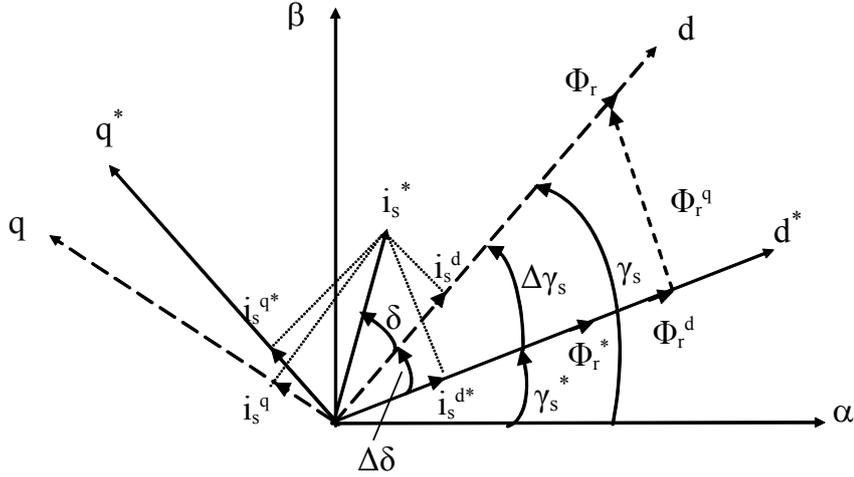


Fig. 2.1 : Cas d'orientation incorrecte du flux rotorique prévu pour une référence φ_r^*

En tenant compte des expressions des flux magnétiques, du rotor direct et en quadrature, définies par le système dynamique d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (2.14)$$

nous pouvons obtenir en régime permanent le système suivant :

$$\begin{cases} 0 = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ 0 = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \omega_{gl} \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (2.15)$$

Alors, les équations définissant le couple électromagnétique et les composantes des flux magnétiques directe et en quadrature en régime permanent s'écrivent :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \\ \varphi_{dr} = \frac{L_m (i_{ds} + T_r \omega_{gl} i_{qs})}{(1 + T_r^2 \omega_{gl}^2)} \\ \varphi_{qr} = \frac{L_m (i_{qs} - T_r \omega_{gl} i_{ds})}{(1 + T_r^2 \omega_{gl}^2)} \end{cases} \quad (2.16)$$

En substituant les équations du système (2.16), nous obtenons l'équation du couple électromagnétique, qui dépend des paramètres liés à la résistance et à l'inductance rotoriques et à l'inductance mutuelle, qui s'écrit ainsi :

$$C_{em} = p \frac{L_m^2}{L_r} \frac{T_r \omega_{gl}}{(1 + T_r^2 \omega_{gl}^2)} (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (2.17)$$

Ainsi, la norme du flux magnétique total φ_r s'écrit :

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2} \quad (2.18)$$

Aussi, la fonction de variation de la constante de temps rotorique sera :

$$T_r = k T_r^* \quad \text{donc} \quad k = \frac{T_r}{T_r^*} \quad (2.19)$$

En tenant compte des Equations (2.4) - (2.7), nous obtenons les relations suivantes :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{T_r}{T_r^*} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)^2}{1 + \left[\left(\frac{T_r}{T_r^*}\right)\left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)\right]^2} \quad \frac{\varphi_r}{\varphi_r^*} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)^2}{1 + \left[\left(\frac{T_r}{T_r^*}\right)\left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)\right]^2}} \quad (2.20)$$

D'après les équations (2.9), nous pouvons affirmer que les valeurs normalisées du couple et du flux rotorique ne sont pas des fonctions linéaires. Ainsi, pour les valeurs nominales des courants de commande, nous obtenons suite à l'étude des équations (2.9), le tracé des courbes sur la Fig. 2.2 où l'effet de la saturation magnétique est omis. Il est à signaler que pour les machines de faibles puissances, la plage de variation du rapport des courants nominaux est de :

$$\frac{i_{qs}^n}{i_{ds}^n} = 1 - 2.$$

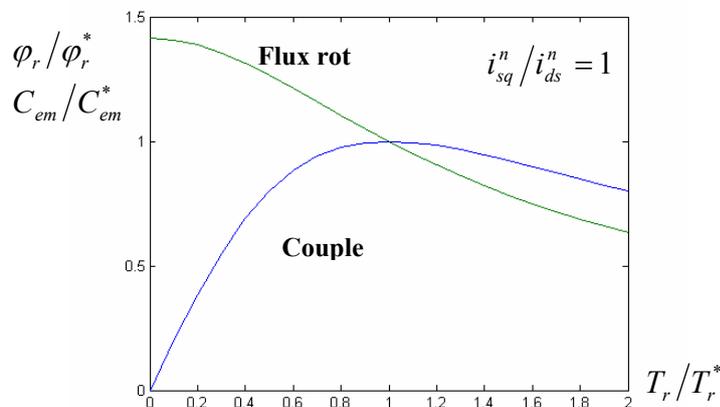


Fig. 2.2 : Effet de la variation des paramètres en régime permanent.

La Fig. 2.2 montre que si la valeur actuelle de la constante de temps est plus petite que celle prédite ($T_r/T_r^* < 1$), le flux magnétique du rotor augmente par rapport à sa valeur correcte. Ce qui explique que le découplage entre le flux magnétique et le couple moteur dépend fortement des valeurs de i_{qs}^n/i_{ds}^n . De plus, pour éviter toute erreur sur la phase et l'amplitude du flux rotorique, un ajustement des paramètres de la machine, notamment de la constante de temps rotorique, s'avère nécessaire.

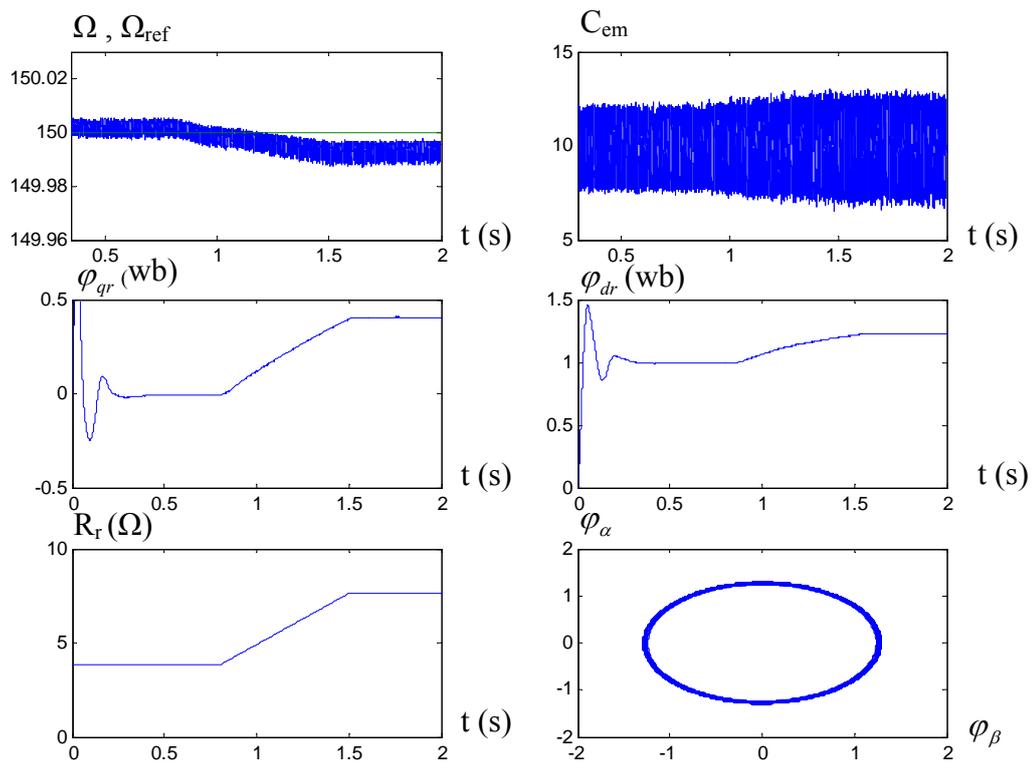


Fig. 2.3 : Influence d'augmentation de R_r de 100% sur la commande nominale ($C_r=10$ N.m)

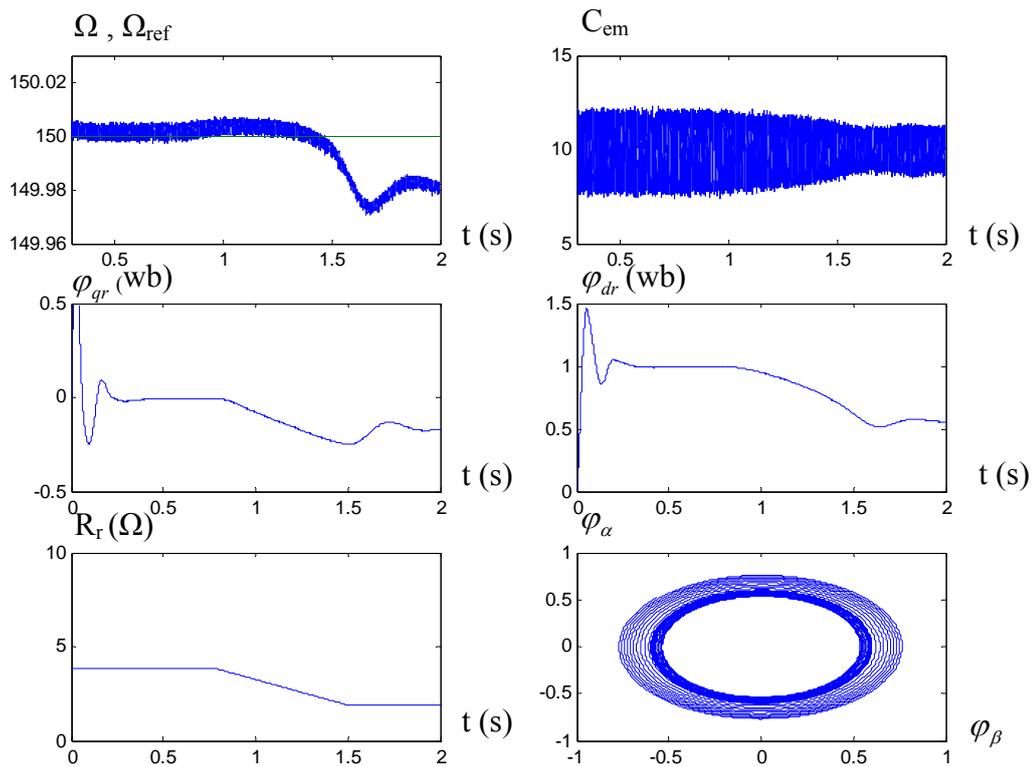


Fig. 2.4. Influence de diminution de R_r de 100% sur la commande nominale ($C_r=10$ N.m)

2.2.2. Interprétations des résultats de simulation

Dans cette étude, nous pouvons remarquer que la commande vectorielle indirecte dépend de la valeur de la constante de temps rotorique utilisée. Nous affirmons que pour obtenir la position instantanée de φ_r si la position dévie nous pouvons perdre le découplage entre flux et le couple et les réponses, que ce soit en régime transitoire et permanent, se dégradent totalement.

Ainsi, les Figs. 2.3 et 2.4 illustrent l'influence de la déviation de la constante de temps rotorique de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage. Par ailleurs, pour $T_r = 2.T_{ro}$ dans la Fig. 2.3, les graphes de la variation du flux magnétique du rotor et du couple moteur réels dévient de leurs valeurs de référence. De même, la vitesse mécanique subit des perturbations en régimes transitoires et converge en régime permanent vers sa valeur de référence.

Afin d'améliorer le fonctionnement dynamique, il est indispensable d'optimiser la commande pour conserver la structure dynamique semblable à celle d'une machine à courant continu. Ainsi, l'adaptation en temps réel de la constante de temps rotorique est indispensable pour avoir une commande vectorielle indirecte fiable et robuste.

2.3. Adaptation de la constante de temps rotorique

En générale, nous retrouvons dans la littérature plusieurs mécanismes d'adaptation de la constante de temps rotorique avec un modèle de référence qui sont particulièrement adaptés à la commande vectorielle indirecte [38], [58], [120], [142], [153].

Aussi, on remarque que dans le modèle de référence du couple moteur [120], où l'équation du couple est utilisée pour identifier la constante de temps rotorique dans cette commande qui peut être utilisée même en régime transitoire, nous avons besoin d'étudier l'estimation des variations de la résistance statorique et le rapport des inductances mutuelles et celle de l'inductance rotorique [24], [108], [147].

Dans le modèle de référence basé sur l'énergie réactive [58], nous utilisons l'équation de l'énergie réactive pour l'adaptation de la constante de temps rotorique. Cette commande dite adaptative utilise les variations de l'inductance statorique et le coefficient de dispersion sans connaître la variation de la résistance statorique [108], [147].

En tenant compte du modèle de référence de la tension [153], nous introduisons l'équation de la tension statorique suivant les axes direct et en quadrature pour estimer les variations des résistances statorique et rotorique et de l'inductance statorique [81], [147]. Nous pouvons classer les différents algorithmes, d'estimation en ligne de la constante de temps rotorique, en trois méthodes [147] :

2.3.1. Méthodes basées sur l'injection du signal de perturbation

Afin de détecter les variations de la constante de temps rotorique en fonctionnement dynamique, nous introduisons un signal de perturbation extérieur dans le système. Ce signal est généralement surimposé au courant de commande, la réponse de l'entraînement est utilisée pour compenser l'effet de la variation de la constante de temps rotorique. Plusieurs travaux ont été réalisés, nous trouvons l'injection d'une séquence binaire pseudo aléatoire [115], [46], l'injection d'un signal sinusoïdal, ou encore l'injection d'un signal de courant à séquence négative [128].

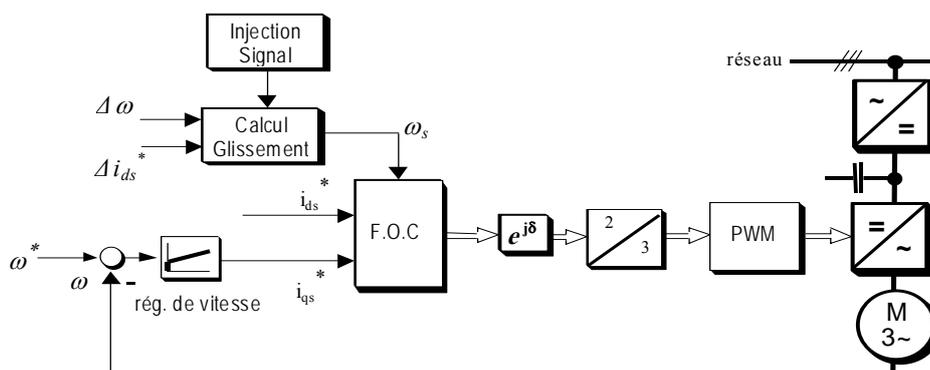


Fig. 2.5: Schéma bloc de l'adaptation de T_r - méthodes injection de signal

2.3.2. Méthodes basées sur le signal d'erreur

En générale, dans ces méthodes d'estimation de la constante de temps rotorique, nous introduisons deux signaux, l'un de référence noté S^* et l'autre estimé de la machine noté S , qui sont calculés et soustraits. Alors, nous obtenons le signal d'erreur noté $(\Delta S = S^* - S)$ qui est utilisé dans un calcul de glissement pour compenser l'effet de la variation de la constante de temps rotorique. Plusieurs travaux [46], [108], [115] font intervenir l'erreur d'énergie réactive, l'erreur du couple, ou encore l'erreur de la tension statorique dans les deux axes direct et en quadrature.

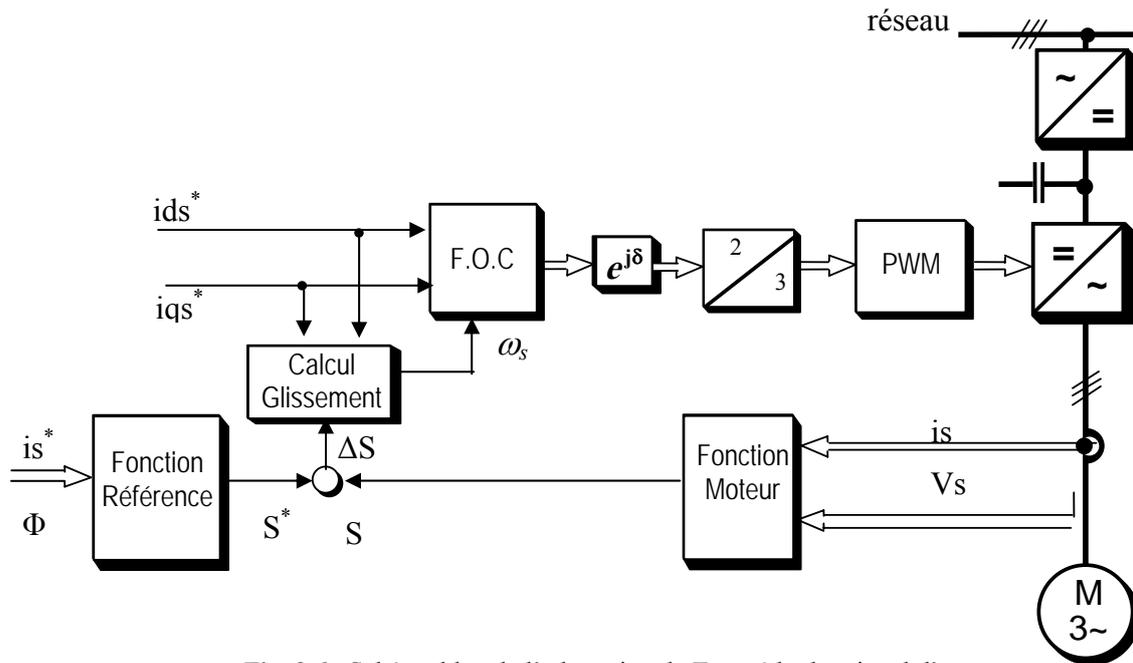


Fig. 2.6 : Schéma bloc de l'adaptation de T_r - méthodes signal d'erreur

2.3.3. Méthodes basées sur la fonction de l'erreur

Dans les méthodes basées sur une fonction d'erreur, nous pouvons trouver une fonction de critère F définie et calculée par des quantités mesurées tandis que la fonction référence F_0 provient du modèle de la machine. La différence entre la référence et l'actuelle valeur du critère F dépend de la constante de temps rotorique. Cette différence est utilisée pour compenser les effets sur le comportement dynamique de la machine.

Ainsi, l'adaptation d'un coefficient variable se fait par l'intermédiaire d'une boucle de régulation portant sur une sortie auxiliaire qui est accessible par la mesure et sensible à ces variations. La fonction d'erreur basée sur les tensions statoriques est décrite dans [181], [178], [182], alors que la fonction d'erreur basée sur la puissance active et réactive est développée dans [162]. De plus, l'influence de la résistance statorique et les effets de variation des inductances sont réduits dans le travail de [162]. Ceux ci modifient ainsi la méthode de J. Garces de la fonction erreur basée sur la puissance réactive [61].

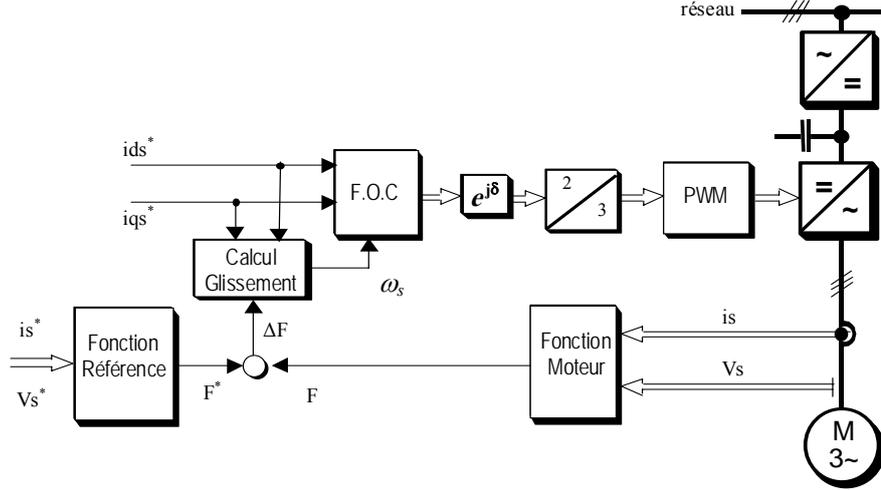


Fig. 2.7 : Schéma bloc de l'adaptation de T_r - méthodes Fonction d'erreur

Nous pouvons citer deux méthodes d'estimation de la constante de temps rotorique développées respectivement par Luis J. Garces [58], et T. Tokuyama [142] qui ont été étudiées et simulées avec les stratégies d'optimisations à flux variable. En outre, une nouvelle méthode est proposée pour surmonter les imperfections d'application des méthodes d'identification de la constante de temps rotorique avec minimisation des pertes pour les faibles charges.

2.4. Adaptation de la constante de temps rotorique utilisant la fonction

$$\phi_r = f(C_{em})$$

2.4.1. Adaptation de la constante de temps rotorique basée sur la variation de l'énergie réactive

Dans cette méthode d'adaptation, la fonction de critère est obtenue par une expression modifiée de la puissance réactive. Cet algorithme est appliqué lorsque la fréquence de glissement ou la fréquence du stator ne sont pas nulles. De plus, le calcul se fait d'une part en fonction des consignes de flux magnétique du rotor, de la fréquence de glissement et d'autre part en fonction de la mesure des courants, des tensions et de la vitesse [66], [72].

Dont la puissance réactive transférée au rotor s'écrit ainsi :

$$Q = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \quad (2.21)$$

Nous obtenons aussi les expressions des tensions statoriques directe et en quadrature :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_s \left[L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \right] \quad (2.22)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \right] \quad (2.23)$$

Par substitution, la puissance réactive de la machine en régime permanent s'écrit :

$$V_{qs}i_{ds} - V_{ds}i_{qs} = \sigma L_s \left(\frac{di_{sq}}{dt} i_{ds} - \frac{di_{ds}}{dt} i_{qs} \right) - \omega_s \sigma L_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\varphi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{d\varphi_{dr}}{dt} i_{qs} \right) - \omega_s \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{sq} + \varphi_{dr} i_{ds}) \quad (2.24)$$

Nous définissons les fonctions d'erreur et de référence par :

$$F = \left[\left(V_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right) i_{ds} - \left(V_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right) i_{qs} - \omega_s \sigma L_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \right] \quad (2.25)$$

$$F_0 = -\frac{1}{L_r} \omega_s \varphi_{dr}^2 = -\frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_{dr} i_{ds} \quad (2.26)$$

Nous remarquons d'après les fonctions d'erreur et de référence (2.12) et (2.13), que seule l'inductance statorique intervient dans le calcul et de ce fait cette inductance sera estimée. Par ailleurs le schéma détaillé de la méthode d'adaptation qui suit est donné par la Fig. 2.9 :

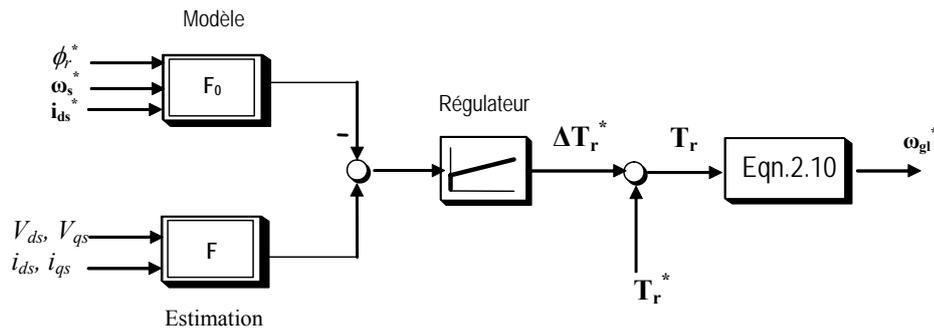


Fig. 2.8 : Principe de l'adaptation de T_r basée sur le schéma du modèle de référence

2.4.2. Interprétation des résultats de simulation numérique

Afin de valider le mécanisme d'adaptation de la constante de temps rotorique basée sur la variation de l'énergie réactive est représenté par le schéma bloc de la Fig. 2.9, nous avons testé par simulation numérique la commande vectorielle de la machine asynchrone. Les résultats obtenus par simulation pour tester l'adaptation selon Garces sont donnés sur les Figs. 2.10, 2.11 et 2.12.

Nous avons introduit un désaccord linéaire de la constante de temps rotorique aux instants $t=0.8$ s et $t=1.5$ s, puis une descente de $t=3$ s à $t=3.5$ s. Pour le fonctionnement à flux nominal et avec une application d'une charge nominale, nous avons simulé l'adaptation de la constante de temps rotorique. Nous remarquons que la variation de la constante de temps rotorique, avec une augmentation de 100%, n'affecte guère le découplage puisque dans la Fig. 2.10 la vitesse suit la

valeur de référence et la composante du flux rotorique en quadrature est nulle en régime permanent. La composante du flux directe suit le flux de référence nominal.

Enfin, nous remarquons d'après les résultats de simulation obtenus, qu'avec l'introduction de l'optimisation du flux nous pouvons obtenir une minimisation des pertes surtout lorsque nous diminuons la charge. Le mécanisme d'adaptation se dégrade pour les faibles charges (inférieures à 2 N.m pour la machine étudiée). Pour cela, nous avons eu recours à des blocs de limitations pour avoir une meilleure convergence. Ainsi, pour surmonter cet inconvénient de non validité de ce mécanisme pour les faibles charges, nous optons pour les méthodes d'adaptation basées sur un signal d'erreur.

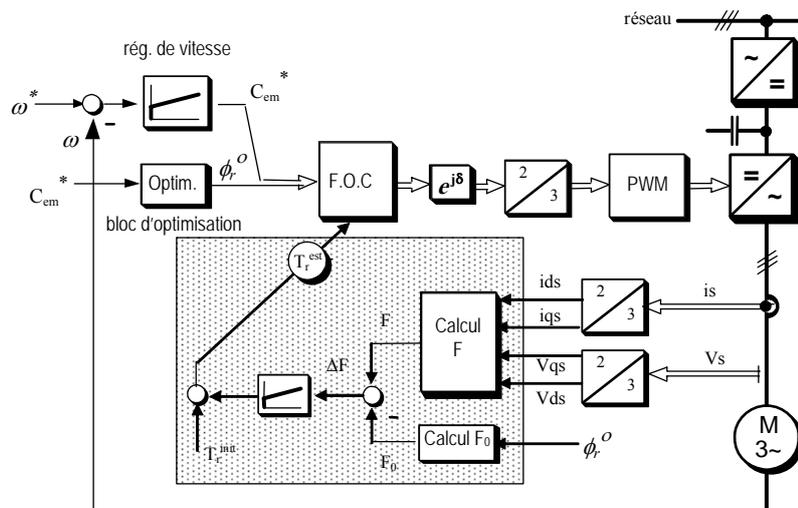


Fig. 2.9 : Schéma bloc de l'adaptation de la constante de temps rotorique T_r avec optimisation du flux rotorique

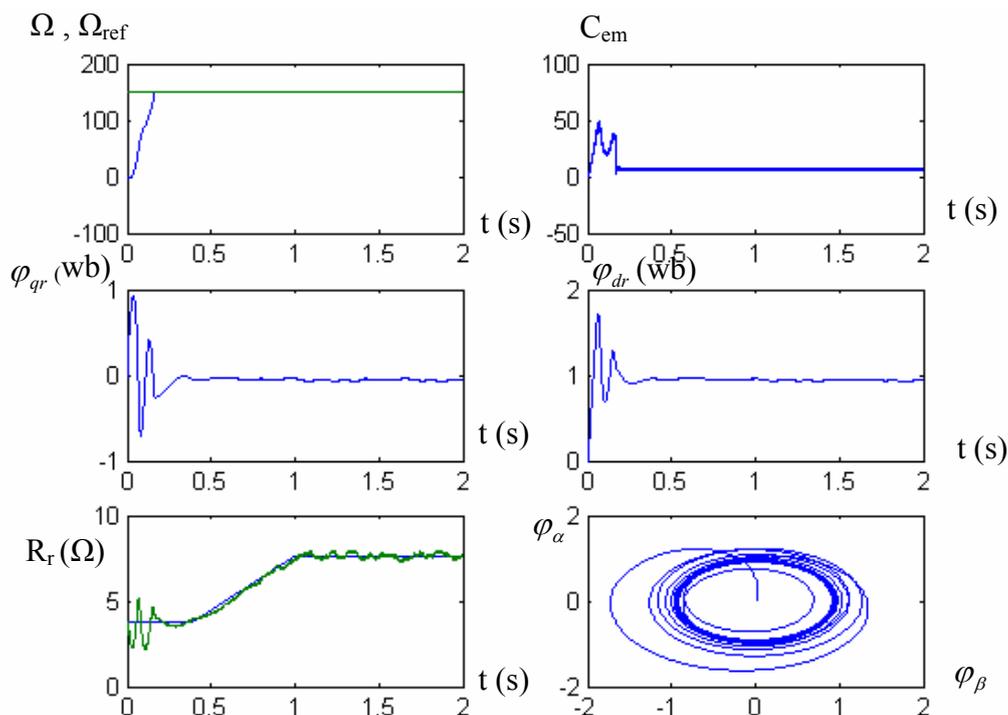


Fig 2.10 : Adaptation de T_r , $C_r=10$ N.m selon le signal d'erreur à flux nominal

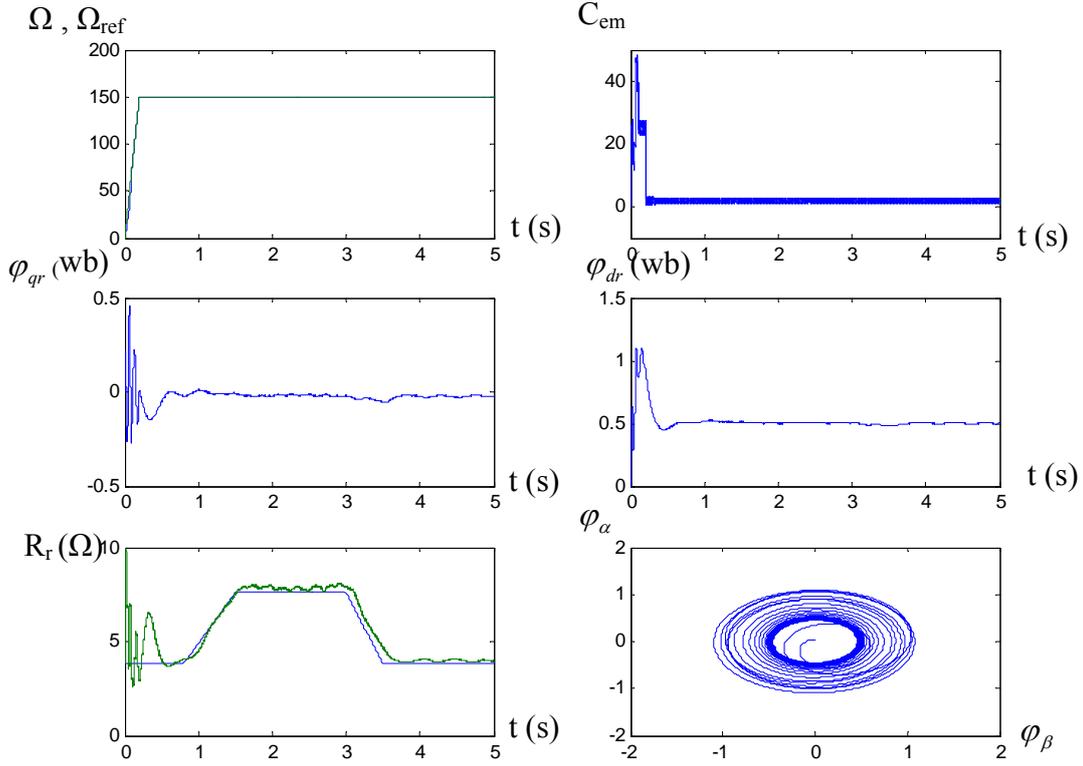


Fig.2.11 : Adaptation de T_r , $C_r=2$ N.m selon le signal d'erreur à flux variable

2.5. Adaptation de la constante de temps rotorique basé sur la fréquence de glissement

Dans cette méthode d'adaptation de la constante de temps rotorique, nous sommes basés sur le calcul de la fréquence de glissement en liaison avec un signal d'erreur du flux rotorique en quadrature. En plus de l'équation du flux rotorique en quadrature qui est utilisée pour estimer la résistance rotorique, il est nécessaire d'ajouter un régulateur proportionnel intégral PI et un estimateur de glissement [142].

Dont les équations des tensions statoriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{qs} \end{cases} \quad (2.27)$$

Les expressions des flux en quadrature statorique et rotorique en régime permanent sont :

$$\phi_{qs} = -\frac{V_{ds} - R_s i_{ds}}{\omega_s} \quad (2.28)$$

$$\phi_{qr} = \phi_{qs} - X_{lsr} i_{qs} \quad \text{avec} \quad X_{lsr} = \sigma L_s \quad (2.29)$$

Nous substituons les équations (2.28) et (2.29) et nous obtenons :

$$\phi_{qr} = -\frac{V_{ds} - R_s i_{ds}}{\omega_s} - X_{lsr} i_{qs} \quad (2.30)$$

Pour la commande vectorielle indirecte, les expressions estimées du flux rotorique et de la fréquence du glissement se déduisent :

$$\frac{d\phi_r^*}{dt} = \frac{L_m}{T_r^*} i_{ds}^* - \frac{1}{T_r^*} \phi_r^* \quad (2.31)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{L_m}{T_r^*} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*} \quad (2.32)$$

Ainsi, l'équation de Laplace du flux rotorique s'écrit :

$$\phi_r^* = \frac{L_m}{(1 + sT_r^*)} i_{ds}^* \quad (2.33)$$

En effet, le principe de base de cette méthode d'adaptation est lié aux calculs de l'erreur entre les flux en quadrature de l'Equation (2.17) et le flux rotorique en quadrature ϕ_{qr} qui est nul puisque nous avons la commande à flux orienté. Ainsi, l'estimateur de la fréquence de glissement proposé est présenté sur la Fig. 2.16. Cet estimateur comporte le bloc qui a pour entrées les courants statoriques i_{ds}^* , i_{qs}^* et la constante de temps rotorique identifiée T_r^* et pour sortie la fréquence de glissement ω_{gl}^* .

L'évaluation de la constante de temps rotorique est donc basé sur le modèle de référence de la machine et le régulateur proportionnel intégral PI. Ce régulateur PI consiste à remettre à zéro le flux ϕ_{qr} du modèle de référence et à commander la constante de tamps rotorique T_r^* .

Par ailleurs, cette méthode est basée sur un signal d'erreur. Le signal S est défini et calculé à partir des suantités mesurées qui (sont les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et les courants statoriques i_{ds} et i_{qs}), tandis que le signal de référence S^* provient du flux en quadrature. L'erreur entre le signal estimé et le signal mesuré nous permet l'adaptation de T_r .

Le signal estimé du modèle de la machine est défini par :

$$S = \phi_{qr} = -\frac{V_{ds} - R_s i_{ds}}{\omega_s} - X_{lsr} i_{qs} \quad (2.34)$$

Le signal de référence sera : $S^* = \phi_{qr}^* = 0$ (2.35)

Alors, les expressions des signaux estimés et de référence nous permettent d'implanter le mécanisme d'adaptation avec une estimation de la résistance statorique R_s et de l'inductance statorique L_s . Le schéma bloc du principe de l'adaptation de la constante de temps rotorique T_r est donné sur la Fig. 2.8.

2.5.1. Simulation numérique et interprétations

Pour valider le mécanisme d'adaptation de la constante de temps rotorique représenté par le schéma bloc de la Figure 2.14, nous avons testé par simulation la machine asynchrone avec

commande optimale en introduisant un désaccord linéaire de T_r , ainsi qu'une variation brusque de la résistance rotorique R_r .

Une première fois avec le désaccord linéaire à l'instant $t=0.8$ s et à $t=1.5$ s, puis une descente de $t=3$ s à $t=3.5$ s. et une deuxième fois à l'instant $t=0.8$ s nous introduisons une augmentation brusque de 100% de la résistance rotorique dans le modèle de la machine.

Dans une commande vectorielle indirecte, la résistance rotorique ne subit pas des variations brusques en réponse aux variations de la température car la valeur de la constante de temps thermique est très lente. Ainsi, la résistance rotorique change plutôt exponentiellement en fonction de l'échauffement de la machine. En plus, dans ce cas les variations d'échelons présentent un cas extrême car ils sont employés ici pour examiner la performance dynamique de la méthode d'adaptation.

Nous constatons que la valeur estimée de T_r exprimée par l'écart ΔS converge vers la valeur réelle pour les charges nominales de $C_r = 10$ N.m, Figs 2.15 et 2.16 tandis que pour l'application des faibles charges, Figs 2.17 à 2.20, l'écart entre la valeur réelle de T_r et la valeur prédite T_r augmente considérablement quand on diminue progressivement les charges de 5 N.m, puis de 2 N.m et enfin de 1N.m.

Enfin, grâce à cette adaptation la variation de la constante de temps rotorique T_r avec une augmentation de 100% n'affecte pas le découplage puisque les courbes obtenues montrent que la vitesse suit la valeur de référence et la composante du flux rotorique en quadrature ϕ_{qr} est nulle en régime permanent et la composante directe du flux rotorique ϕ_{dr} suit le flux de référence pour le cas ici à flux variable.

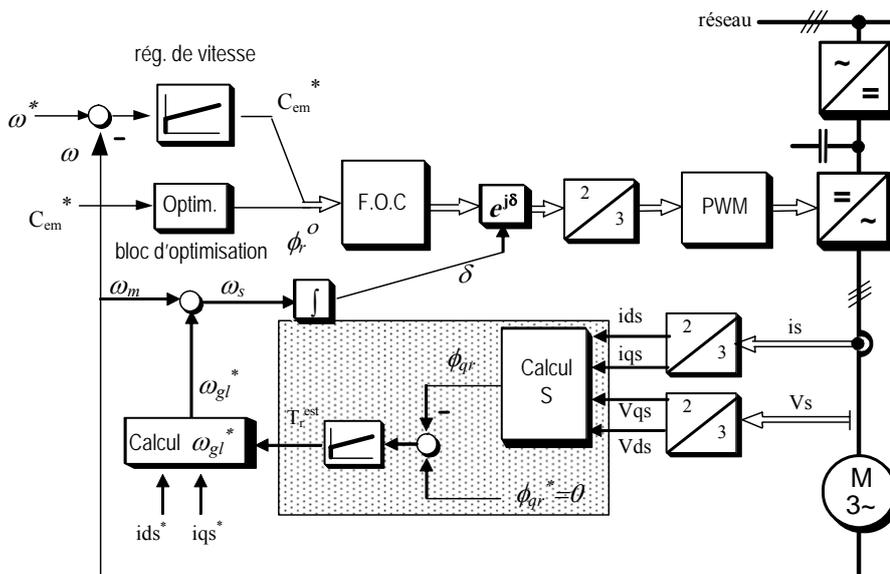


Fig. 2.12 : Schéma bloc de l'adaptation de la constante de temps rotorique avec optimisation du flux rotorique

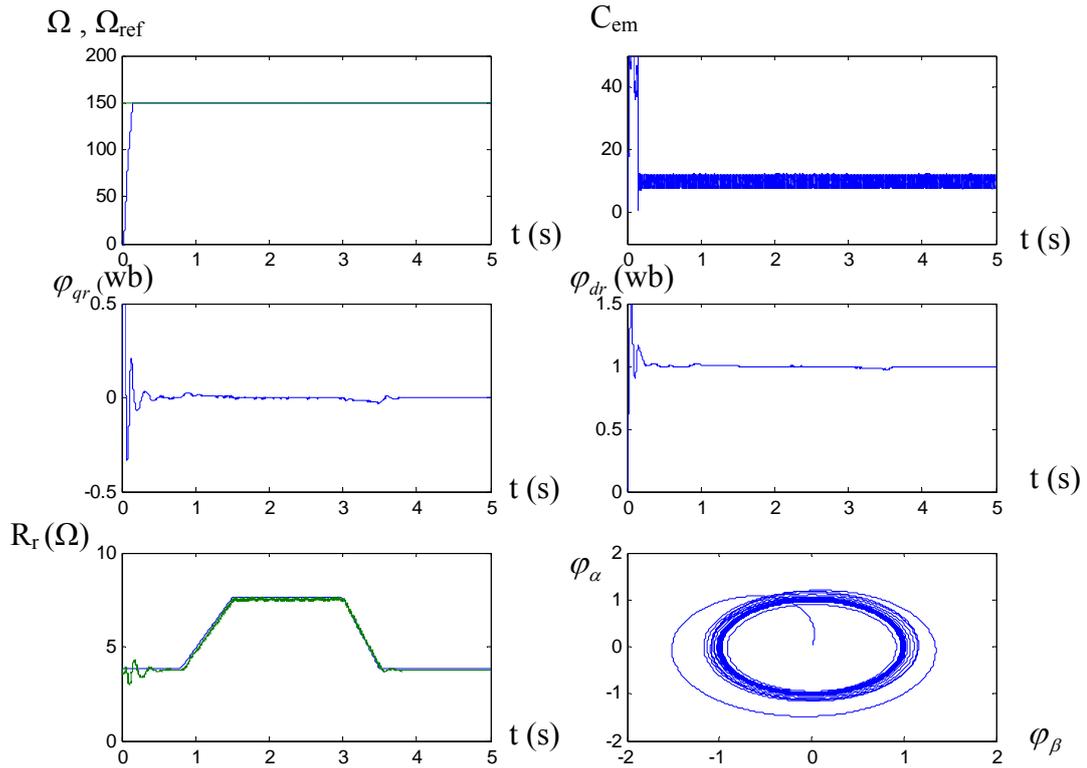


Fig.2.13 : Adaptation de T_r , $C_r=10$ N.m, méthode à flux nominal

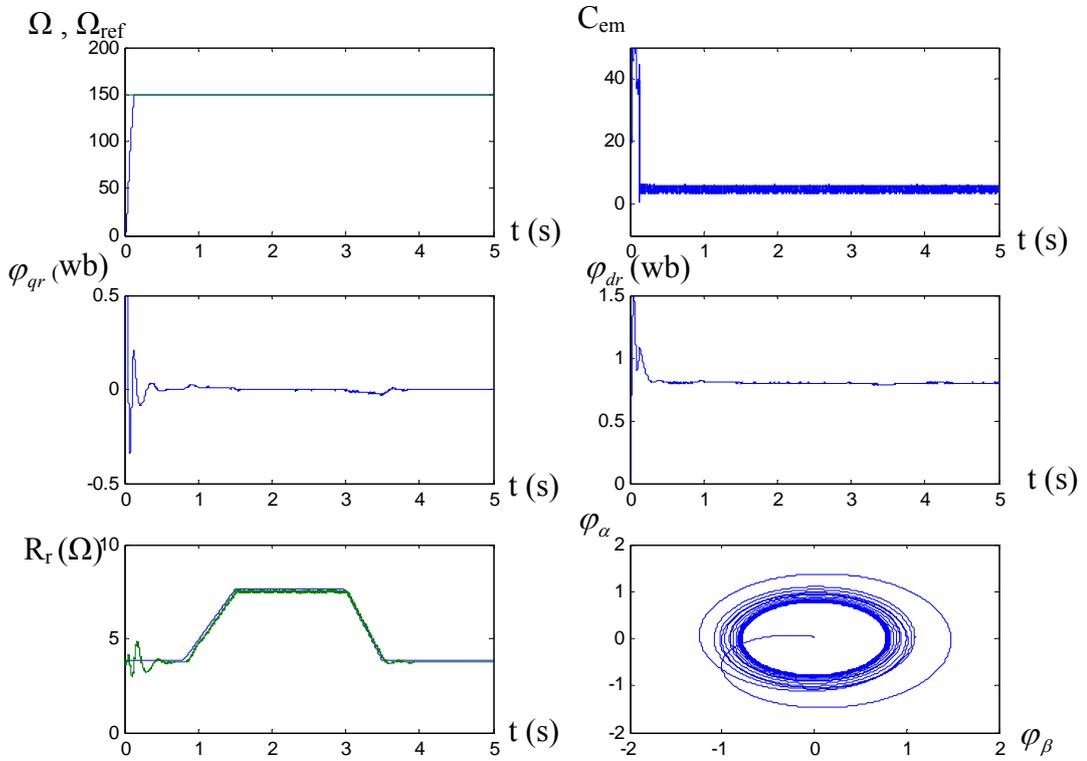


Fig.2.14 : Adaptation de T_r , $C_r=2$ N.m, méthode à flux variable

2.6. Conclusion

L'important effet néfaste de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur la dynamique du fonctionnement d'une part et de son influence sur les pertes de la machine asynchrone d'autre part nous a amené à détailler l'étude de l'adaptation de cette constante de temps selon les modèles de référence.

Cependant, avec l'application de la méthode basée sur la variation de l'énergie réactive pour différentes applications du couple de charges, nous avons remarqué que pour les faibles charges la minimisation des pertes était meilleure, ou même la méthode basée sur la variation de fréquence du glissement n'était pas en mesure d'identifier convenablement la constante T_r . Pour cela nous avons proposé une nouvelle méthode d'identification pour la commande à flux rotorique variable.

Cette méthode a prouvé son efficacité pour les faibles charges et elle offre une robustesse de la commande vis-à-vis des entrées de consigne de flux optimum et de perturbation en présence de la variation de la constante de temps rotorique.

Chapitre 3

Optimisation de la commande du flux rotorique de la machine asynchrone

3.1. Introduction

Dans ce présent chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'optimisation des pertes dans les machines asynchrones contrôlées par la méthode d'orientation du flux rotorique. Ces machines présentent de bonnes performances dans ce type de contrôle à flux orienté car elles sont capables de produire rapidement un couple électromagnétique robuste et précis. Cependant, pour les applications industrielles, dans le cas des systèmes embarqués (cas des véhicules électriques), ces avantages de la commande vectorielle ne sont pas suffisants car ils nécessitent une amélioration au point de vue contrôle et rendement. Par conséquent, l'étude de telle technique de commande qui permet d'optimiser les pertes de fonctionnement de la machine est fort souhaitée.

En effet, les pertes de fonctionnement dans le cas des machines asynchrones peuvent être réduites par plusieurs méthodes ; nous pouvons citer [2], [108] :

- Conception de la machine ;
- Amélioration de la forme d'onde de la puissance d'alimentation pour réduire les pertes causées par les harmoniques ;
- Application de réglage et de contrôle adéquats liés aux variations des courants, tensions et fréquence autour du point de fonctionnement.

Cependant, l'application des commandes vectorielles à la machine asynchrone permet à la composante directe du flux rotorique commandée par le courant statorique i_{ds} d'intervenir généralement pour maintenir la norme du flux rotorique nominal dans toute la région à basse

vitesse depuis sa valeur nulle à la valeur nominale. Ce cas fait diminuer le rendement de la machine lorsqu'elle fonctionne dans les conditions de faibles charges.

Dans la littérature, plusieurs méthodes ont été proposées pour le contrôle vectoriel de la machine asynchrone afin d'améliorer le rendement et dans le but d'optimiser les pertes de la machine surtout pour les fonctionnements à faibles charges.

Nous détaillons dans ce chapitre tout point d'étude liée aux problèmes d'optimisation des pertes de fonctionnement en régime dynamique des machines asynchrones. Nous présentons les diverses expressions des pertes : deux grandes familles d'optimisation pour les pertes électromagnétiques. La première famille regroupe les méthodes d'optimisation du flux rotorique en fonction du couple électromagnétique où trois méthodes ont été élaborées selon différentes fonctions objectives. La deuxième famille synthétise les méthodes d'optimisation selon une expression reliant les deux composantes du courant statorique.

3.2. Pertes de puissances et rendement

3.2.1. Modèle de puissance instantanée de la machine

Plusieurs modèles de puissances ont été proposés et utilisés dans la littérature. Parmi ces travaux ceux de [4], [24], [55] qui prennent en compte les pertes par effet Joule des enroulements statoriques et rotoriques et les pertes fer qui sont modélisées à partir des schémas classique équivalent de la machine.

Au niveau des références [1], [2] nous montrons que les pertes du convertisseur ne sont pas importantes dans les faibles entraînements comparés aux pertes de la machine sauf pour certaines approches où le calcul du rendement maximal du système est demandé.

Par définition, la puissance active instantanée est donnée par :

$$P_a = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \quad (3.1)$$

En tenant compte de l'Expression (3.1) de la puissance active, nous pouvons déterminer l'expression des pertes totales dans la machine. Suite aux développements des équations des tensions de la machine asynchrone nous obtenons :

$$v_{ds} = \sigma L_s \left(\frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s i_{qs} \right) + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{qr} \quad (3.2)$$

$$v_{qs} = \sigma L_s \left(\frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s i_{ds} \right) + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} - \frac{L_m}{L_r T_r} \varphi_{qr} \quad (3.3)$$

Nous substituons les expressions (3.1), (3.2) et (3.3) et nous pouvons écrire que les puissances en quadrature et directe sont :

$$v_{ds} i_{ds} = \sigma L_s i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{ds} i_{qs} + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_{ds}^2 - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{dr} i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} i_{ds} \quad (3.4)$$

$$v_{qs} i_{qs} = \sigma L_s i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} i_{ds} + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_{qs}^2 + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r T_r} \varphi_{qr} i_{qs} \quad (3.5)$$

Ainsi, l'expression de la puissance active devient :

$$P_a = \left\{ \begin{array}{l} \sigma L_s (i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt}) + (R + \frac{L_m^2}{T_r L_r})(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ - \frac{L_m}{T_r L_r} (\varphi_{dr} i_{ds} + \varphi_{qr} i_{qs}) + \frac{L_m}{L_r} \omega (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \end{array} \right\} \quad (3.6)$$

Avec les équations des courants rotoriques :

$$i_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r}, \quad i_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r} \quad (3.7)$$

Nous pouvons remarquer que la puissance active est composée de la somme de puissance magnétique emmagasinée dans les inductances, de la puissance électrique dissipée par effet joule dans les enroulements et de la puissance mécanique du rotor.

Ainsi, en régime permanent l'énergie magnétique emmagasinée est généralement nulle.

$$P_t = P_a + \Delta P_{Fe} = \Delta P_{Cu} + P_m + \Delta P_{Fe} \quad (3.8)$$

Par ailleurs, l'énergie totale consommée par la machine peut être représentée par l'intégrale de la puissance totale sur un intervalle du temps [0, T].

$$E = \int_0^T \Delta P_{Cu} dt + \int_0^T \Delta P_{Fe} dt + \int_0^T P_m dt \quad (3.9)$$

3.2.2. Rendement du système onduleur- machine

Par définition, la fonction du rendement η est définie par le rapport de la puissance utile à la puissance absorbée [2], [24], [108].

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{absorbée}} \quad (3.10)$$

Pour application, la puissance utile de la machine est égale à la puissance absorbée diminuée de ces pertes, donc :

$$\eta_{IM} = \frac{P_{absorbée} - \Delta P_t}{P_{absorbée}} = \frac{P_{utile}}{P_{utile} + \Delta P_t} \quad (3.11)$$

Afin d'améliorer l'étude sur le rendement, en particulier dans le cas de l'optimisation de la fonction du rendement, l'étude des pertes de puissance s'avère importante [24].

En effet, pour l'approche menée par [61], la fonction d'optimisation du rendement peut être donnée en fonction des paramètres de la machine asynchrone :

$$\eta_{IM} = \frac{\omega_{sl} \omega L_m^2 R_r}{R_s R_r^2 + R_r \omega_{sl}^2 L_m^2 + R_s \omega_{sl}^2 L_r^2 + R_r \omega_{sl} \omega L_m^2} \quad (3.12)$$

En tenant compte de l'Expression (3.12), la fonction optimum du rendement pour la machine est obtenue pour :

$$\omega_{sl}^{opt} = \sqrt{\frac{R_s R_r^2}{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}} \quad (3.13)$$

Cette approche est référenciée dans le cas minimum des pertes de puissance obtenues sous contrôle sauf pour le cas où les pertes de puissance dans le fer sans négligeables.

Dans le cas où on tient compte du rendement de l'onduleur, la fonction du rendement définie par l'Equation (3.10) devient :

$$\eta_{INV} = \eta = \frac{P_{sortie}}{P_{entrée}} \quad (3.10 a)$$

Alors, la fonction du rendement total du système de l'association onduleur-machine s'écrit :

$$\eta_T = \eta_{INV} \times \eta_{IM} \quad (3.14)$$

3.2.3. Pertes de puissance dans la machine asynchrone

En générale, les pertes de puissance dans le cas de la machine asynchrone peuvent être définies sous les formes suivantes : électriques, magnétiques, mécaniques et supplémentaires.

Pour le cas des pertes de puissance électriques, elles sont définies sous forme de pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre notées ΔP_{Cu} . Elles sont localisées dans les enroulements du stator et du rotor et plus généralement dans toutes les parties conductrices de la machine.

Pour les pertes magnétiques ou les pertes dans le noyau en fer notés ΔP_{Fe} , elles sont causées par le flux d'entrefer. En générale, ces pertes regroupent toutes les pertes par hystérésis et par courants de Foucault.

Par ailleurs, pour les pertes mécaniques notés ΔP_m qui sont engendrées par les divers phénomènes physiques tels que les frottements mécaniques des paliers de roulements, de ventilation et de vibration. Elles occupent une grande partie des pertes totales.

Enfin, pour les pertes supplémentaires notés ΔP_{sup} , elles sont dues à des phénomènes parasites de bruits, aux fuites et aux harmoniques d'espace car dans certains cas elles peuvent être négligées.

Ainsi, l'expression des pertes puissance totale s'écrit :

$$\Delta P_t = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m + \Delta P_{sup} \quad (3.15)$$

En tenant compte pertes principales dans la machine, la Fig.3.1 représente le schéma qui illustre le flux de puissance active dans le mode de fonctionnement en moteur.

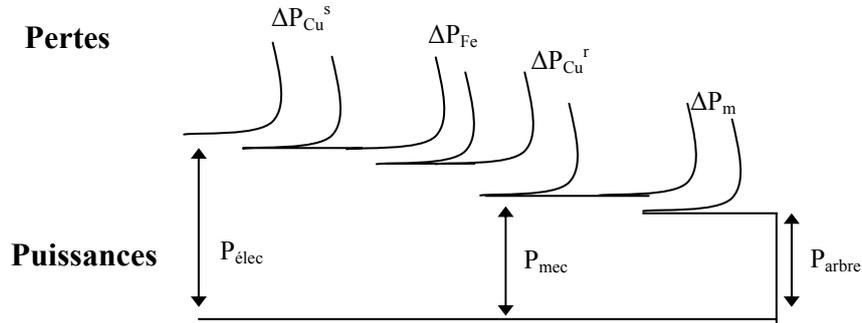


Fig. 3.1 : Différentes puissances et pertes de puissance dans la machine asynchrone

3.2.4. Expressions des différentes pertes dans la machine asynchrone

3.2.4.1. Pertes de puissance par effet Joule

Généralement, ces pertes sont données par l'expression [115] :

$$P_j = R_s (I_{sdq})^T I_{sdq} + R_r (I_{rdq})^T I_{rdq} \quad (3.16)$$

Dans cette expression (3.16), les résistances R_s et R_r sont les paramètres du circuit électrique du stator et du rotor mesurées à la température du régime.

Dans la machine, nous pouvons séparer ces pertes par effet Joule en deux parties : pertes Joule statoriques ΔP_{Cu}^s et pertes Joule rotoriques ΔP_{Cu}^r :

$$\Delta P_{Cu}^s = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (3.17)$$

$$\Delta P_{Cu}^r = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (3.18)$$

3.2.4.2. Pertes de puissance ferromagnétiques

Tenant compte de la définition du circuit magnétique de la machine asynchrone, les pertes de puissance ferromagnétiques sont engendrées par le phénomène physique qui correspondent à une modification locale du mouvement des électrons liés au noyau qui modifie l'orientation des moments magnétiques des atomes associés sous l'effet d'une variation du champ magnétique appliqué et les pertes par courants de Foucault qui correspondent à un déplacement des électrons libres du matériau sous l'effet d'une variation de flux magnétique, elles sont exprimées par [2], [14], [115]:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_H + \Delta P_F \quad (3.19)$$

Dans l'approximation la plus courante, les pertes par hystérésis ΔP_H sont exprimées en (W/Kg), elles sont proportionnelles à la fréquence d'alimentation du réseau et au carré des flux magnétiques du stator et du rotor qui s'écrivent :

$$\Delta P_{HS} = K_{HS} f_s \varphi_s^2 \quad (3.20)$$

$$\Delta P_{HR} = K_{HR} f_r \varphi_r^2 \quad (3.21)$$

Cependant, les pertes par courants de Foucault ΔP_F exprimées en (W/Kg) diminuent avec l'épaisseur des tôles, elles sont proportionnelles aussi au carré de la fréquence d'alimentation de la machine et des flux magnétiques du stator et du rotor qui s'écrivent :

$$\Delta P_{FS} = K_{FS} f_s^2 \varphi_s^2 \quad (3.22)$$

$$\Delta P_{FR} = K_{FR} f_r^2 \varphi_r^2 \quad (3.23)$$

où K_{FS} et K_{FR} sont des coefficients qui caractérisent le matériau ferromagnétique.

En effet, la modélisation des pertes de puissance ferromagnétique peut être déterminée suivant les schémas équivalents de la machine asynchrone. Nous pouvons distinguer différents modèles de pertes fer, ainsi nous citons :

- **Cas du modèle -1-**

Dans le cas de la machine asynchrone commandée par la méthode de flux orienté, nous pouvons négliger les pertes engendrées par les courants de Foucault et par hystérésis dans le rotor en raison des faibles fréquences du flux au rotor. Ainsi, ces pertes de puissance ne sont liées qu'au fer statorique, et sont illustrées par le schéma équivalent de la Fig.3.2. Elles sont exprimées par :

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fe}^s = R_{Fe} \frac{\varphi_r^2}{L_m^2} \quad (3.23)$$

$$R_{Fe} = \frac{L_m}{L_r} (K_H f_m + K_F f_m^2) \quad (3.24)$$

où R_{Fe} est la résistance représentant les pertes dans le fer et f_m est la fréquence d'excitation du courant de magnétisation de la machine.

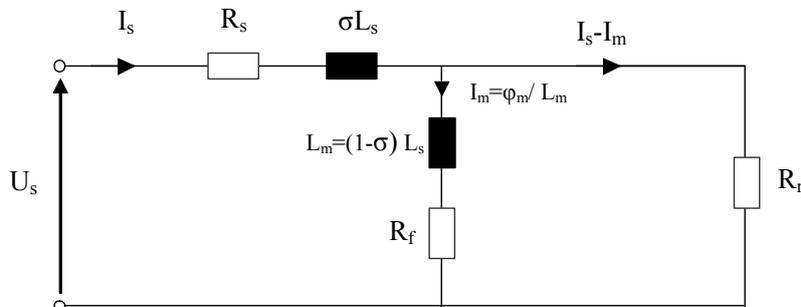


Fig. 3.2 : Schéma équivalent de la machine asynchrone - modèle classique

• **Cas du modèle -2-**

En tenant compte des essais par séparation des pertes de puissance, les pertes de puissance ferromagnétiques sont représentées sous la forme suivante [14] :

$$\Delta P_{Fe} = K_{fer} U_s^2 \quad (2.25)$$

En développant l'expression (2.25), nous obtenons :

$$\Delta P_{Fe} = K_{fer} \left[(R_s i_{ds} - \omega_s L_s i_{qs})^2 + (R_s i_{qs} + \omega_s L_s i_{ds})^2 \right] \quad (2.26)$$

Dans la plupart des cas de fonctionnement de la machine, en particulier lorsque la vitesse de rotation devient importante, les chutes de tension dans les enroulements sont prépondérantes par rapports aux chutes de tension dues aux termes résistifs. Ainsi, les chutes de tensions ohmiques peuvent être négligées, ce qui revient à écrire la relation suivante :

$$\Delta P_{Fe} = K_{fer} (\omega_s L_s)^2 (i_{sq}^2 + i_{sd}^2) \quad (3.27)$$

A partir de l'Equation 3.27, nous pouvons définir la résistance équivalente aux pertes fer dite R_{fer} , exprimée par :

$$R_{fer} = K_{fer} (\omega_s L_s)^2 \quad (3.28)$$

• **Cas du modèle -3-**

Dans ce dernier cas, les pertes de puissance ferromagnétique de la machine peuvent être illustrées par le schéma équivalent de la Fig.3.3. Ainsi, elles sont décrites par l'expression suivante :

$$\Delta P_{Fe} = R_{fer} I_{fe}^2 = R_{fer} \left[\frac{L_m \omega_s}{R_{fer}} I_m \right]^2 \quad (3.29)$$

ou encore par :

$$\Delta P_{Fe} = R_{fer} \left[\frac{Z_{Lm}}{Z_{Lm} + R_{fer}} I_m \right]^2 \quad (3.30)$$

$$I_m = \sqrt{(i_{dm}^2 + i_{qm}^2)} \quad (3.31)$$

où Z_{Lm} est l'impédance de magnétisation aux bornes de L_m du circuit équivalent

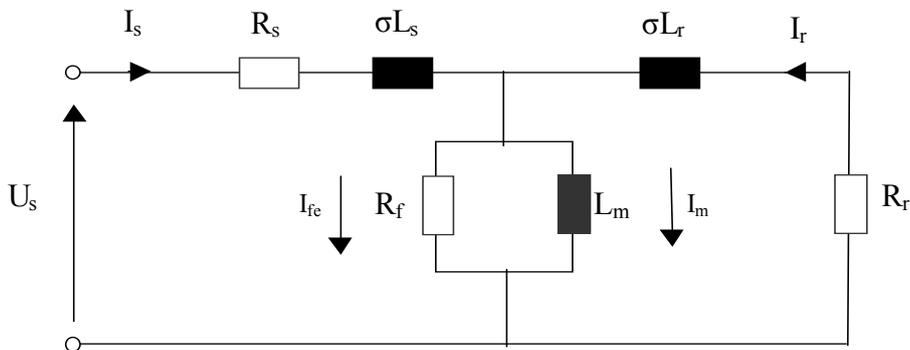


Fig. 3.3 : Schéma équivalent de la machine asynchrone modèle- parallèle

3.2.4.3 Pertes de puissance mécaniques

Ces pertes de puissance mécaniques ΔP_m sont généralement représentées par deux types de pertes : par frottements et par ventilation.

a- Les pertes de puissance mécaniques dues aux frottements au niveau des paliers sont approximativement proportionnelles à la vitesse mécanique.

b- Les pertes de puissance dues aux ventilations sont proportionnelles au cube de la vitesse mécanique.

Alors, l'expression de la puissance mécanique est donnée par [24] :

$$\begin{aligned} P_m &= (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) (d(\theta_s - \theta_r) / dt) \\ P_m &= \Omega C_{em} \\ &= \frac{J}{2} \frac{d}{dt} (\omega^2) + f\omega^2 + \omega C_r \end{aligned} \quad (3.32)$$

3.2.5. Facteur de Puissance de la machine

En tenant compte de la définition classique du facteur de puissance noté P.F, il est exprimé par la relation qui lie le rapport de la puissance active totale à la puissance apparente en régime permanent :

$$P.F = \frac{P_{at}}{\sqrt{P_{at}^2 + Q_{rt}^2}} \quad (3.33)$$

$$P.F = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q_{rt}}{P_{at}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{M}{C_{em}}\right)^2}} \quad (3.34)$$

L'optimisation par minimisation de l'énergie magnétique de la machine asynchrone améliore considérablement le facteur de puissance de la machine et de l'installation.

3.3. Optimisation des pertes de puissance dans la machine

Tenant compte des travaux de recherche relatifs aux études sur l'optimisation des pertes de puissance qui montrent que dans la région de fonctionnement à basse vitesse, il existe deux mécanismes distincts pour la réduction des pertes de puissance par action sur la variation du niveau de flux magnétique du rotor [103] :

- Le flux magnétique du rotor doit être augmenté au-delà de sa valeur nominale pour les valeurs importantes du couple moteur,
- A faibles charges, le flux magnétique du rotor doit être diminué.

Cependant, la réduction des pertes de puissance dans la machine, obtenue par ajustement du niveau du flux magnétique du rotor dans la région à basse vitesse, est plus significative pour les cas des faibles et des grandes charges.

Ainsi, ils existent plusieurs approches qui sont appliquées dans l'étude de l'optimisation des pertes de puissance [1], [2], [15], [24]. Parmi ces approches, nous trouvons les approches heuristiques et les approches analytiques [32], [59].

Dans le cas des approches heuristiques qui sont par définition des méthodes non fondées sur un modèle, mais des méthodes de résolution de problème consistant en une suite d'essais donnant des résultats approchés. Elles sont dites Search controllers (SCs) et sont basées sur la mesure de la puissance d'entrée en introduisant un algorithme de recherche du flux magnétique optimum où le flux magnétique du rotor est diminué jusqu'à ce que la puissance d'entrée électrique se maintienne à sa plus faible valeur pour un couple moteur et une vitesse mécanique donnés. Cette approche ne nécessite pas la connaissance des paramètres exactes de la machine mais elle n'a pas de garantie de convergence pour n'importe quelle condition de fonctionnement [55], [101], [103], [137], [168], [169].

Dans le cas des approches analytiques qui sont en général des méthodes qui possèdent l'avantage d'être utilisées directement en temps réel car elles utilisent l'équation donnant la trajectoire optimale de la commande. De plus, elles s'adaptent naturellement aux applications avec couple moteur méconnu à l'avance. Elles sont appelées Loss-Model Controller (LMC) et sont basées sur les modèles de connaissance des pertes de puissance qui consistent à calculer ces dernières en utilisant le modèle de la machine et la sélection du niveau de flux minimisant [32], [59], [102], [121], [147]. L'inconvénient est qu'elles sont moins robustes que les méthodes heuristiques car elles exigent la connaissance exacte des paramètres de la machine qui changent considérablement avec la température, la saturation, et l'effet de peau. Pour atténuer cet inconvénient, nous pouvons utiliser des mécanismes d'adaptation des paramètres.

L'approche heuristique, qui est simple et inclue tous les types de pertes de puissance du système onduleur – machine car la puissance d'entrée du système est mesurée et utilisée dans l'algorithme d'optimisation, est relativement lente dans les calculs. La deuxième approche, que nous utilisons dans notre étude est généralement rapide mais dépend largement des paramètres de la machine qui sont très difficiles à obtenir d'une façon exacte. Plusieurs travaux de recherche sont appliqués sous différentes stratégies d'optimisation des pertes de puissance en régime permanent, suivant la sélection des fonctions mathématique dites fonctions coûts à minimiser [11], [16], [113], [147], [186].

3.3.1. Fonctions coûts pour l'optimisation des pertes de puissances

L'objectif visé dans cette étude consiste à optimiser les pertes de puissance de la machine. Pour cela, nous sommes intéressés à la partie commande de la machine par l'application des techniques de commandes optimales qui minimisent un critère donné tout en respectant les contraintes dynamiques de la machine.

Les variables de commande peuvent être, suivant la stratégie de commande appliquée, des tensions statoriques $[V_{sd}^*, V_{sq}^*]^T$, des courants statoriques $[i_{sd}^*, i_{sq}^*]^T$, le couple électromagnétique C_{em}^* ou le flux rotorique ϕ_r^* .

Nous choisissons comme variables de commande les tensions statoriques. Le problème d'optimisation revient à trouver la commande optimale $V_s^{(d,q)*} = [V_{sd}^*, V_{sq}^*]^T, \forall t \in [0, T]$ qui minimise :

$$\begin{aligned} J_1 &= \int_0^T \left\{ (V_s^{(d,q)})^T R_1 V_s^{(d,q)} + q_1 (\Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + f \omega_m^2 + \omega_m C_r) \right\} dt \\ &= \int_0^T L_1(C_r, i_s^{(d,q)}, \phi_r^{(d,q)}, \omega, V_s^{(d,q)}) dt \end{aligned} \quad (3.35)$$

En respectant les contraintes dynamiques de la machine, le modèle représenté [117], [178] dans un repère lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme, s'écrit :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s T_r L_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \end{aligned} \right. \quad (3.36)$$

Il s'agit d'une fonction de coût qui minimise la somme pondérée de la commande $U_s^{(d,q)}$ et l'énergie totale du moteur donnée par l'expression (3.33) pour :

- $C_r(t)$ le couple de charge connu $\forall t \in [0, T]$, $i_s^{(d,q)}(0)$, $\phi_r^{(d,q)}(0)$, $\omega(0)$ donnés ;
- r_1 et q_1 sont des facteurs de pondération de la fonction coût.

Dans ce problème d'optimisation, pour un certain intervalle de temps donné, nous voulons passer d'un point de fonctionnement spécifié de la machine vers un autre en minimisant la fonction J_1 pendant cet intervalle.

Ce problème qui se résume avec cinq (5) états et deux (2) commandes n'est pas facile à résoudre analytiquement mais nous pouvons le simplifier en considérant que la vitesse du rotor est déjà définie par la référence d'une boucle externe pour le contrôle de vitesse ce qui définit l'énergie mécanique et qu'alors il n'est pas nécessaire de le prendre en compte pour l'optimisation [149].

En effet, si nous prenons en compte la minimisation de l'énergie mécanique, il faudrait minimiser le somme pondérée de la commande C_{em} et l'énergie mécanique du système. Ce problème n'est résolu que par une commande optimale pour des couples de charge spécifiques et sa solution définit la trajectoire désirée du couple $C_{em}^d = C_{em}^*$ qui devient une contrainte pour le problème simplifié qui suit.

De ce fait la fonction de coût, définie par l'Equation (3.33) à minimiser, se réduit à une minimisation de :

$$\begin{aligned} J_2 &= \int_0^T \left\{ (V_s^{(d,q)})^T R_2 V_s^{(d,q)} + q_2 (\Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe}) \right\} dt \\ &= \int_0^T L_2(C_{em}^d, i_s^{(d,q)}, \varphi_r, \omega_m, V_s^{(d,q)}) dt \end{aligned} \quad (3.37)$$

En respectant les contraintes dynamiques de la machine, le modèle devient :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \left(p\omega + \frac{R_r}{p} \frac{C_{em}^d}{\varphi_r^2} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s T_r L_r} \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\left(p\omega + \frac{R_r}{p} \frac{C_{em}^d}{\varphi_r^2} \right) i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\varphi_r^{ref}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^{ref} - \frac{1}{T_r} \varphi_r^{ref} \\ C_{em}^{ref} &= C_{em}^d = \frac{p L_m}{L_r} i_{qs}^{ref} \varphi_r^{ref} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega - \frac{p}{J} C_r \end{aligned} \right. \quad (3.38)$$

Nous nous sommes basé la contrainte du glissement ce qui s'explique en termes de contrainte de couple moteur. Nous avons donc trois contraintes dynamiques pour l'état, et une contrainte algébrique pour le couple C_{em} .

Nous simplifions le problème en considérant les courants statoriques comme des variables de commandes. Nous redéfinissons donc la fonction de coût et utilisons le modèle d'orientation du flux pour représenter la dynamique de la machine.

Ceci nous amène à trouver la commande optimale $[u_1^*, u_2^*]$ $T = [isd^*, isq^*]T$, $\forall t \in [0, T]$, qui minimise :

$$\begin{aligned} J_3 &= \int_0^T \left\{ (i_s^{(d,q)})^T R_3 i_s^{(d,q)} + q_3 \varphi_r^2 \right\} dt \\ &= \int_0^T L(i_s^{(d,q)}, \varphi_r) dt \end{aligned} \quad (3.39)$$

Avec $r_3 = \text{diag} \{r_{31}, r_{32}\} > 0$, $q_3 > 0$; en respectant les contraintes:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} u_1 \\ C_{em}^d = \frac{pL_m}{L_r} \varphi_r u_2 \end{cases} \quad (3.40)$$

Nous substituons la contrainte du couple (3.39) dans la fonction de coût (3.40) et ainsi nous pouvons trouver la commande optimale u_1^* $\forall t \in [0, T]$ qui minimise :

$$\begin{aligned} J_4 &= \int_0^T \left\{ r_{31} u_1^2 + r_{32} \left(\frac{L_r}{pL_m} \frac{C_{em}^d}{\varphi_r} \right)^2 + q_3 \varphi_r^2 \right\} dt \\ &= \int_0^T L_4(C_{em}^d, \varphi_r, u_1) dt \end{aligned} \quad (3.41)$$

En respectant la dynamique du flux rotorique :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} u_1 \quad (3.42)$$

Alors, nous avons un problème d'optimisation avec un état φ_r , une seule commande u_1 et une fonction de coût dépendant du temps et non quadratique en l'état. Nous remarquons que dans cette formulation, l'état φ_r est strictement positif.

Les fonctions coût J_3 et J_4 visent à trouver la commande U^* . Notons que cette commande est seulement fonction du couple et de l'état optimal φ_r^* .

3.3.2. Optimisation des pertes de puissance à niveau de flux rotorique variable

Généralement, dans la commande vectorielle indirecte à flux nominal, le fait de maintenir le flux rotorique constant à sa valeur nominale nous permet d'obtenir le couple maximum délivré par la machine en un minimum de temps. A cet avantage, s'ajoute la simplicité de la commande parce qu'un seul courant est ainsi variable. En effet, pour réguler le couple moteur de la machine nous n'avons besoin qu'à contrôler le courant statorique I_{qs} .

Cependant, à ces avantages du point de vue des performances dynamiques, il faut opposer le fonctionnement non optimal vis-à-vis d'autres critères, tels que les pertes, le courant absorbé, le facteur de puissance ou le rendement de la machine. Ainsi, afin d'obtenir une commande qui assure de bonnes performances dynamiques et qui nous permette d'optimiser un critère énergétique, nous proposons d'appliquer la commande vectorielle à niveau de flux variable.

En effet, le couple électromagnétique à imposer par la commande est défini dans le système (3.39) par le produit de deux variables qui sont le flux ϕ_r et le courant I_{qs} . Nous gagnons alors avec la commande à flux variable un degré de liberté à savoir le niveau de flux puisque seul le produit des deux grandeurs (courants et flux) est imposé pour assurer le couple. Ceci nous permet d'optimiser un critère supplémentaire en ne dégradant pas significativement les performances dynamiques [11], [14].

3.3.3. Techniques de réduction du flux rotorique

Le phénomène du mécanisme de réduction de flux rotorique ne peut être expliqué que par l'utilisation du circuit équivalent complet de la machine asynchrone :
Les pertes de puissance ferromagnétique ne peuvent être optimisées que par l'utilisation d'un possible flux rotorique minimal correspondant à un couple moteur et à une vitesse mécanique donnés. Ainsi, les pertes par effet Joule, qui sont liées à la partie statorique, dues au courant de magnétisation peuvent être par conséquent minimisées. Le flux magnétique du rotor peut être réduit par diminution du courant statorique I_{ds} .

En tenant compte de la commande vectorielle, par définition le couple électromagnétique est proportionnel au produit du flux rotorique et du courant statorique I_{qs} . Afin de maintenir le même couple électromagnétique avec un flux rotorique réduit, ce courant statorique I_{qs} doit être augmenté.

Par ailleurs, le courant statorique I_{ds} diminue quand le courant statorique I_{qs} augmente. Le courant statorique total réduit mène à une diminution des pertes par effet Joule liées au stator et à une faible augmentation des pertes Joule rotoriques. En résultat, l'équilibre optimal entre les pertes de puissance ferromagnétique et les pertes de puissance par effet Joule est obtenu après le processus d'ajustement. Ainsi, le principe de réduction des pertes par adaptation du flux

rotorique est expliqué par la Fig.3.4 qui décrit un diagramme vectoriel pour des faibles charges de la machine pour trois différents niveaux du flux rotorique. Nous connaissons que le couple électromagnétique est fonction du flux dans l'entrefer et du courant rotorique I_r [2], [24], [81], [108].

$$C_{em} = K\phi_r I_r = K' I_m I_r \quad (3.43)$$

Le couple moteur développé par la machine est représenté par la surface hachurée de la Fig. 3.4 ; il en est le même pour les trois cas (a), (b) et (c). Nous notons qu'à flux nominal qui correspond à la Fig. 3.4- (a) en tenant compte des grandeurs des vecteurs courants au stator et rotor, les pertes respectivement de puissance ferromagnétique et par effet Joule statorique sont élevées tandis que les pertes de puissance par effet Joule rotoriques sont nettement faibles. Sur la Fig. 3.4-(b), le flux rotorique est réduit de 50% de sa valeur nominale et le courant au rotor est doublé. Ce qui réduit initialement les pertes de puissance par effet Joule statorique et les pertes de puissance ferromagnétique en augmentant les pertes de puissance par effet Joule rotorique. Mais éventuellement, les pertes de puissance par effet Joule statorique commencent à augmenter, ainsi pour une charge donnée il y a un rapport entre le courant magnétisant et le courant rotorique qui produit le minimum de pertes de puissance totales. Par ailleurs, si le flux rotorique est réduit encore, cas de la Fig.3.4-(c), les pertes de puissance ferromagnétique sont encore réduites, mais les pertes de puissance par effet Joule statorique et rotorique augmentent.

En général, la machine est conçue pour fonctionner au voisinage des valeurs de la charge nominale, mais à des faibles charges il y a un excès de magnétisation correspondant à un courant de magnétisation I_m élevé et à un courant rotorique I_r faible. Ainsi, les pertes totales peuvent être réduites en minimisant I_m et en augmentant I_r . En conclusion, pour une charge donnée il existe un niveau de flux qui minimise les pertes du moteur. Le flux rotorique optimal dépend principalement du couple de charge. Les courants statorique I_{qs} et I_{ds} sont respectivement comparables aux courants I_r et I_m . L'effet de variation de chaque variable sur les trois types de pertes de puissance est illustré par :

$$\phi_r \rightarrow \Delta P_{Fe} \quad , \quad I_r \rightarrow \Delta P_{Cu}^r \quad , \quad I_s \rightarrow \Delta P_{Cu}^s$$

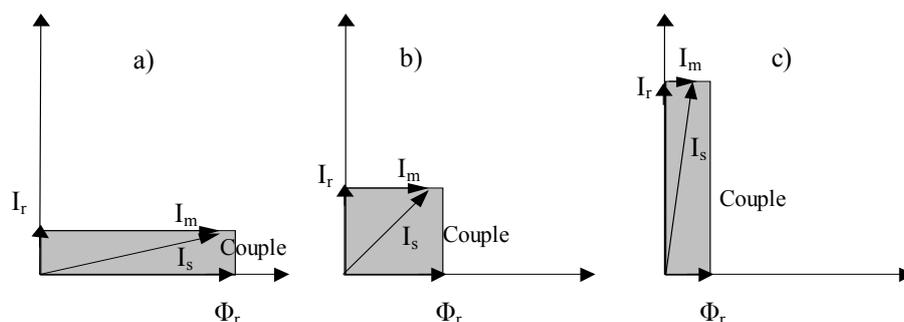


Fig. 3.4 : Diagramme vectoriel du couple pour de faibles charges à différents niveaux de flux

3.3.4. Optimisation du flux rotorique pour la minimisation de pertes par effet Joules

$$\varphi_r = f(C_{em})$$

L'optimisation du flux rotorique pour une minimisation de l'énergie totale de la machine en régime permanent consiste à trouver la trajectoire du flux optimal $\varphi_r^o > 0, \forall t \in [0, T]$ qui minimise la fonction de coût:

$$\begin{aligned} J_5 &= \int_0^T \left\{ r \frac{L_r^2}{R_r L_m^2} (\dot{\varphi}_r + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r)^2 + r \frac{L_r^2}{p^2 L_m^2} \frac{C_{em}^{*2}}{\varphi_r^2} + q \varphi_r^2 \right\} dt \\ &= \int_0^T L_5(C_{em}^*(t), \varphi_r, \dot{\varphi}_r) dt \end{aligned} \quad (3.44)$$

Toutefois la trajectoire du flux optimal φ_r^o est calculée. La commande optimale (u_1^o, u_2^o) sera calculée ainsi :

$$u_1^o = \frac{L_r}{R_r L_m} (\dot{\varphi}_r^{opt} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r^{opt}) \quad (3.45)$$

$$u_2^o = \frac{L_r}{p L_m} \frac{C_{em}^*(t)}{\varphi_r^{opt}} \quad (3.46)$$

La méthode d'optimisation consiste à minimiser la somme des pertes ΔP_t en régime permanent tout en imposant le couple nécessaire défini par le régulateur de vitesse.

En régime permanent ($\dot{C}_{em}^*(t) = 0, \dot{\varphi}_r(t) = 0$), la fonction du coût (3.45) dépend seulement de φ_r , alors le problème de minimisation se simplifie à l'énoncé suivant :

A partir de la fonction du coût J_5 (3.44) et étant donné le couple désiré C_{em}^* constant, trouver le flux optimal permanent φ_r^o , qui minimise :

$$L(\varphi_r) = \left(\frac{r}{L_m^2} + q \right) \varphi_r^2 + r \frac{L_r^2}{p^2 L_m^2} \frac{C_{em}^{*2}}{\varphi_r^2} \quad (3.47)$$

Pour résoudre ce problème, nous faisons appel aux outils de calcul différentiel. Le flux optimal φ_r^{opt} s'obtient en résolvant :

$$\frac{\partial L_5(\varphi_r)}{\partial \varphi_r} = 2 \left(\frac{r}{L_m^2} + q \right) \varphi_r^o - 2r \frac{L_r^2}{p^2 L_m^2} \frac{C_{em}^{*2}}{(\varphi_r^{opt})^3} = 0 \quad (3.48)$$

$$\varphi_r^{opt} = \pm \left(\frac{L_r^2}{p^2 + \frac{q}{r} p^2 L_m^2} \right)^{1/4} \sqrt{|C_{em}^*|} \quad (3.49)$$

La seule solution admissible est :

$$(3.50) \varphi_r^{opt} = \alpha \sqrt{|C_{em}^*|}, \quad \text{avec} \quad \alpha = \left(\frac{L_r^2}{p^2 + \frac{q}{r} p^2 L_m^2} \right)^{1/4}$$

Les facteurs de pondération q et r sont choisis de façon à avoir une meilleure minimisation des pertes. Il faut noter que $L_5(\varphi_r^o)$ est un minimum car $\frac{\partial^2 L_5(\varphi_r^o)}{\partial \varphi^2} > 0, \quad \forall \varphi_r > 0$.

Lors du fonctionnement de la machine à niveau de flux rotorique variable, le flux variera de façon à ce qu'il reste optimal vis-à-vis d'un certain critère à minimiser ou à maximiser dans le but de minimisation les pertes, mais cette variation doit être limitée. Il est inutile pour la valeur maximale de ce flux de monter au-delà de la valeur nominale afin de ne pas saturer excessivement la machine, nous pouvons écrire :

$$\varphi_r^{\max} = \varphi_r^{nom} \quad (3.51)$$

Pour la valeur minimale que nous imposons au niveau du flux rotorique, elle ne peut pas être nulle puisque de toute façon le niveau de flux rotorique ne sera pas nul pratiquement dans la machine. Pour arriver à une limitation minimale du niveau du flux rotorique, nous tenons compte de l'étude présentée dans [10] en déterminant cette limitation de façon à éviter les grandes variations des paramètres utilisés dans notre commande, ainsi nous posons :

$$\varphi_r^{\min} = 20\% \varphi_r^{nom} \quad (3.52)$$

D'où la plage de la variation du flux rotorique dans la machine pour le fonctionnement à niveau de flux variable qui sera :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \varphi_r^{nom} & \text{si } \varphi_r^{opt} > \varphi_r^{nom} \\ \varphi_r^{opt} & \text{si } \varphi_r^{\min} < \varphi_r^{opt} < \varphi_r^{nom} \\ \varphi_r^{\min} & \text{si } \varphi_r^{opt} < \varphi_r^{\min} \end{cases} \quad (3.53)$$

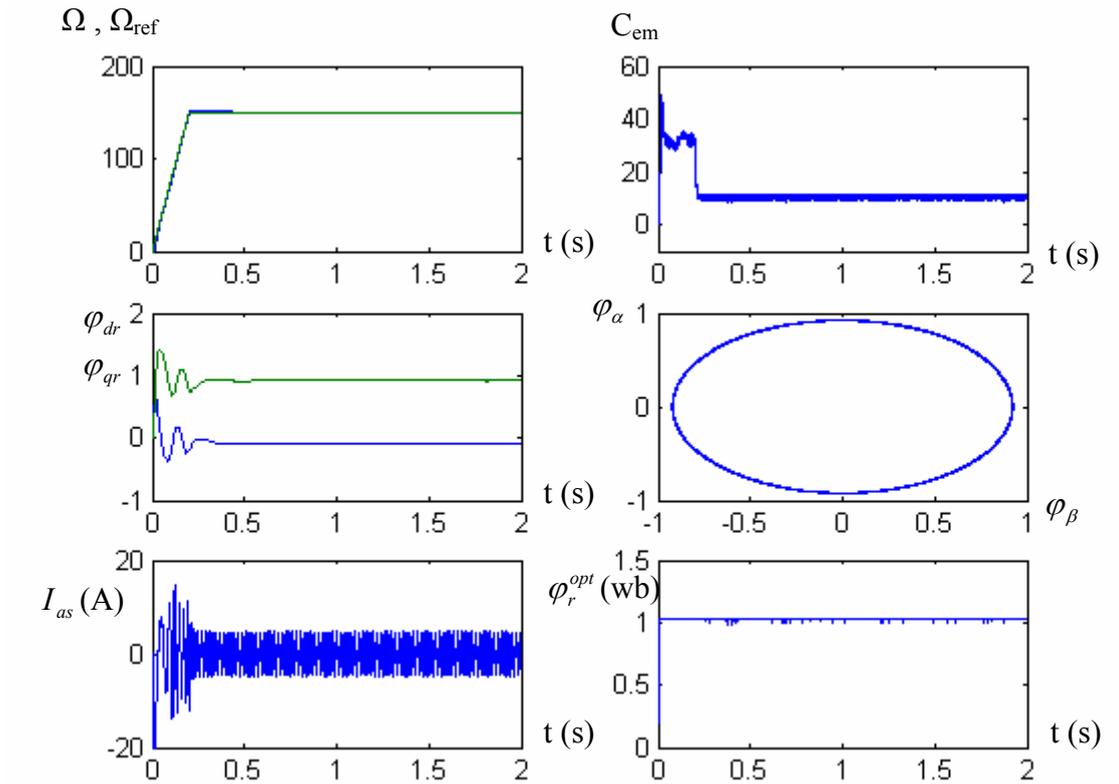


Fig. 3.5 : Simulation numérique de l'optimisation à flux nominal, ($C_r= 5 \text{ N.m}$)

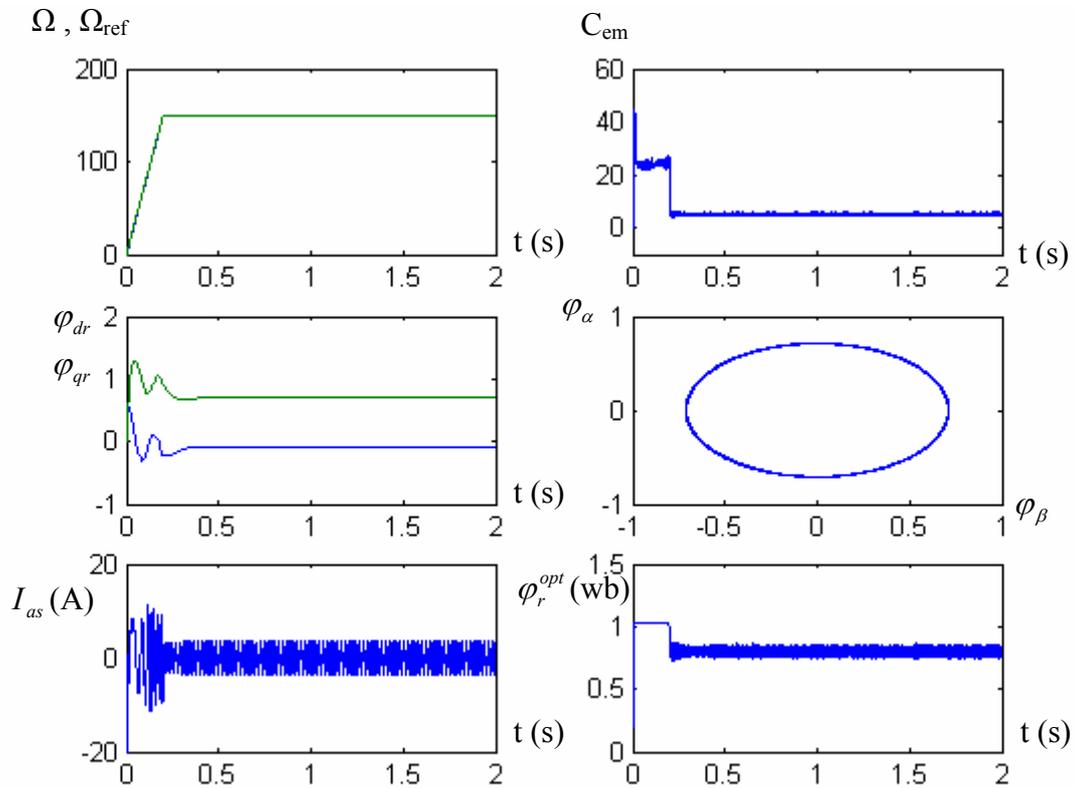


Fig. 3.6 : Simulation numérique de l'optimisation à flux nominal, ($C_r= 10 \text{ N.m}$)

3.3.5. Interprétation des résultats de simulation numérique

Pour montrer l'efficacité de la méthode d'optimisation, nous la comparons avec la méthode classique utilisée pour commander la machine asynchrone à flux orienté. Sur la Fig.3.6 sont présentés les sommes des pertes de puissance de la machine obtenues par ces deux méthodes. Nous remarquons facilement que pour notre méthode d'optimisation des pertes par effet Joule en régime permanent sont moins importantes par rapport à celles du flux nominal. Cependant les pertes en régime transitoire sont plus grandes que celles avec la méthode à flux nominal. Selon l'application de différentes valeurs de la charge, nous remarquons que la méthode de variation du flux est plus efficace pour les faibles charges puisque d'après la Fig. 3.6 les pertes par effet Joule diminuent considérablement en allant vers les charges de 5 N.m et 1 N.m. Les Figures 3.7 à 3.9 représentent la simulation de la commande optimale à variation du flux pour l'application des charges de 10 N.m, 5 N.m et 1 N.m ; on peut remarquer les bonnes performances dynamiques de la vitesse et du couple. Le flux optimal tend à diminuer lorsque les charges appliquées deviennent faibles, puisque si le flux reste constant, cela est vrai pour la commande à flux nominal, les pertes de puissances augmentent considérablement donc le flux optimal ici compense la diminution des charges pour contrer les pertes excessives.

3.4. Optimisation des pertes utilisant la fonction $i_{ds} = f(i_{qs})$

3.4.1. Optimisation des pertes par effet Joule

Nous présentons l'algorithme de commande pour l'optimisation des pertes par effet Joule en régime permanent. Le courant magnétisant de commande est ajusté, sur la base du produit de ce dernier, du courant de couple, tel que les pertes seront minimales.

Par ailleurs, les équations de la machine à flux orienté s'écrivent :

$$V_{ds} = \sigma L_s \left(\frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s i_{qs} \right) + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{dr} \quad (3.54)$$

$$V_{qs} = \sigma L_s \left(\frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s i_{ds} \right) + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} \quad (3.55)$$

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} \quad (3.56)$$

$$C_{em} = \frac{3pL_m}{2L_r} \varphi_{dr} i_{qs} = J\dot{\omega}_m + f_r \omega_m + C_r \quad (3.57)$$

Ainsi, la puissance active liée au stator s'écrit :

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) \quad (3.58)$$

Par substitution des expressions (3.55), (3.56) et (3.57) nous obtenons :

$$V_{ds} i_{ds} = \sigma L_s i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{ds} i_{qs} + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_{ds}^2 - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{dr} i_{ds} \quad (3.59)$$

$$V_{qs} i_{qs} = \sigma L_s i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} i_{ds} + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_{qs}^2 + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} i_{qs} \quad (3.60)$$

Ainsi, nous pouvons écrire l'expression de la puissance active :

$$P_s = \frac{3}{2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} i_{qs} + \\ + \sigma L_s (i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt}) + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{dr} i_{ds} \end{array} \right\} \quad (3.61)$$

Nous tenant compte de l'équation (3.58) du couple électromagnétique et nous aurons :

$$P_s = C_{em} \omega_m + \Delta P_t \quad (3.62)$$

$$\Delta P_t = \frac{3}{2} \left\{ \sigma L_s (i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt}) + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{dr} i_{ds} \right\} \quad (3.63)$$

En régime permanent, l'amplitude du courant statorique est constante, donc :

$$i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} = 0 \quad (3.64)$$

$$\varphi_{dr} = L_m i_{ds} \quad (3.65)$$

Et l'équation des pertes de puissance en régime permanent, peut être simplifiée :

$$\Delta P_t = \frac{3}{2} \left\{ R_s i_{ds}^2 + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_{qs}^2 \right\} \quad (3.66)$$

$$\Delta P_t = \frac{3}{2} R_s \left(|i_{ds}| - \lambda |i_{qs}| \right)^2 + 3 R_s \lambda |i_{ds}| |i_{qs}| \quad (3.67)$$

où λ est une constante positive qui vaut :

$$\lambda = \sqrt{1 + \frac{L_m^2}{R_s L_r T_r}} \quad (3.68)$$

Le minimum des pertes en puissance s'écrit :

$$|i_{ds}| = \lambda |i_{qs}| \quad (3.69)$$

Et la valeur minimale peut être calculée par :

$$\Delta P_t = 3 R_s \lambda |i_{ds}| |i_{qs}| \quad (3.70)$$

En tenant compte des équations (3.59), (3.60), (3.61) et si la vitesse et le couple de charge sont constants, le couple électromagnétique en régime permanent est aussi constant, et est donné par :

$$C_{em}^{per} = \frac{3pL_m^2}{2L_r} i_{ds} i_{qs} = f_r \omega_r + C_r \quad (3.71)$$

Le produit des courants statoriques direct et en quadrature sera une constante positive :

$$\left| i_s^d \right| \left| i_s^q \right| = \frac{2L_r}{3pL_m^2} C_{em}^{per} = K \quad (3.72)$$

Multiplions les deux membres de l'équation (3.69) par I_{ds} et ainsi le courant magnétisant optimal peut être obtenu par :

$$\left| i_{ds} \right| = (\lambda)^{1/2} \sqrt{K} \quad (3.73)$$

Les pertes de puissance minimales peuvent être réécrites :

$$\Delta P_t = 3R_s \lambda K \quad (3.74)$$

En se basant sur les relations optimales (3.73) et (3.74), nous pourrions réguler la commande du courant magnétisant I_{ds}^* pour avoir le minimum de pertes.

La Figure 3.30 montre le schéma de principe de la méthode de minimisation des pertes par effet Joule.

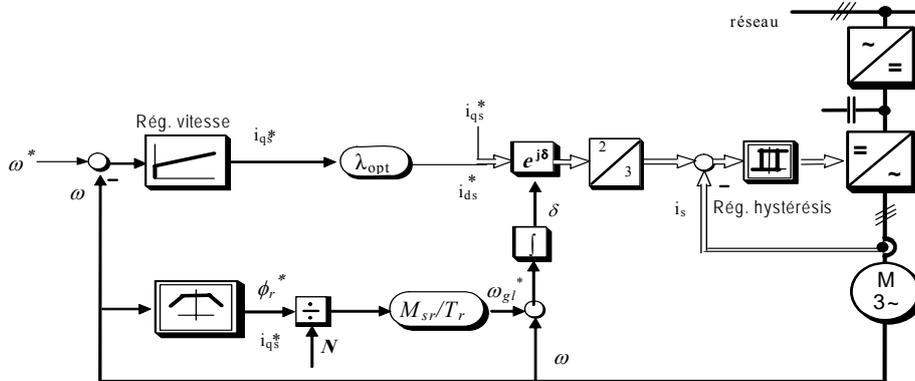


Fig. 3.7. Schéma fonctionnel de la méthode d'optimisation des pertes.

3.4.2. Résultats de simulation numérique

Suite au schéma bloc de la Fig. 3.30, nous avons simulé le comportement de la machine asynchrone. Ainsi, les résultats obtenus sont présentés sur les Figs. 3.31 à Figs.3.34. Cette méthode d'optimisation des pertes par effet Joule, nous montre une augmentation du temps de réponse de la vitesse et une augmentation des pertes en régime transitoire (Fig. 3.31) et une diminution des pertes par effet Joule croissante selon la diminution des couples de charges.

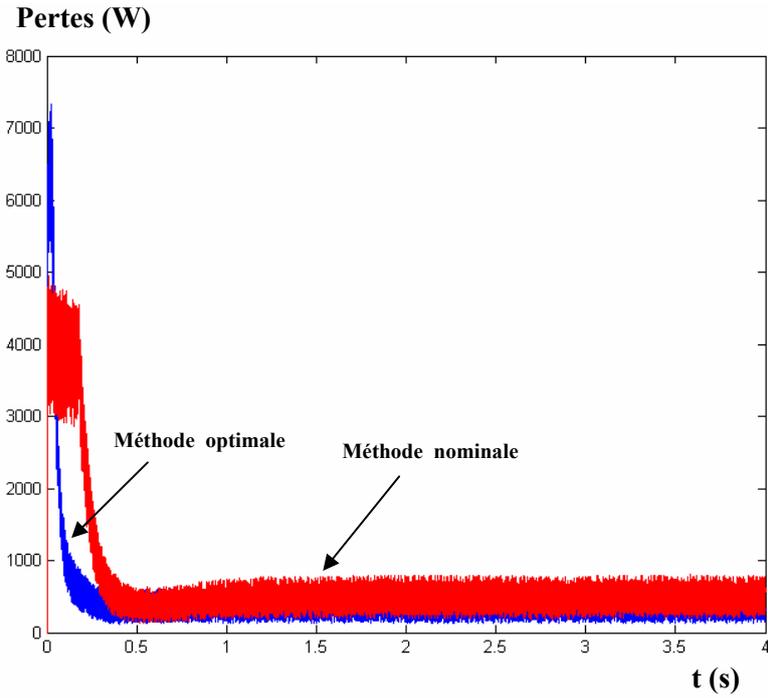


Fig. 3.8 : Optimisation des pertes - comparaison entre méthodes nominale et optimale

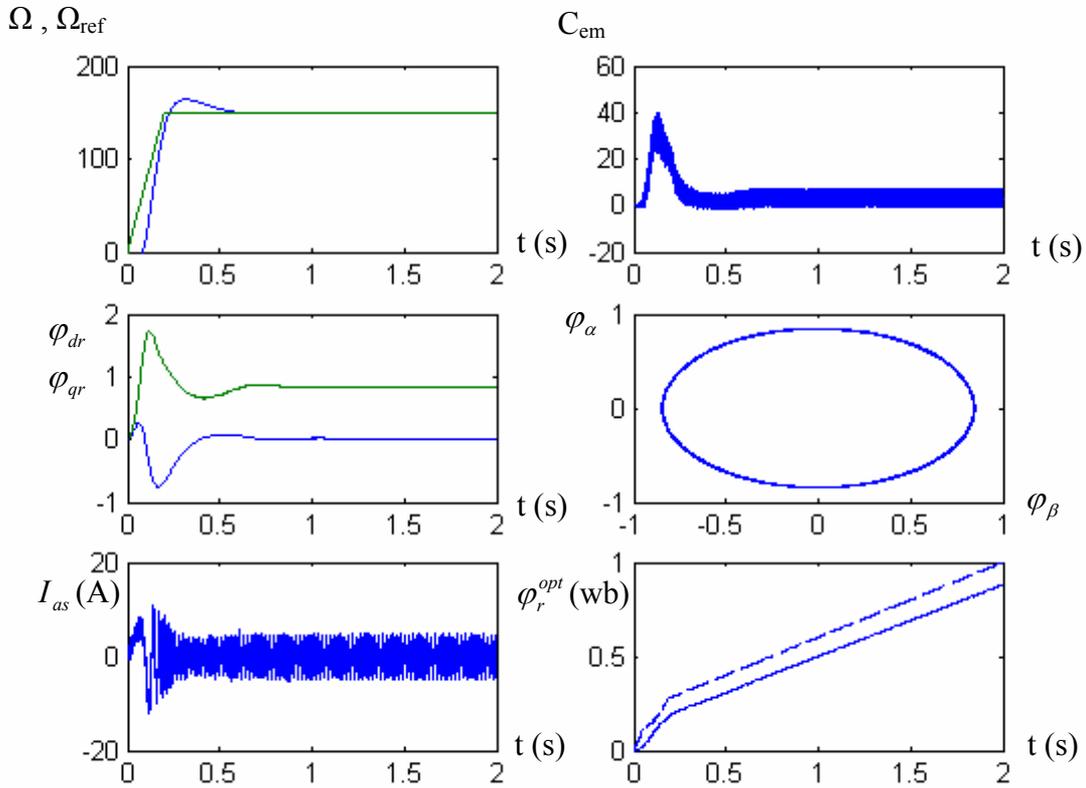


Fig. 3.9 : Minimisation des pertes Joule - $C_r=5$ N m, comparaison avec méthode à flux nominal.

3.5. Optimisation des pertes Joule et fer utilisant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega_r)$

En complément, la méthode d'optimisation des pertes par effet Joule et des pertes fer suivant une fonction objective reliant les deux composantes du courant statorique a été décrite précédemment. Dans ce qui suit, l'approche de l'optimisation fait introduire le phénomène physique (mécanique) de la grandeur de vitesse dans la fonction objective [11], [14].

Cependant, en tenant compte des pertes fer, le modèle dynamique de la machine peut être décrit par le système d'équations [115]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \\ 0 = R_{Fe} i_{dFe} - \frac{d\varphi_{dm}}{dt} + \omega_s \varphi_{qs} \\ 0 = R_{Fe} i_{qFe} - \frac{d\varphi_{qm}}{dt} - \omega_s \varphi_{ds} \end{array} \right. \quad (3.75)$$

Ainsi, les composantes des flux statorique et rotorique s'écrivent :

$$\varphi_{ds} = L_{fs} i_{ds} + \varphi_{dm} \quad \varphi_{qs} = L_{fs} i_{qs} + \varphi_{qm} \quad (3.76)$$

$$\varphi_{dr} = L_{fr} i_{dr} + \varphi_{dm} \quad \varphi_{qr} = L_{fr} i_{qr} + \varphi_{qm} \quad (3.77)$$

Avec les composantes du flux magnétisant :

$$\varphi_{dm} = L_m i_{dm}, \quad \varphi_{qm} = L_m i_{qm} \quad (3.78)$$

Et les composantes du courant statorique :

$$i_{ds} = i_{dFe} + i_{dm} - i_{dr} \quad , \quad i_{qs} = i_{qFe} + i_{qm} - i_{qr} \quad (3.79)$$

Par ailleurs, pour le fonctionnement en régime non saturé, l'inductance de fuite et sa chute de tension sont très faibles comparées respectivement à l'inductance mutuelle et sa chute de tension. En conséquence, les inductances de fuite peut être négligeables et nous pouvons poser que ($L_s=L_r=L_m$) ce qui nous permet d'avoir les conditions suivantes [24], [147], [115]:

$$\begin{array}{l} \varphi_{ds} = \varphi_{dr} = \varphi_{dm} \\ \varphi_{qs} = \varphi_{qr} = \varphi_{qm} \end{array} \quad (3.80)$$

Pour le fonctionnement de la machine est à flux orienté, nous avons :

$$\varphi_{qr} = 0 \quad , \quad \varphi_{dr} = L_m i_{dm} \quad (3.81)$$

$$\begin{aligned} i_{qm} &= 0 \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qm} &= 0 \end{aligned} \quad (3.82)$$

En substituant le système (3.76), nous obtenons les équations des tensions rotoriques:

$$\begin{aligned} R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= 0 \\ R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} &= 0 \end{aligned} \quad (3.83)$$

avec:

$$\omega_s = \omega_r - \frac{R_r i_{qr}}{\varphi_{dr}} \quad \text{et} \quad \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} \quad (3.84)$$

Et en tenant compte des équations (3.84), (3.85) nous obtenons :

$$\omega_s = \omega_r + \frac{R_r (i_{qs} - i_{qFe} - i_{qm})}{L_m i_{dm}} \quad (3.85)$$

$$\frac{di_{dm}}{dt} = \frac{R_r (i_{ds} - i_{dFe} - i_{dm})}{L_m} \quad (3.86)$$

En remplaçant les flux statoriques par leurs expressions dans le système (3.76), on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d(L_{fs} i_{ds} + \varphi_{dm})}{dt} - \omega_s (L_{fs} i_{qs} + \varphi_{qm}) \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d(L_{fs} i_{qs} + \varphi_{qm})}{dt} + \omega_s (L_{fs} i_{ds} + \varphi_{dm}) \\ 0 &= R_{Fe} i_{dFe} - \frac{d(L_m i_{dm})}{dt} + \omega_s (L_{fs} i_{qs} + \varphi_{qm}) \\ 0 &= R_{Fe} i_{qFe} - \frac{d(L_m i_{qm})}{dt} - \omega_s (L_{fs} i_{ds} + \varphi_{dm}) \end{aligned} \right. \quad (3.87)$$

De même, nous obtenons pour les flux de magnétisation le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d(L_m i_{dm})}{dt} - \omega_s (L_m i_{qm}) + L_{fs} \left(-\omega_s i_{qs} + \frac{di_{ds}}{dt} \right) \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d(L_m i_{qm})}{dt} + \omega_s (L_m i_{dm}) + L_{fs} \left(\omega_s i_{ds} + \frac{di_{qs}}{dt} \right) \\ 0 &= R_{Fe} i_{dFe} - \frac{d(L_m i_{dm})}{dt} + \omega_s (L_m i_{qm}) + L_{fs} (\omega_s i_{qs}) \\ 0 &= R_{Fe} i_{qFe} - \frac{d(L_m i_{qm})}{dt} - \omega_s L_m i_{dm} - L_{fs} (\omega_s i_{ds}) \end{aligned} \right. \quad (3.88)$$

Ainsi, nous obtenons les équations :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_m \frac{d i_{dm}}{dt} \quad (3.89)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_m \omega_s i_{dm} \quad (3.90)$$

$$0 = R_{Fe} i_{dFe} - L_m \frac{d i_{dm}}{dt} \quad (3.91)$$

$$0 = R_{Fe} i_{qFe} - L_m \omega_s i_{dm} \quad (3.92)$$

En injectant les équations (3.90), (3.91) dans (3.94), nous aboutissons à :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + R_r) i_{ds} - R_r (i_{dFe} + i_{dm}) \\ V_{qs} &= (R_s + R_r) i_{qs} - R_r i_{qFe} + L_m \omega_r i_{dm} \end{aligned} \quad (3.93)$$

$$0 = R_{Fe} i_{dFe} + R_r (i_{dFe} + i_{dm} - i_{ds})$$

$$0 = R_{Fe} i_{qFe} + R_r (i_{qFe} - i_{qs}) - L_m \omega_r i_{dm}$$

Enfin, en combinant les équations du système (3.94) et en éliminant les courants $i_{d,qFe}$, il est possible d'écrire les tensions statoriques en fonction des courants statoriques et de la vitesse rotorique, comme suit :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} (i_{ds} - i_{dm}) \quad (3.94)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{R_{Fe}}{R_{Fe} + R_r} L_m \omega_r i_{dm} + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} i_{qs} \quad (3.95)$$

La puissance totale s'écrit :

$$P_t = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \quad (3.96)$$

Pour le fonctionnement en régime permanent, en tenant compte des équations (3.95) à (3.96), nous avons l'égalité entre les deux composantes de courants $i_{dm} = i_{ds}$.

L'expression de la puissance totale peut s'écrire de la manière suivante :

$$P_t = R_s i_{ds}^2 + \left(R_s + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \right) i_{qs}^2 + \frac{R_{Fe}}{R_{Fe} + R_r} L_m \omega_r i_{ds} i_{qs} \quad (3.97)$$

La puissance mécanique est donnée par ce qui suit :

$$P_m = \omega_r C_{em} = p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq} i_{ds} \omega_r \quad (3.98)$$

$$P_m = K \omega_r (\varphi_{qr} i_{dr} - \varphi_{dr} i_{qr}) \quad (3.99)$$

A flux orienté, la puissance mécanique s'écrit :

$$P_m = -\omega_r \varphi_{dr} i_{qr} = -\frac{3}{2} \omega_r L_m i_{dm} (i_{qFe} + i_{qm} - i_{qs}) \quad (3.100)$$

$$P_m = \omega_r L_m i_{dm} (i_{qs} - i_{qFe}) \quad (3.101)$$

$$P_m = \frac{L_m}{R_r + R_{Fe}} \omega_r i_{dm} (R_{Fe} i_{qs} - L_m \omega_r i_{dm}) \quad (3.102)$$

$$P_m = \frac{L_m R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}} \omega_r i_{ds} i_{qs} - \frac{L_m^2}{R_r + R_{Fe}} \omega_r^2 i_{ds}^2 \quad (3.103)$$

L'expression des pertes se déduisent de la puissance totale et mécanique, comme suit :

$$\Delta P = P_t - P_m \quad (3.104)$$

$$\Delta P = R_s i_{ds}^2 + \left(R_s + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \right) i_{qs}^2 - \frac{L_m^2}{R_r + R_{Fe}} \omega_r^2 i_{ds}^2 \quad (3.105)$$

$$\Delta P = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} i_{qs}^2 - \frac{L_m^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} i_{ds}^2 \quad (3.106)$$

Posant la relation liant les deux courants statoriques comme suit :

$$i_{ds} = \xi i_{qs} \quad (3.107)$$

Ainsi, l'expression des pertes devient alors :

$$\Delta P = R_s \left(i_{ds}^2 + \frac{i_{ds}^2}{\xi^2} \right) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{i_{ds}^2}{\xi^2} - \frac{L_m^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} i_{ds}^2 \quad (3.108)$$

Nous aurons donc :

$$\Delta P = \left(R_s \left(1 + \frac{1}{\xi^2} \right) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{1}{\xi^2} - \frac{L_m^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \right) i_{ds}^2 \quad (3.109)$$

Pour un problème de minimisation, les pertes de puissance (3.108) sont proposées comme fonction objective :

$$\frac{\partial \Delta P}{\partial i_{ds}} = 2 \left(R_s \left(1 + \frac{1}{\xi^2} \right) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{1}{\xi^2} - \frac{L_m^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \right) i_{ds} \quad (3.110)$$

La minimisation de l'équation (3.110) donne :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta P}{\partial i_{ds}} &= 0 \\ &= R_s \left(1 + \frac{1}{\xi^2} \right) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{1}{\xi^2} - \frac{L_m^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \end{aligned} \quad (3.111)$$

Nous obtenons après calcul :

$$\xi_{opt} = \sqrt{\frac{R_{fe}R_r + R_{fe}R_s + R_sR_r}{L_m^2\omega_r^2 - R_s(R_{fe} + R_r)}} \quad (3.112)$$

La valeur optimale du courant I_{ds} est exprimée par :

$$I_{ds}^{opt} = I_{qs} \sqrt{\frac{R_{fe}R_r + R_{fe}R_s + R_sR_r}{L_m^2\omega_r^2 - R_s(R_{fe} + R_r)}} \quad (3.113)$$

Le schéma bloc représentant le principe de la méthode de minimisation des pertes par effet Joule et des pertes fer suivant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega)$ est donné sur la Fig.3.10.

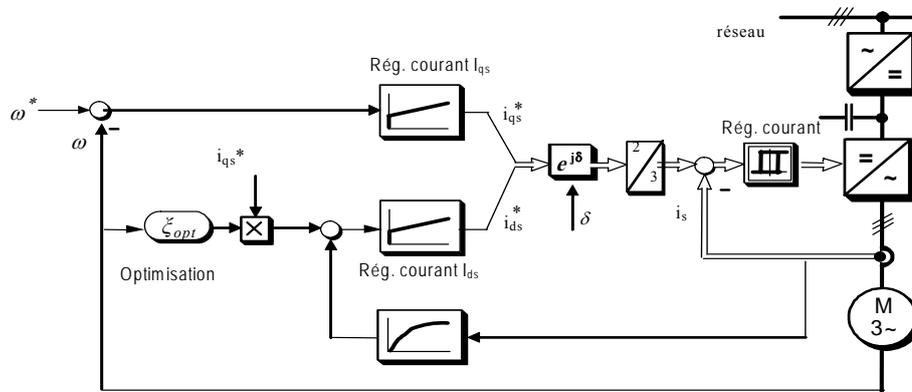


Fig. 3.10. Schéma bloc de la commande vectorielle par minimisation des pertes Joule et fer

3.5.1. Résultats de simulation numérique

Les performances de la commande vectorielle de la machine asynchrone régulée en vitesse et en couple ont été testées lors du démarrage et en régime permanent pour une faible charge. Nous pouvons constater à partir des résultats de simulation obtenus (Figs. 3.44 à 3.46) que cette méthode d'optimisation et de minimisation donne des résultats satisfaisants. Toutefois il y a l'inconvénient de la réalisation qui reste difficile à implanter à cause de la sensibilité et des bruits de mesures.

Nous remarquons aussi qu'à chaque fois qu'on diminue la charge appliquée, la méthode devient plus performante et la comparaison des pertes obtenues à partir du modèle classique et à partir de ce modèle justifie cette méthode.

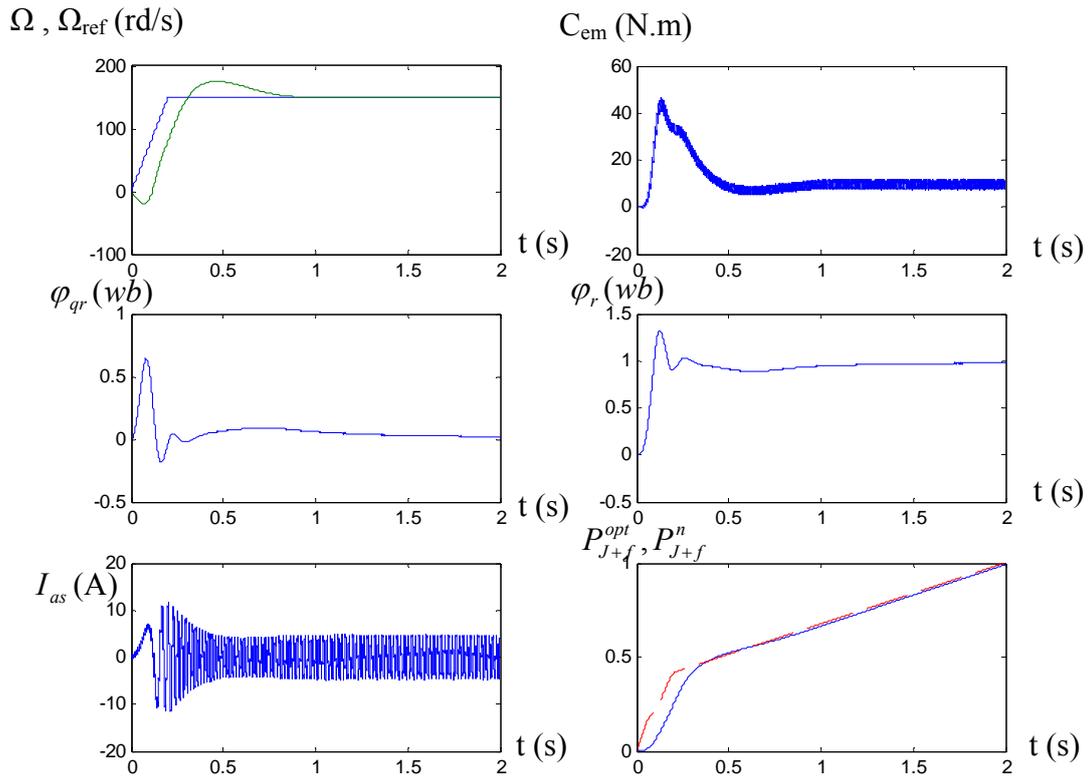


Fig. 3.11. Minimisation des pertes Joule et fer - comparaison avec la méthode à flux nominal

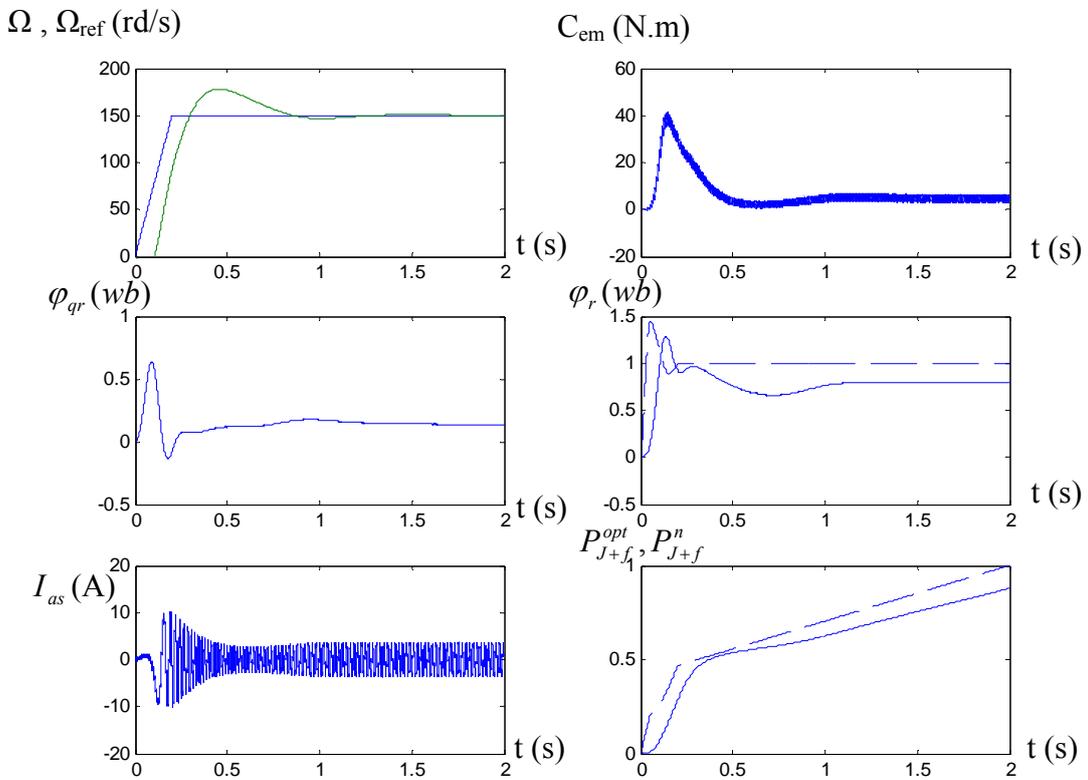


Fig. 3.12. Minimisation des pertes Joule et fer - comparaison avec la méthode à flux nominal (Charge Cr=5 Nm).

3.6. Résultats expérimentaux

Pour valider les résultats de simulation numérique, nous avons effectué des essais expérimentaux sur l'optimisation des pertes par effet Joule suivant la méthode de variation du flux. Le travail expérimental a été effectué au laboratoire (EMAD) à l'université de Wuppertal, en Allemagne.

Le schéma pratique de travail expérimental est donné par :

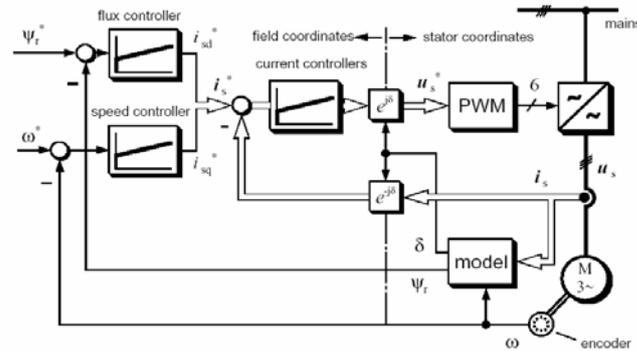


Fig. 3.13 : Schéma bloc de la structure de la commande vectorielle réalisée.

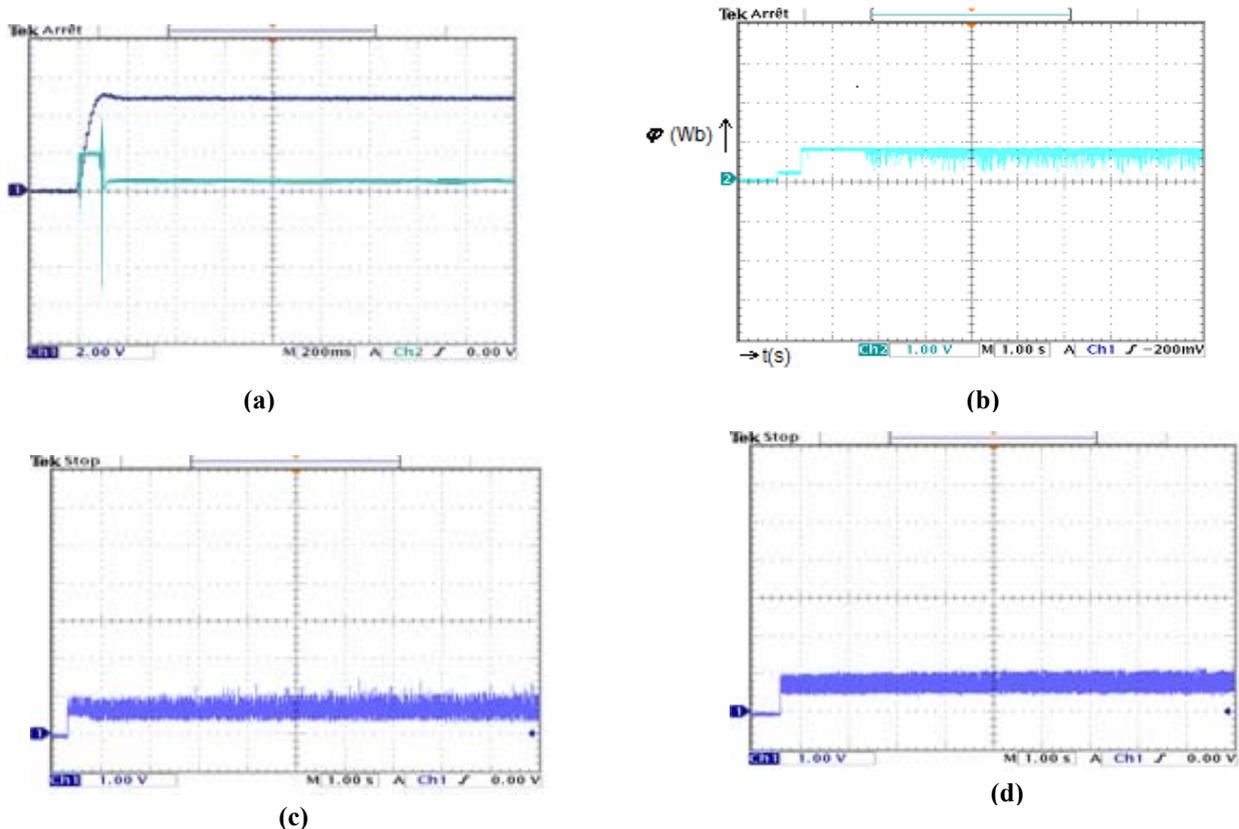


Fig.3.14. Réponses expérimentales

- (a) : couple et vitesse
- (b) : flux rotorique optimum
- (c) : pertes nominales
- (d) : pertes optimales

Echelle : t(s) 0.2 s/div, Vitesse (rpm) 500 rpm/div, Couple 5 N.m/div, pertes 500W/div.

Nous remarquons que les résultats expérimentaux, Figs.3.10 à 3.13, concordent avec les résultats de simulation. Pour la minimisation des pertes par effet Joule, une comparaison a été faite à flux nominal et flux optimal.

3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, à partir de l'optimisation des pertes de la machine en vue de sa commande vectorielle indirecte en tenant compte des variations paramétriques tels que la constante de temps rotorique, nous avons décrit différentes stratégies de contrôle des pertes. Dans un premier volet, nous avons élaboré les différentes études des pertes. Ainsi, nous avons présenté sous deux formes d'optimisations, les pertes par effet Joule et les pertes fer. La première forme regroupe les méthodes d'optimisation du flux en fonction du couple électromagnétique, $\varphi_r = f(C_{em})$, où trois méthodes ont été élaborées selon différentes fonctions objectives. La deuxième forme synthétise les méthodes d'optimisation selon l'expression reliant deux composantes du courant statoriques, $i_{ds} = f(i_{qs})$ en se penchant sur trois autres méthodes d'optimisations des pertes de la machine.

Nous remarquons primordialement que les différentes stratégies sont plus opérantes pour les faibles charges du couple électromagnétique de la machine.

De plus, nous remarquons aussi, que la première forme de méthodes est la plus attrayante du point de vue implémentation. Nous avons réalisé expérimentalement l'une de ces méthodes en validant l'optimisation à flux variable.

Concernant la complexité de l'algorithme, nous pouvons constater que la méthode suivant $\varphi_r = f(\omega_s, C_{em})$ et la méthode suivant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega)$ aboutissent à des calculs plus compliqués et donc à une implémentation plus difficile par rapport aux autres algorithmes.

Un autre critère qui peut induire dans la comparaison des différentes stratégies d'optimisation est le temps de réponse. Selon les résultats obtenus par simulation numérique, nous pouvons affirmer que les méthodes suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$ sont les moins performantes vis-à-vis de ce critère. Néanmoins les différentes méthodes sont toutes sensibles aux paramètres de la machine asynchrone.

Dans le chapitre suivant, et en prenant comme stratégies d'optimisation celles à flux variable, nous montrons l'influence des variations des paramètres de la machine asynchrone sur l'estimation du flux rotorique en temps réel.

Chapitre 4

Etude expérimentale de l'estimation du flux rotorique en temps réel de la machine asynchrone

4.1. Introduction

D'une façon générale les lois de commandes définies par retour d'état statique ou dynamique reposent implicitement sur l'hypothèse que l'état de la machine soit connu instantanément. Les différentes études effectuées ont montré que pour des raisons technologiques de matériel, de réalisabilité, de fiabilité ou encore économiques, dans de nombreuses applications la mesure de tout l'état n'est pas possible [24], [115], [174], [178].

Cependant, il est nécessaire, à l'aide des mesures disponibles, de reconstruire les variables d'état non mesurables. C'est le problème bien connu de l'estimation et de l'observation des grandeurs difficilement ou non mesurable. Nous retrouvons cette problématique dans un contexte plus général que celui de la commande comme par exemple le diagnostic, la détection de pannes. La connaissance de l'état du système peut être nécessaire [12], [81], [108], [132], [159], [160].

Par ailleurs, la connaissance de la norme du flux rotorique ou de la position du rotor est importante pour réaliser une telle commande afin de contrôler le couple et la position ou la vitesse avec de bonnes performances dynamiques de la machine. Ainsi, le procédé de reconstitution du flux magnétique, quelque soit son principe, permet de reconstituer le flux à partir des connaissances des grandeurs mesurables tels que les courants statoriques et les tensions statoriques en utilisant des capteurs de courants, de tensions et de position [22], [83], [94], [112], [136], [148], [158], [160].

En effet, plusieurs travaux de recherches sont développés pour élaborer la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor en temps réel ceci afin atteindre des objectifs de meilleur contrôle du couple et de la vitesse de la machine asynchrone qui étaient préservées pour

les machines à courant continu. De plus, pour des raisons économiques et afin d'obtenir une meilleure robustesse, plusieurs chercheurs travaillent depuis des décennies sur l'estimation de la position du flux ou celle du rotor au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position et des capteurs à effet Hall pour mesurer le flux [79], [80], [112], [132], [137], [148], [154], [175].

Dans ce dernier chapitre, nous présentons une étude détaillée des méthodes et des modèles d'estimation et d'observation du flux rotorique. Ainsi, les variations des paramètres qui influent sur la sensibilité de l'estimation du flux rotorique via des résultats de simulation numériques en régime dynamique de la machine asynchrone sont présentées. Enfin, nous présentons l'étude expérimentale avec l'application de la carte d'acquisition dSpace DS1104 permettant de montrer la validité du modèle en courant. Des résultats expérimentaux sont présentés pour l'estimation du flux rotorique en temps réel [71], [79], [132].

4.2. Modèles de l'estimation du flux rotorique

Les modèles des estimations du flux rotorique reposent sur l'utilisation du modèle de Park défini en régime permanent pour le cas de l'estimateur statique ou en régime transitoire pour le cas de l'estimateur dynamique. Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle [12], [24].

Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides. Cependant, leur dynamique dépend des modes propres de la machine, mais ils sont peu robustes aux variations paramétriques telles que les résistances rotorique et statorique, l'inductance mutuelle, etc. qui sont liées à la température et à la fréquence [24], [115], [147], [160].

En effet, pour le fonctionnement en boucle ouverte, le modèle de l'estimation d'une grandeur physique d'un système commandable lié par les entrées- sorties peut être exprimé par le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A.\hat{x}(t) + B.u(t) \\ \hat{y}(t) = C.\hat{x}(t) \end{cases} \quad (4.1)$$

avec $\hat{x}(t)$, $\hat{y}(t)$: Estimations des vecteurs $x(t)$, $y(t)$

$x(t)$, $y(t)$, $u(t)$: Vecteurs d'état ou du modèle, de sortie ou de mesure et de commande.

A , B , C : Matrices respectivement du système, de commande et de sortie.

Dans plusieurs travaux et dans les cas pratiques plus utilisés, nous pouvons trouver trois modèles bien connus d'estimation du flux rotorique qui sont définis par [24], [79], [115]:

- Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant ;
- Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en tension ;
- Estimation du flux rotorique basée sur une méthode d'élimination.

4.2.1. Estimation du flux rotorique basée sur le modèle en courant

La représentation du modèle relatif à notre étude est donnée par les équations qui décrivent le fonctionnement en régime dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel fixe lié au stator (α, β) [71], [79], [80], [108].

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma s}} v_{s\alpha} - \frac{R_{sr}}{L_{\sigma s}} i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma s} L_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_{\sigma s} L_r} \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma s}} v_{s\beta} - \frac{R_{sr}}{L_{\sigma s}} i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_{\sigma s} L_r} \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma s} L_r^2} \varphi_{r\beta} \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (4.3)$$

Avec :

$$R_{sr} = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \quad \text{et} \quad L_{\sigma s} = \sigma L_s$$

En tenant compte des équations non linéaires d'état de la machine asynchrone en vue de l'observation, le modèle de représentation d'état est lié au référentiel tournant ainsi :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & pK\Omega(t) \\ 0 & -\gamma & -pK\Omega(t) & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega(t) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega(t) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Par substitution, nous pouvons aboutir à l'estimateur du flux rotorique pour le modèle en courant qui s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_{r\alpha_i}}{dt} = \frac{\hat{L}_m \hat{R}_r}{\hat{L}_r} i_{s\alpha} - \frac{\hat{R}_r}{\hat{L}_r} \hat{\varphi}_{r\alpha_i} - \omega_r \hat{\varphi}_{r\beta_i} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\beta_i}}{dt} = \frac{\hat{L}_m \hat{R}_r}{\hat{L}_r} i_{s\beta} + \omega_r \hat{\varphi}_{r\alpha_i} - \frac{\hat{R}_r}{\hat{L}_r} \hat{\varphi}_{r\beta_i} \end{cases} \quad (4.5)$$

En effet, l'amplitude du flux rotorique estimé ainsi que sa phase sont déduites à partir de la relation suivante :

$$\begin{cases} |\hat{\phi}_r| = \hat{\phi}_r = \sqrt{\hat{\phi}_{r\alpha_i}^2 + \hat{\phi}_{r\beta_i}^2} \\ \hat{\theta} = \arctg\left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta_i}}{\hat{\phi}_{r\alpha_i}}\right) \end{cases} \quad (4.6)$$

où $(\hat{R}_r, \hat{L}_r, \hat{L}_m)$ sont les paramètres du modèle de l'estimateur.

Des équations (4.4), nous déduisons que le flux rotorique $\hat{\phi}_{\alpha\beta r}$ peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse mécanique du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la Fig. 4.2, est basé sur un modèle en courant [71].

Parmi les principaux problèmes que nous pouvons rencontrer dans l'application de ce modèle est que l'estimation dépend de la vitesse mécanique du rotor pour estimer le flux rotorique. D'où la nécessité de l'installation d'un encodeur ou d'un capteur de position ou de vitesse.

Pour étudier les effets de la variation des paramètres sur la dynamique de cet estimateur, nous devons étudier l'erreur entre l'amplitude du flux rotorique réel « mesuré » et celui estimé ; ainsi les erreurs d'estimation de la phase du flux sont :

$$\begin{cases} e_\varphi = |\phi_r| - |\hat{\phi}_{r_i}| \\ e_\theta = \theta - \hat{\theta} \end{cases} \quad (4-6)$$

En ce qui concerne le cas de l'étude en boucle ouverte de l'estimation du flux rotorique $\phi_{\alpha\beta r}$ lié à un référentiel (α, β) qui est basé sur le modèle en courant qui est représenté par le système d'équation (4.4), il est donné par le schéma synoptique de la Fig. 4.3 :

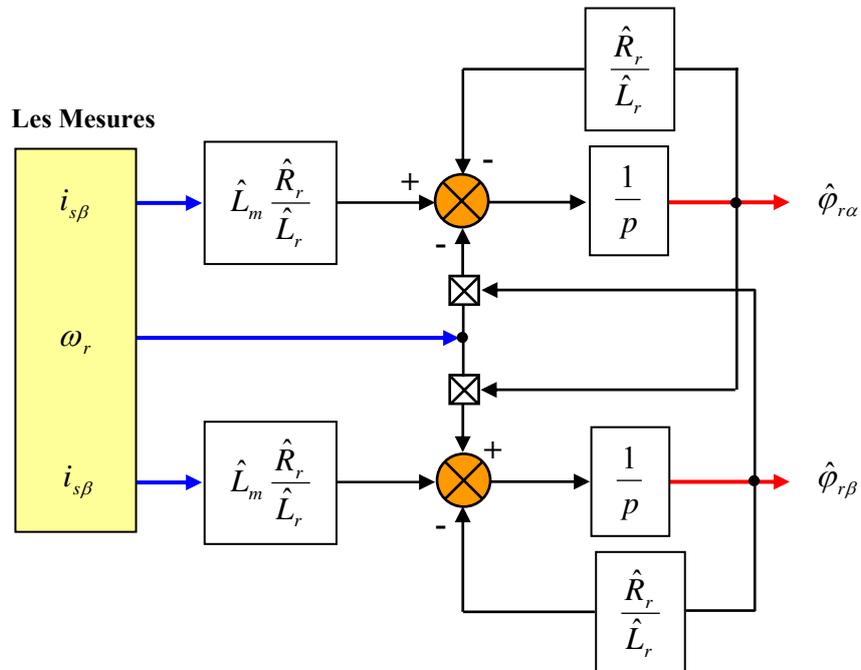


Fig. 4.1 : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant.

4.2.2. Résultats de simulation numérique

En effet, les calculs approchés par résolution des équations différentielles qui régissent le système de la machine permettent l'estimation de la norme du flux rotorique et de sa position. Les calculs d'erreurs sur les normes des flux rotoriques estimés et mesurés ainsi sur leurs positions sont représentés. De plus, l'influence de l'estimation du flux rotorique et de sa position sur les paramètres telles que les inductances et les résistances respectivement L_r , L_s et L_m et R_r sont donnés par les résultats, suivants, obtenus par simulation :

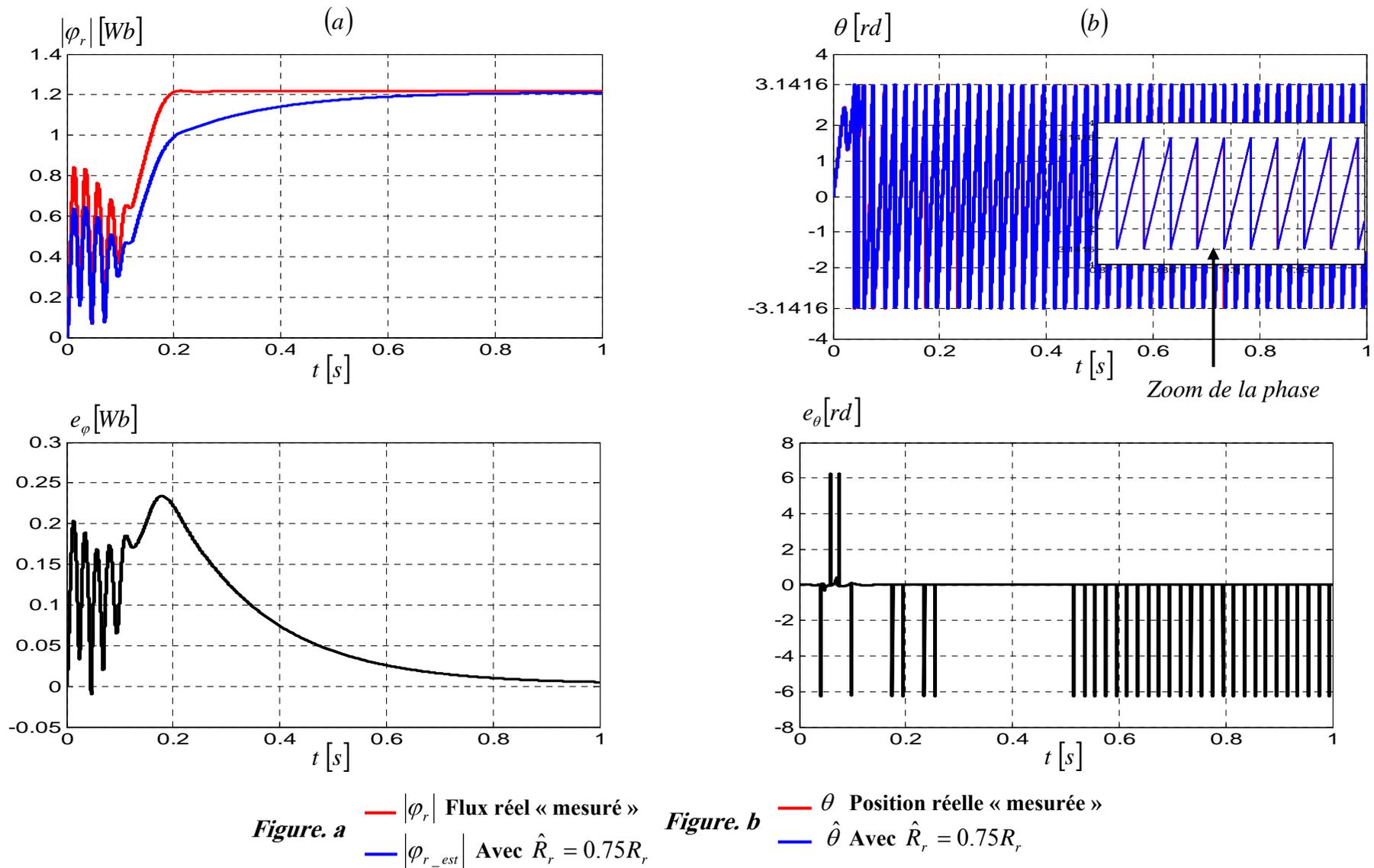


Fig. 4.2 : Effet de la variation de la résistance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique Modèle en courant avec $\hat{R}_r = 0.75.R_r$.

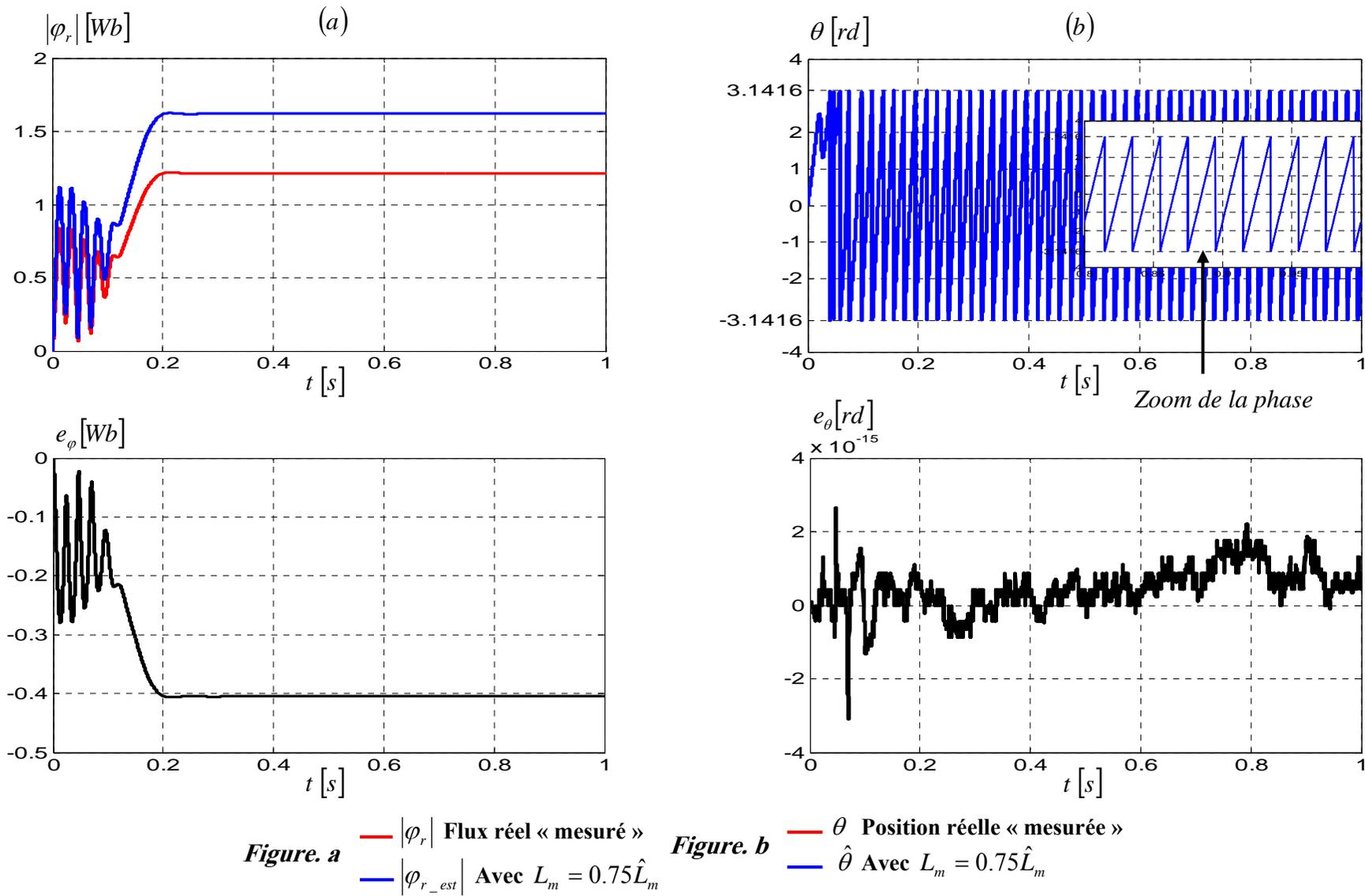


Fig. 4.3 : Effet de la variation de l'inductance mutuelle sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en courant avec $L_m = 0.75\hat{L}_m$.

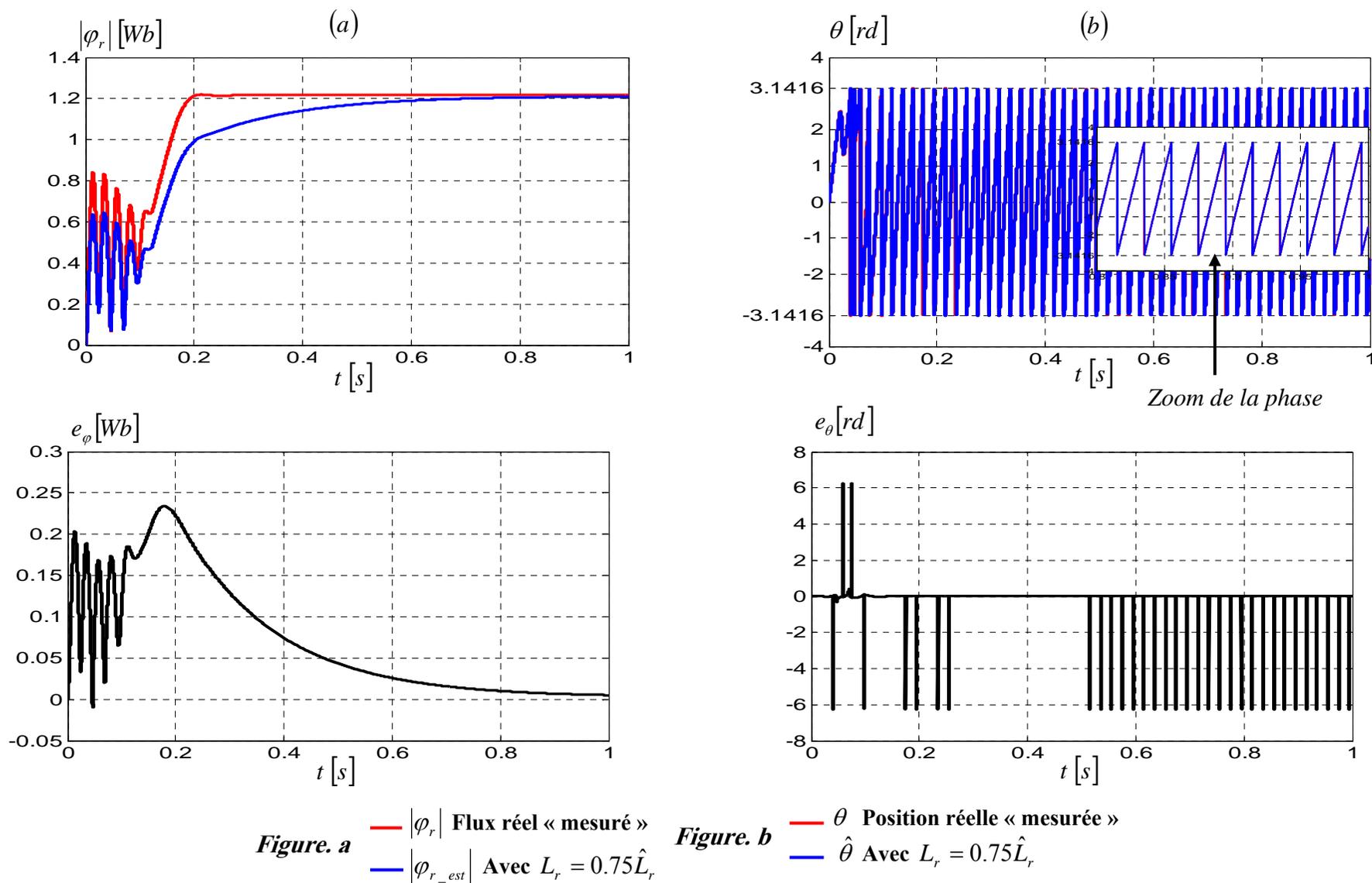
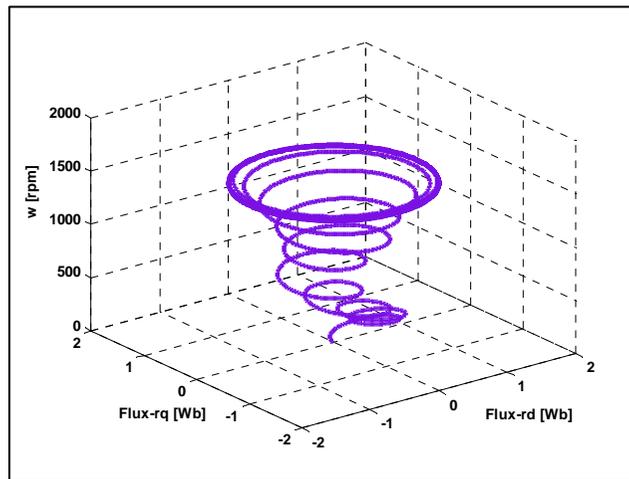
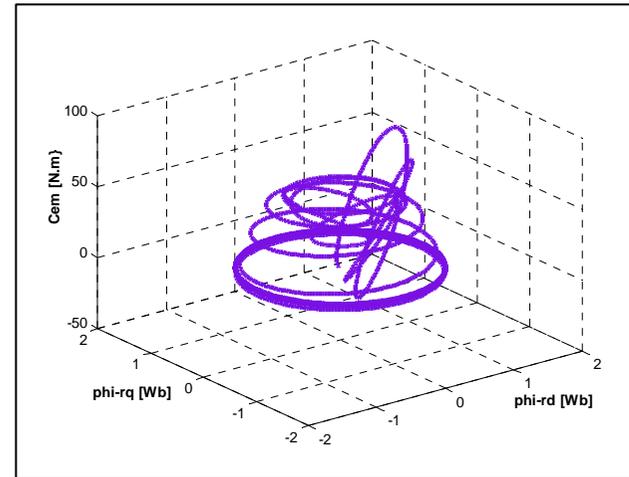


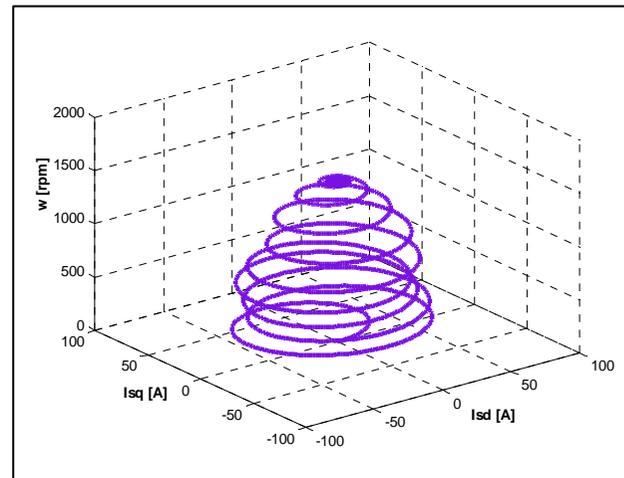
Fig. 4.4 : Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en courant avec $L_r = 0.75\hat{L}_r$.



(a)



(b)



(c)

Fig.4.5 : Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en courant avec $L_r = 0.75 \hat{L}_r$.

4.2.3. Interprétation des résultats de simulation numérique

En complément, nous représentons les différents résultats de simulations numériques obtenus sur l'estimation du flux. Cette étude est réalisée pour vérifier et tester la robustesse de l'estimation de la norme du flux rotorique et de sa position dans un référentiel fixe lié au stator. De plus, suite aux différentes courbes obtenues ; nous pouvons affirmer que l'estimation du flux rotorique, basée sur le modèle en courant, est stable par rapport aux variations de l'amplitude du flux rotorique estimée et de sa phase par rapport au flux réel en fonction du temps.

D'après les résultats de simulation obtenus, nous remarquons que :

- La Fig.4.3, représentant une variation de 25% de la valeur de la résistance rotorique affecte l'amplitude et la phase du flux rotorique estimé ; les erreurs d'estimation du flux et de sa phase sont importantes.
- La Fig.4.4, représente la variation de l'inductance mutuelle qui ne change que l'amplitude du flux rotorique estimé sans modifier sa phase. L'erreur d'estimation du flux est importante mais l'erreur d'estimation de la position est négligeable.
- Fig. 4.5, représente la variation de l'inductance rotorique qui affecte l'amplitude et la phase du flux rotorique estimé. Les erreurs d'estimation du flux et de sa phase sont importantes.

Il est à signaler que durant le processus d'estimation du flux rotorique, les deux paramètres R_s et L_s n'interviennent pas dans le modèle de l'estimateur en courant. Nous pouvons affirmer que la réponse en régime transitoire subit une fluctuation ce qui entraîne de grandes fluctuations sur le couple électromagnétique, et après 0.75 s les réponses sont établies pour le flux rotorique réel et estimé qui sont parfaitement confondues, ce qui est d'une importance capitale pour les performances de la régulation du système.

4.2.4. Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en tension

L'estimateur de flux rotorique, basé sur un modèle en tension (Fig. 4.6) dont les entrées sont les courants et les tensions statoriques mesurés, est développé à partir des équations (1.43).

Nous pouvons remarquer que l'avantage de cet estimateur en boucle ouverte par rapport au précédent est qu'il ne repose pas sur la vitesse mécanique de la machine [24], [79], [81], [108], [147].

En respectant le système d'équations électriques (4.2) et (4.3) qui régit le fonctionnement dynamique du modèle de la machine, l'estimation du flux rotorique qui est basée sur un modèle en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{s\alpha_v}}{dt} = v_{s\alpha} - \hat{R}_s i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{s\beta_v}}{dt} = v_{s\beta} - \hat{R}_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha_v} = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} (\hat{\phi}_{s\alpha_v} - \hat{L}_{\sigma s} i_{s\alpha}) \\ \hat{\phi}_{r\beta_v} = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} (\hat{\phi}_{s\beta_v} - \hat{L}_{\sigma s} i_{s\beta}) \end{cases} \quad (4.8)$$

Donc pour estimer les flux en résolvant les deux équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} S \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \hat{\phi}_{r\alpha_v} = v_{s\alpha} - (\hat{R}_s + \hat{L}_{\sigma s} S) i_{s\alpha} \\ S \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \hat{\phi}_{r\beta_v} = v_{s\beta} - (\hat{R}_s + \hat{L}_{\sigma s} S) i_{s\beta} \end{cases} \quad (4.9)$$

où :

$$\hat{L}_{\sigma s} = \hat{L}_s - \frac{\hat{L}_m^2}{\hat{L}_r} = \hat{L}_s \left(1 - \frac{\hat{L}_m^2}{\hat{L}_s \hat{L}_r} \right) = \hat{L}_s \cdot \hat{\sigma}$$

$$S = \frac{d}{dt} \text{ est l'opérateur de Laplace.}$$

$$(\hat{R}_s, \hat{L}_s, \hat{L}_r, \hat{L}_m, \hat{L}_{\sigma s}) \text{ sont les paramètres du modèle de l'estimateur.}$$

Ainsi, le module de flux rotorique et sa phase sont obtenus à partir de :

$$\begin{cases} |\hat{\phi}_r| = \hat{\phi}_r = \sqrt{\hat{\phi}_{r\alpha_v}^2 + \hat{\phi}_{r\beta_v}^2} \\ \hat{\theta} = \arctg \left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta_v}}{\hat{\phi}_{r\alpha_v}} \right) \end{cases} \quad (4.10)$$

Comme le modèle en tension est un intégrateur sans retour d'état, il est sensible aux décalages (offset) sur les mesures, surtout dans le domaine des basses fréquences. C'est pourquoi, en pratique, nous remplaçons l'intégrateur par un filtre passe bas afin de garantir la stabilité [132], [147], [174], [178]. Malheureusement, le filtre passe bas produit une erreur d'estimation dans le domaine des basses fréquences et limite ainsi l'estimation à un domaine où les fréquences sont supérieures à sa fréquence de coupure.

Pour étudier la sensibilité de cet estimateur à la variation des paramètres de la machine, nous avons représenté la variation du flux estimé et comparé avec le flux réel.

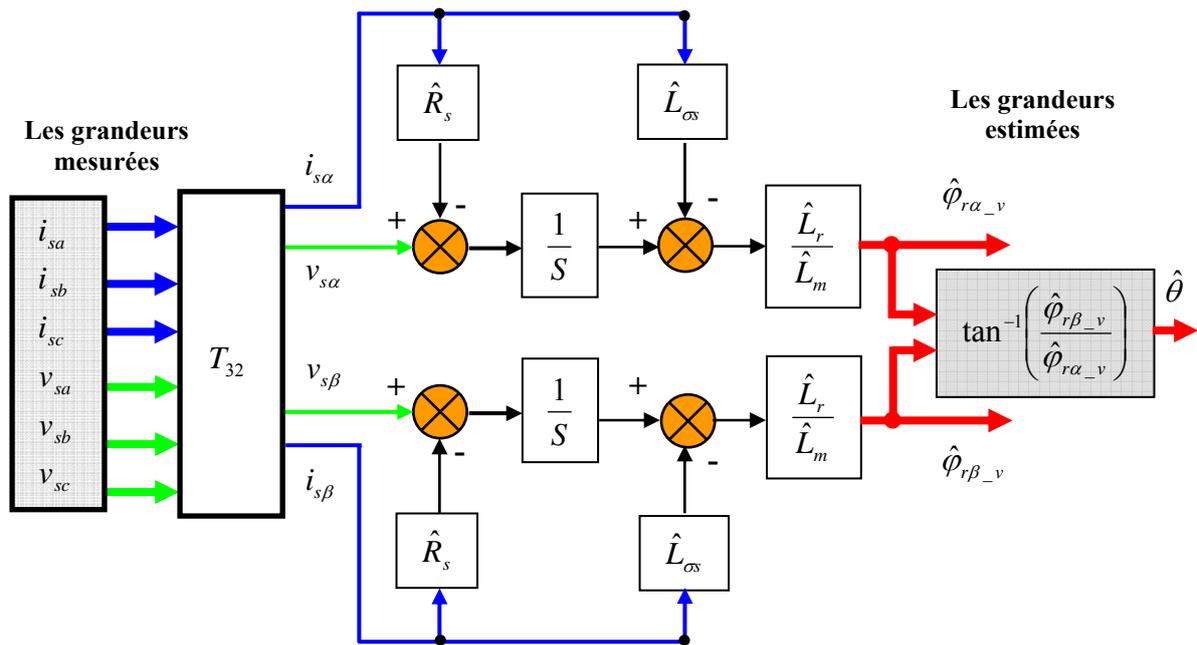


Fig. 4.6 : Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension.

4.2.4.1. Résultats de simulation numérique

L'objectif que nous devons atteindre par simulation numérique est l'obtention d'une mesure plus au moins exacte de l'estimation du flux rotorique. Suite à l'étude effectuée, nous pouvons observer que le modèle d'estimation du flux qui est basé sur un modèle en tension comprend :

- La variation des paramètres électriques tels que : l'inductance et la résistance rotorique qui affectent l'estimation du flux.
- Désormais, le signal du flux rotorique est bruité et nous pouvons envisager des filtres, ce qui complique la réalisation.
- La variation de la valeur de la résistance statorique affecte l'estimation du flux, ce qui traduit aussi la stabilité du fonctionnement.
- Enfin, le paramètre décisif du modèle d'estimateur en tension est la résistance statorique.

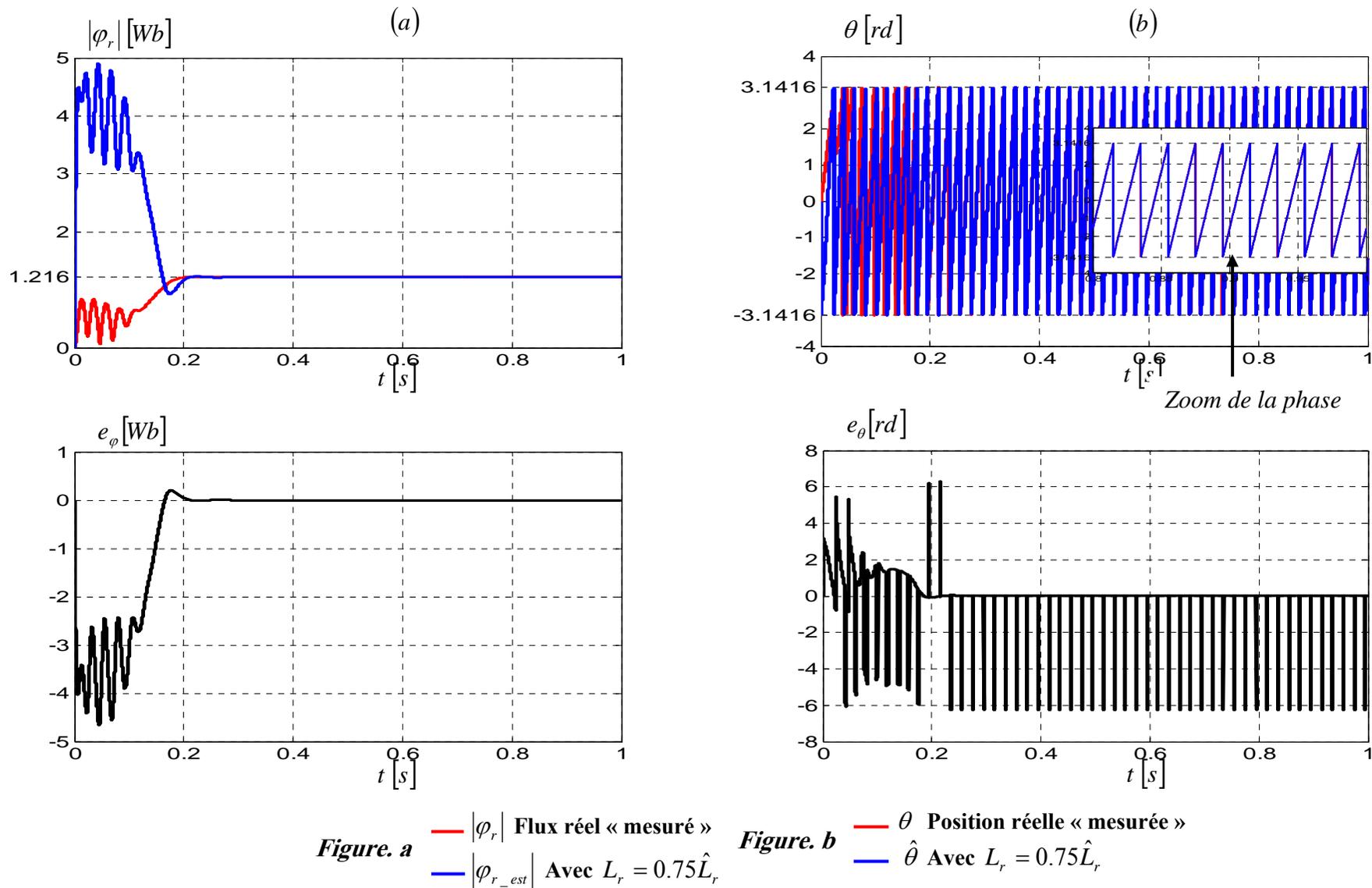


Fig. 4.7 : Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $L_r = 0.75\hat{L}_r$.

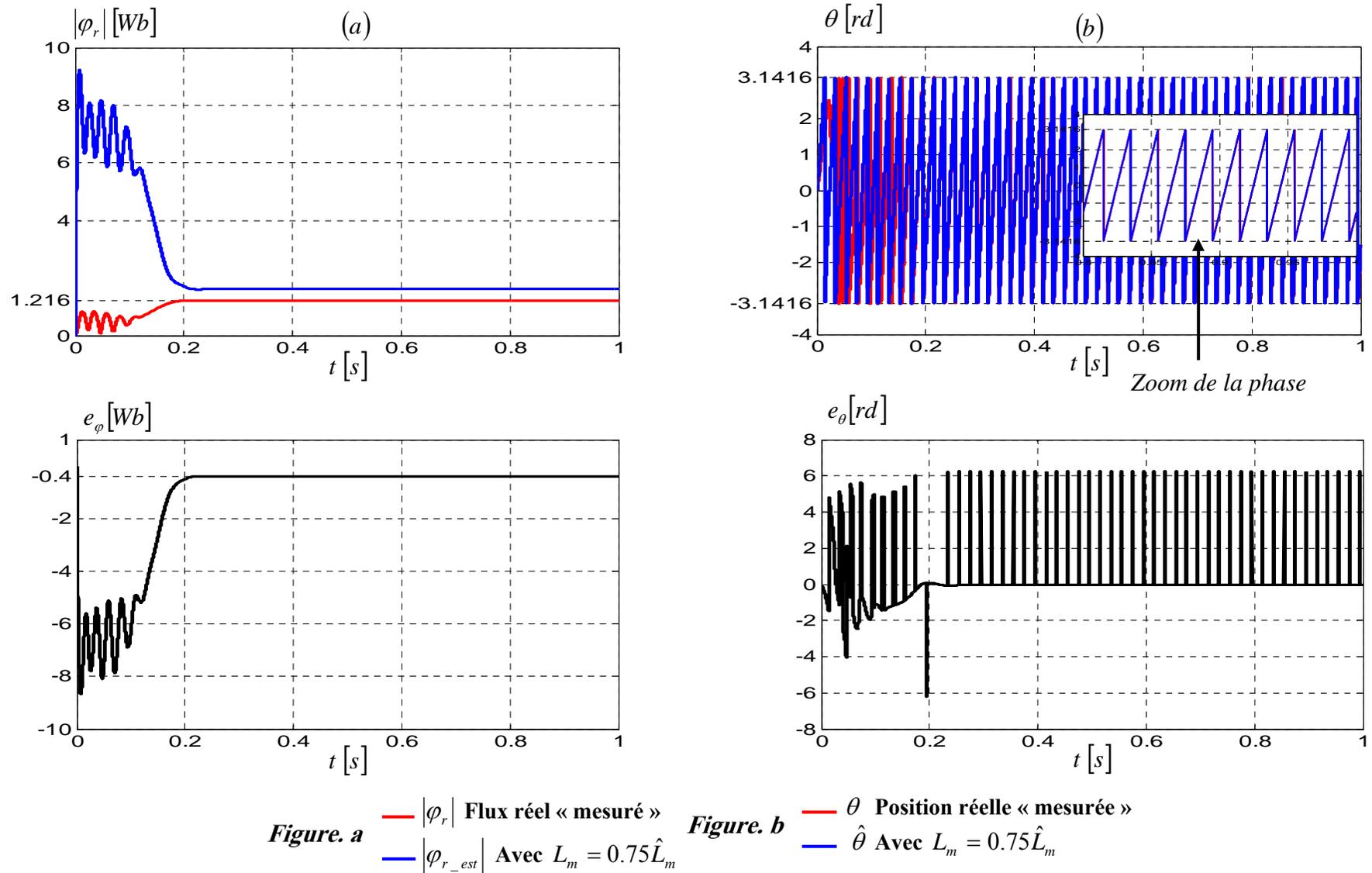


Fig. 4.8 : Effet de la variation de l'inductance mutuelle sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $L_m = 0.75\hat{L}_m$.

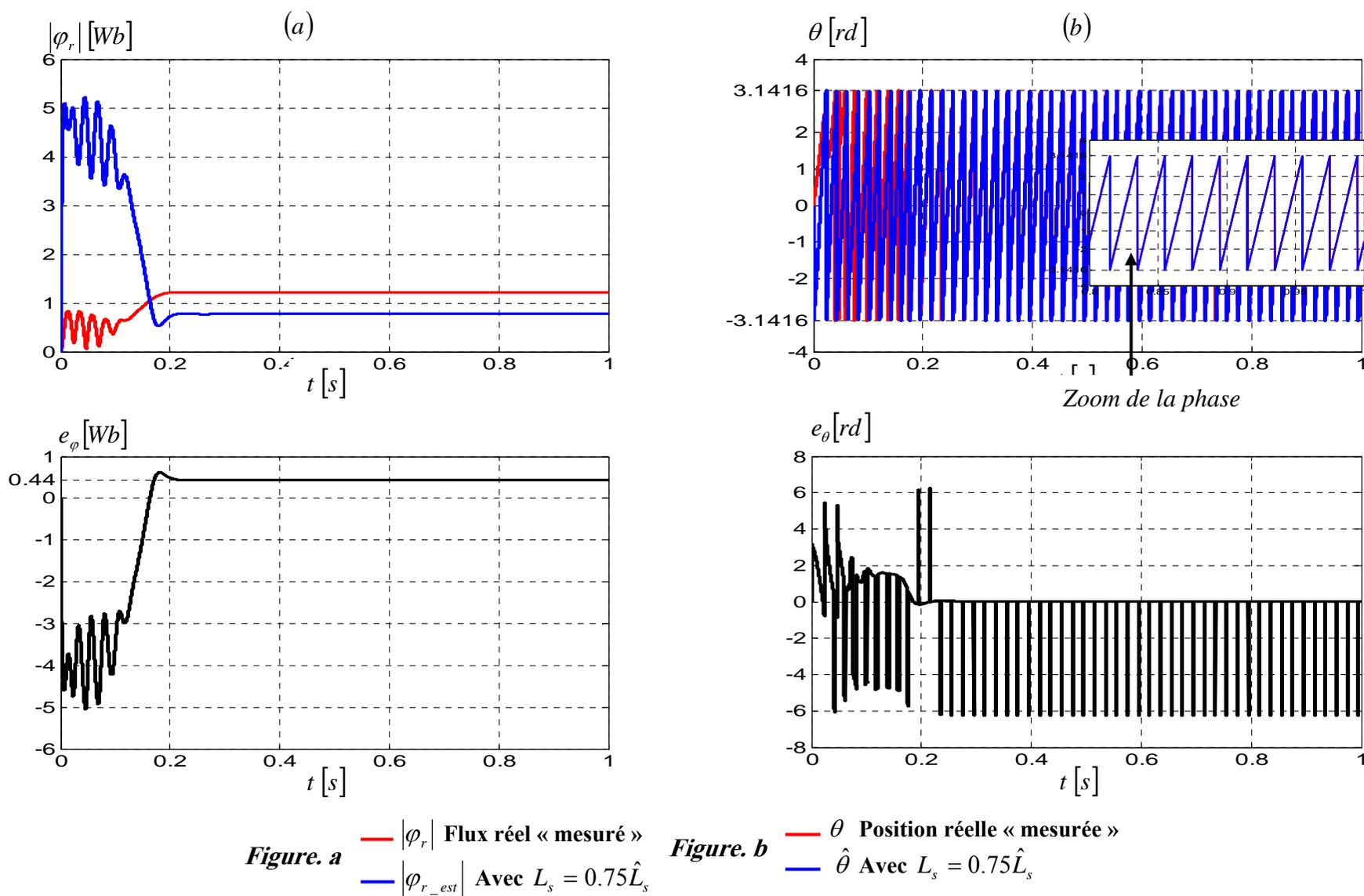


Fig. 4.9 : Effet de la variation de l'inductance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $L_s = 0.75\hat{L}_s$.

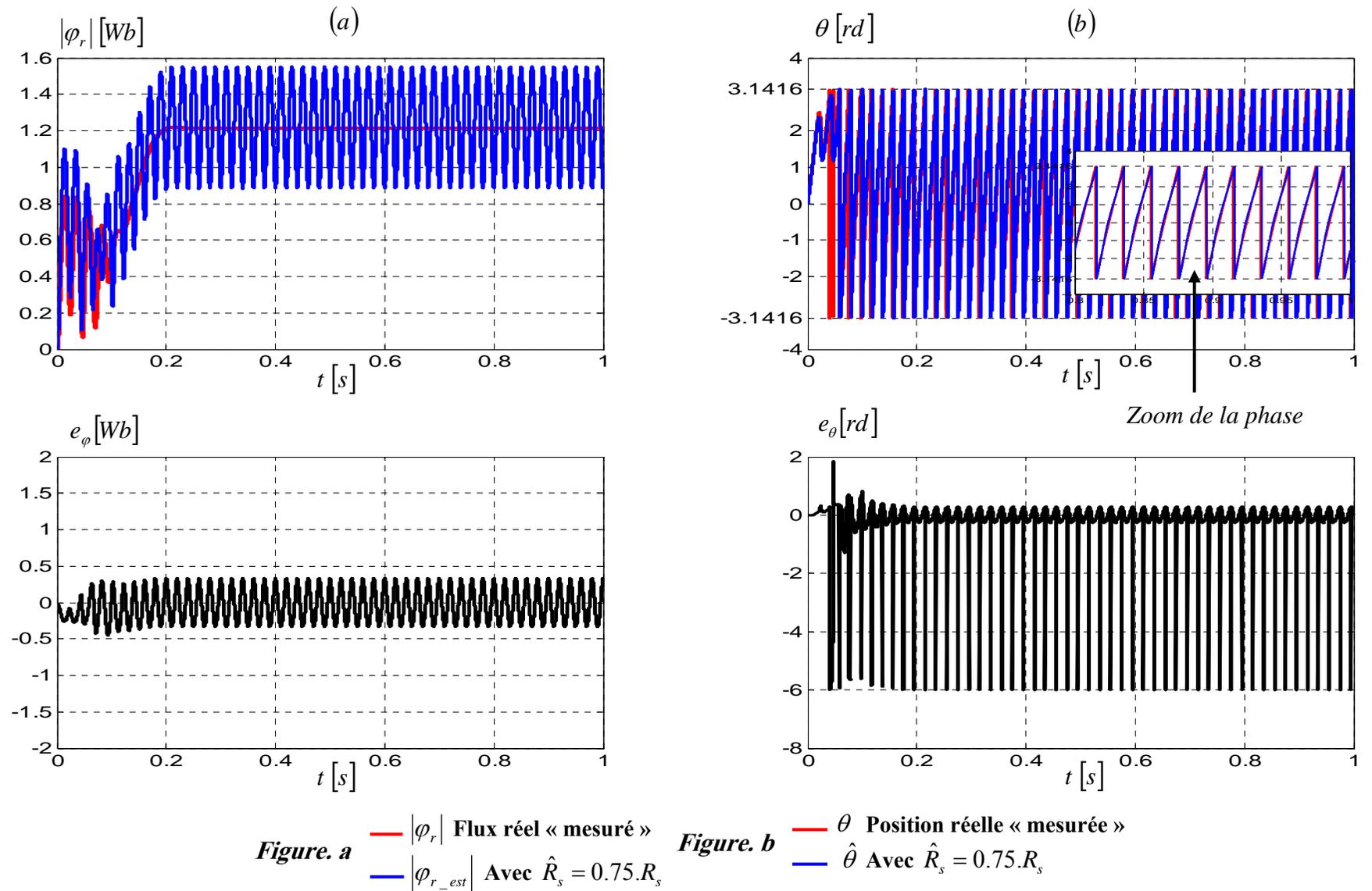


Fig. 4.10 : Effet de la variation de la résistance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique. Modèle en tension avec $\hat{R}_s = 0.75.R_s$.

4.2.4.2. Interprétation des résultats de simulation numérique

- La Figure 4.7 montre la variation de l'inductance rotorique qui affecte la phase du flux estimé sans affecter l'amplitude du flux estimé et l'erreur d'estimation du flux est importante mais l'erreur d'estimation de la position est nulle.
- Dans les Figs.4.8 et 4.9 nous observons que la variation de l'inductance mutuelle et l'inductance statorique change l'amplitude du flux rotorique estimé et sa phase, les erreurs d'estimation du flux et de la position sont importantes.
- La Figure 4.10 montre une variation de 25% de la valeur de la résistance statorique qui affecte l'amplitude et la phase du flux rotorique estimé. Les erreurs d'estimation du flux et de sa phase sont très importantes. Donc cet estimateur présente une grande sensibilité aux variations de R_s .

Afin d'illustrer l'utilité de cet estimateur de flux rotorique, nous pouvons tirer des conclusions d'après les résultats obtenus tout au long de cette section. Les conditions expérimentales sont défavorables pour la réalisation de ce modèle d'estimation car le paramètre décisif de cet estimateur de flux rotorique, basé sur le modèle en tension, est lié à la résistance statorique. Cette résistance affecte le bon fonctionnement dynamique car on risque de perdre les objectifs du contrôle du flux et du couple de la machine. Une simple erreur sur cette résistance R_s affecte le signal $R_s i_{s\alpha}$.

4.2.5. Estimateur de flux rotorique basé sur méthode d'élimination

Dans cette méthode, nous remarquons que cet estimateur dépend des tensions et des courants statoriques ainsi que de la vitesse mécanique de machine pour estimer le flux rotorique. Nous obtenons l'estimateur en regroupant et en arrangeant les équations (4.8 et 4.9) [79], [132], [159], [174].

$$\begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha_el} \\ \hat{\phi}_{r\beta_el} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{L}_m \hat{R}_r}{\hat{L}_{\sigma s} \hat{L}_r^2} & \omega_r \cdot \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_{\sigma s} \hat{L}_r} \\ -\omega_r \cdot \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_{\sigma s} \hat{L}_r} & \frac{\hat{L}_m \hat{R}_r}{\hat{L}_{\sigma s} \hat{L}_r^2} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left(-\frac{1}{\hat{L}_{\sigma s}} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \left(S + \frac{\hat{R}_{sr}}{\hat{L}_{\sigma s}} \right) \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (4.11)$$

où :

$$\hat{R}_{sr} = \hat{R}_s + \hat{R}_r \frac{\hat{L}_m^2}{\hat{L}_r^2}$$

$(\hat{R}_r, \hat{R}_s, \hat{L}_s, \hat{L}_r, \hat{L}_m, \hat{L}_{\sigma s})$ sont les paramètres du modèle de l'estimateur.

Le module du flux rotorique et de sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} |\hat{\phi}_r| = \hat{\phi}_r = \sqrt{\hat{\phi}_{r\alpha_el}^2 + \hat{\phi}_{r\beta_el}^2} \\ \hat{\theta} = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta_el}}{\hat{\phi}_{r\alpha_el}}\right) \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\begin{cases} e_\varphi = |\varphi_r| - |\hat{\phi}_{r_el}| \\ e_\theta = \theta - \hat{\theta} \end{cases} \quad (4.13)$$

Le schéma de principe de cette méthode, appelé méthode d'élimination dans [82], est présenté sur la Fig. 4.11.

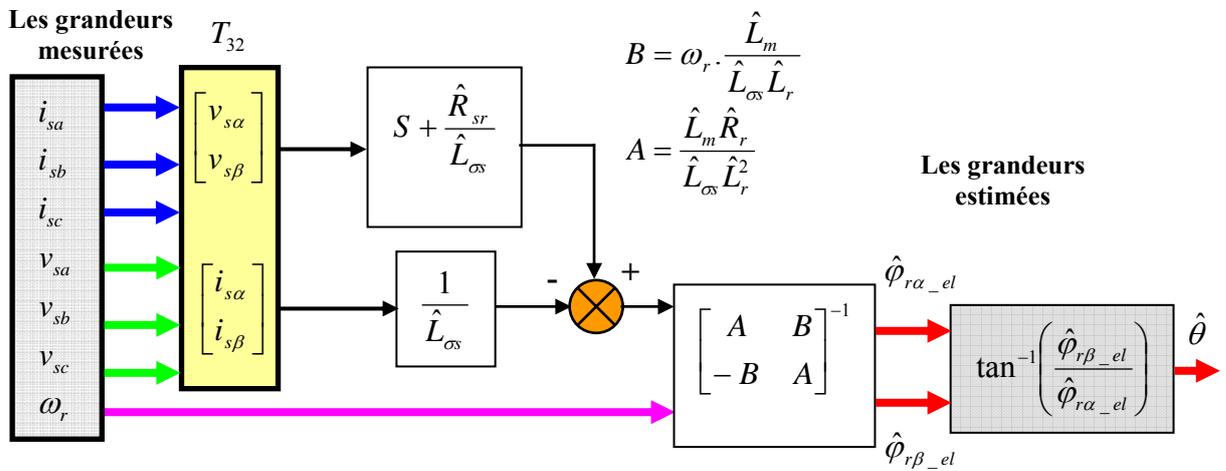


Fig. 4.11 : Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur la méthode d'élimination.

Cette méthode a deux inconvénients. En premier, elle requiert la connaissance de la vitesse mécanique de la machine c'est-à-dire l'emplacement d'encodeur pour la mesure de la position. Nous pouvons remarquer que le même problème se pose pour le modèle en courant. Deuxièmement, les courants statoriques sont dérivés, ce qui rend cette méthode sensible aux bruits sur les courants statoriques mesurés, en particulier à ceux dus aux commutations dans l'onduleur de tension à commande en modulation de largeurs d'impulsions [43], [49], [79].

Pour étudier les effets de la variation des paramètres sur la dynamique de cet estimateur, nous devons étudier par simulation la méthode d'élimination et comparer avec le flux rotorique réel [80].

4.2.5.1. Résultats de simulation

L'étude par simulation numérique permet la caractérisation du régime dynamique de cette méthode d'élimination pour la réalisation de l'estimation du flux rotorique. L'étude par simulation numérique dans cette partie montre :

- ↪ les variations des résistances rotorique et statorique, les variations des inductances propres statorique, rotorique et mutuelle lors du fonctionnement en régime dynamique.
- ↪ qu'à partir des réponses obtenues, nous pouvons dégager les principales caractéristiques dynamiques de l'estimation du flux.
- ↪ nous remarquons que l'étude des variations de tous les paramètres électriques de la machine complique l'existence de cet estimateur [132], [147].
- ↪ Enfin, l'étude a pour objectif important qui consiste à observer l'amplitude et la position du flux rotorique ainsi que leurs erreurs instantanées entre le réel et l'estimation.

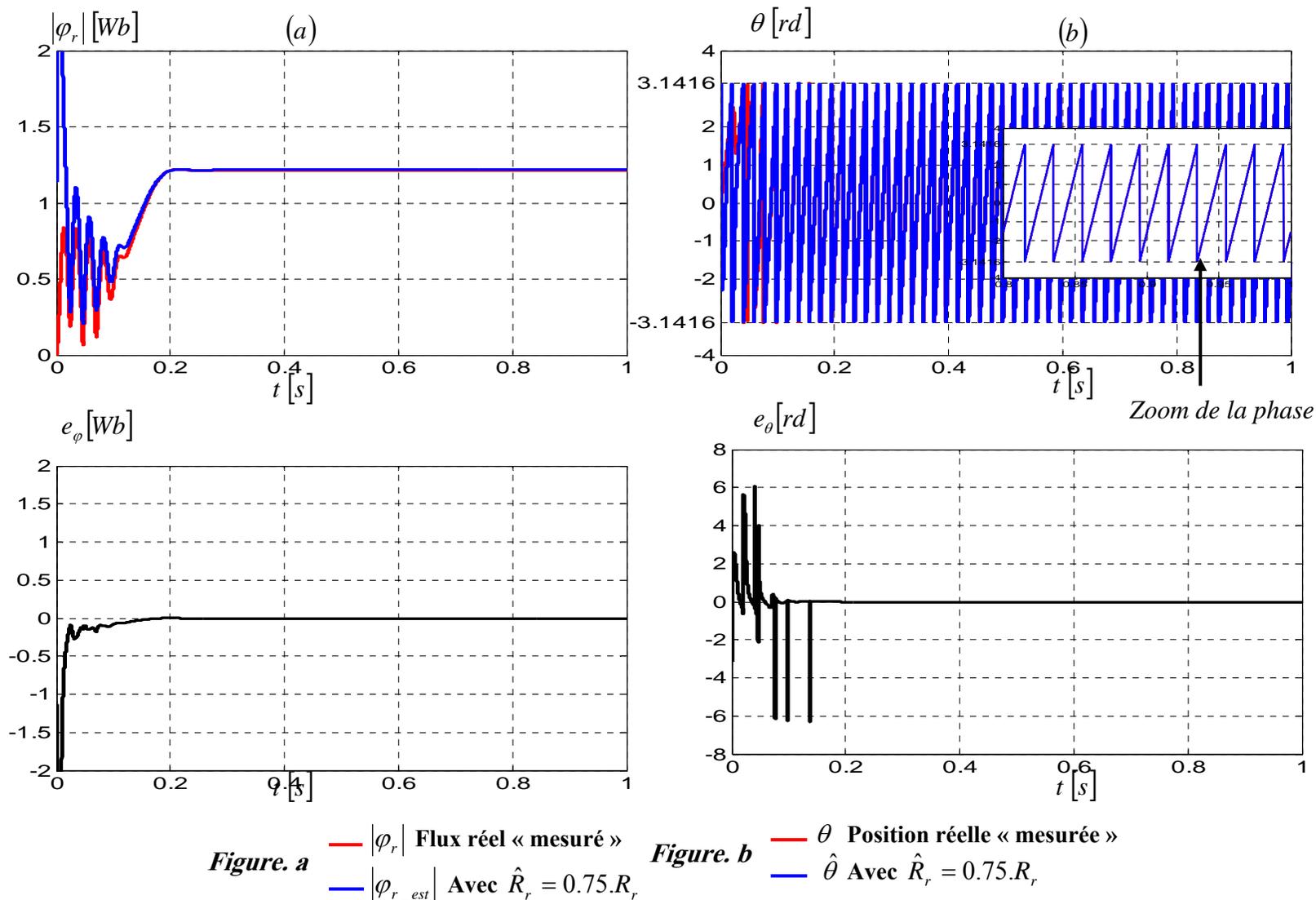


Fig. 4.12 : Effet de la variation de la résistance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $\hat{R}_r = 0.75.R_r$.

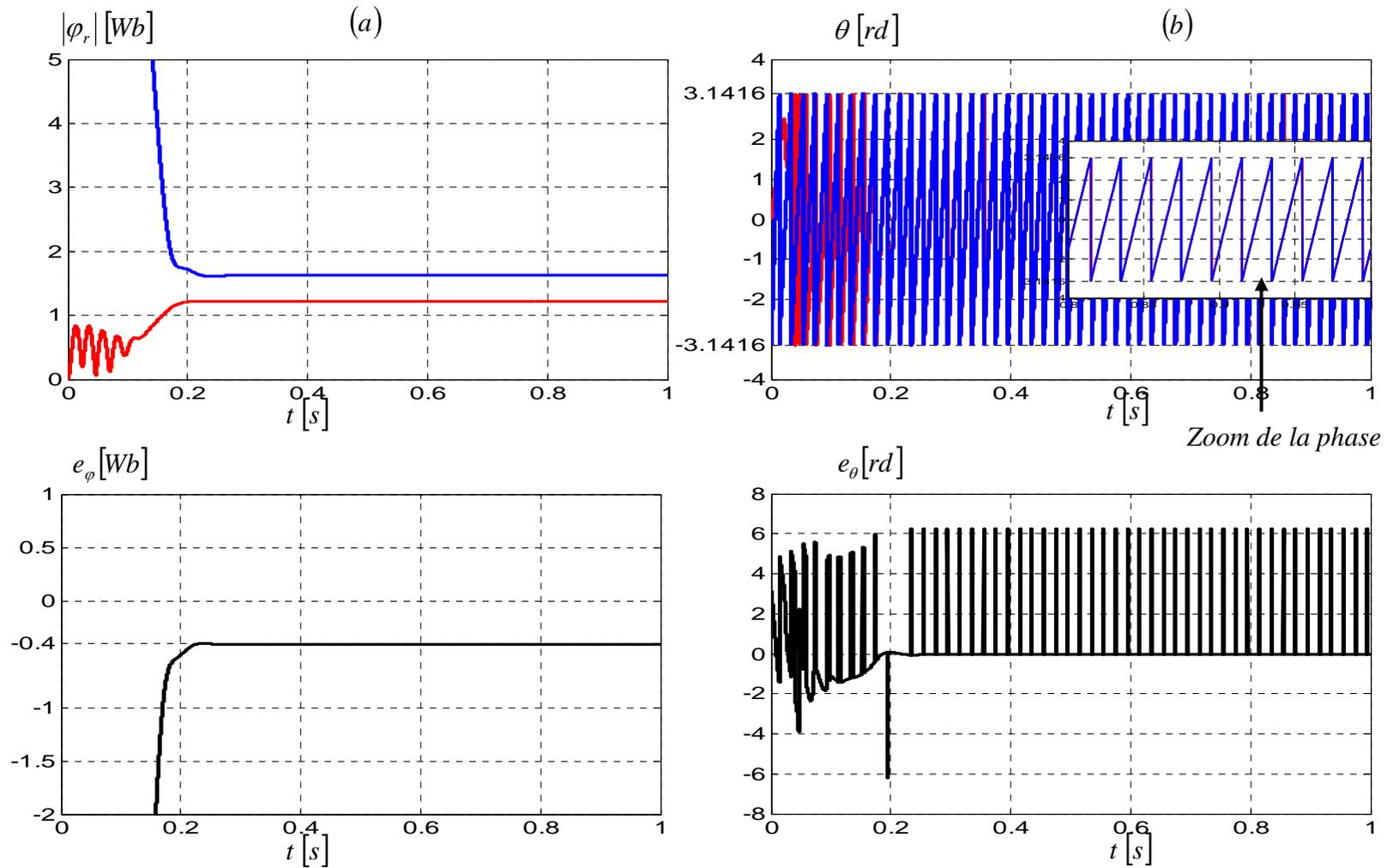


Figure. a — $|\varphi_r|$ Flux réel « mesuré »
 — $|\varphi_{r_est}|$ Avec $L_m = 0.75 \cdot \hat{L}_m$

Figure. b — θ Position réelle « mesurée »
 — $\hat{\theta}$ Avec $L_m = 0.75 \cdot \hat{L}_m$

Fig. 4.13 : Effet de la variation de l'inductance mutuelle sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $L_m = 0.75 \cdot \hat{L}_m$.

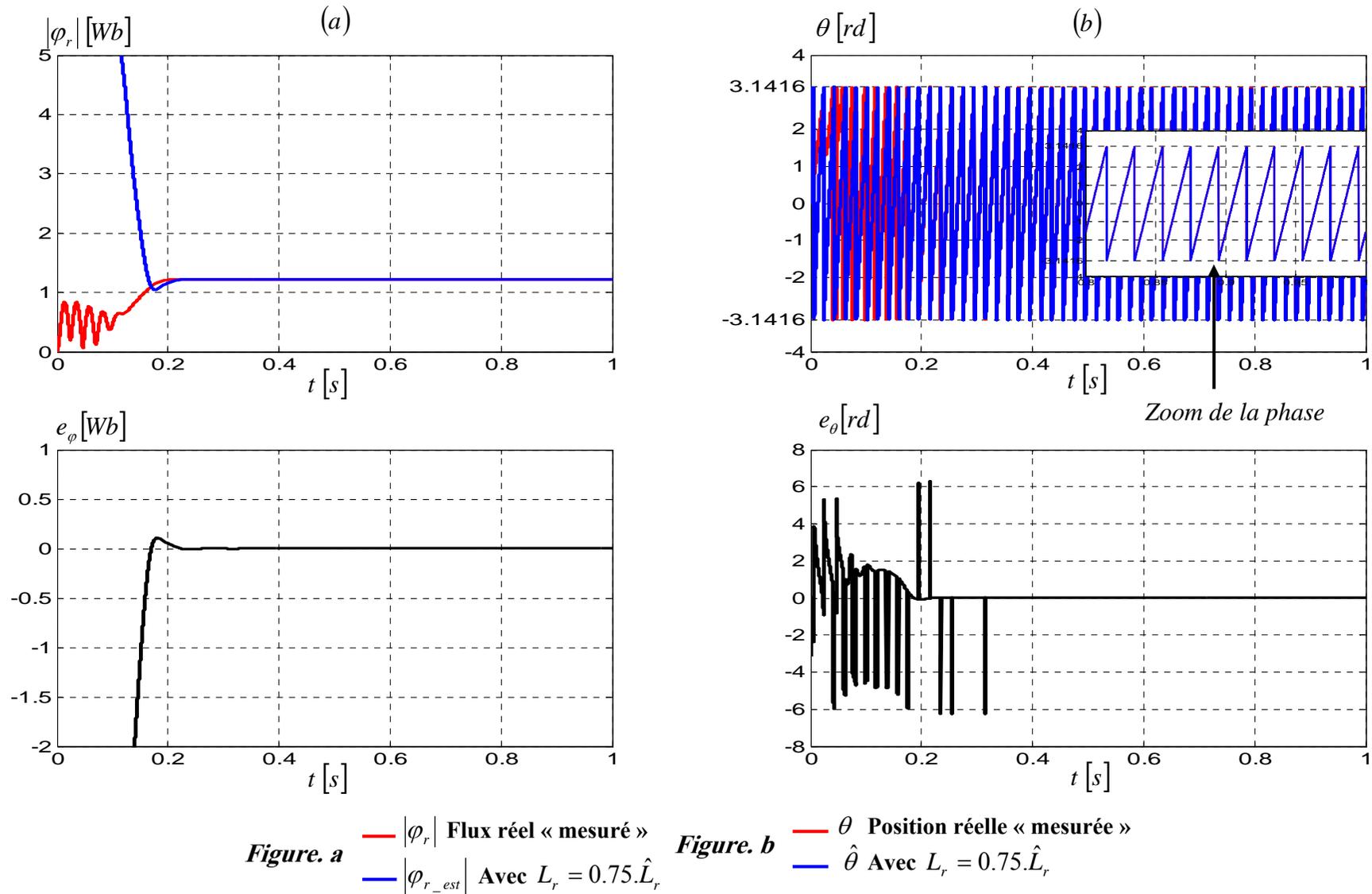


Fig. 4.14 : Effet de la variation de l'inductance rotorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $L_r = 0.75 \hat{L}_r$.

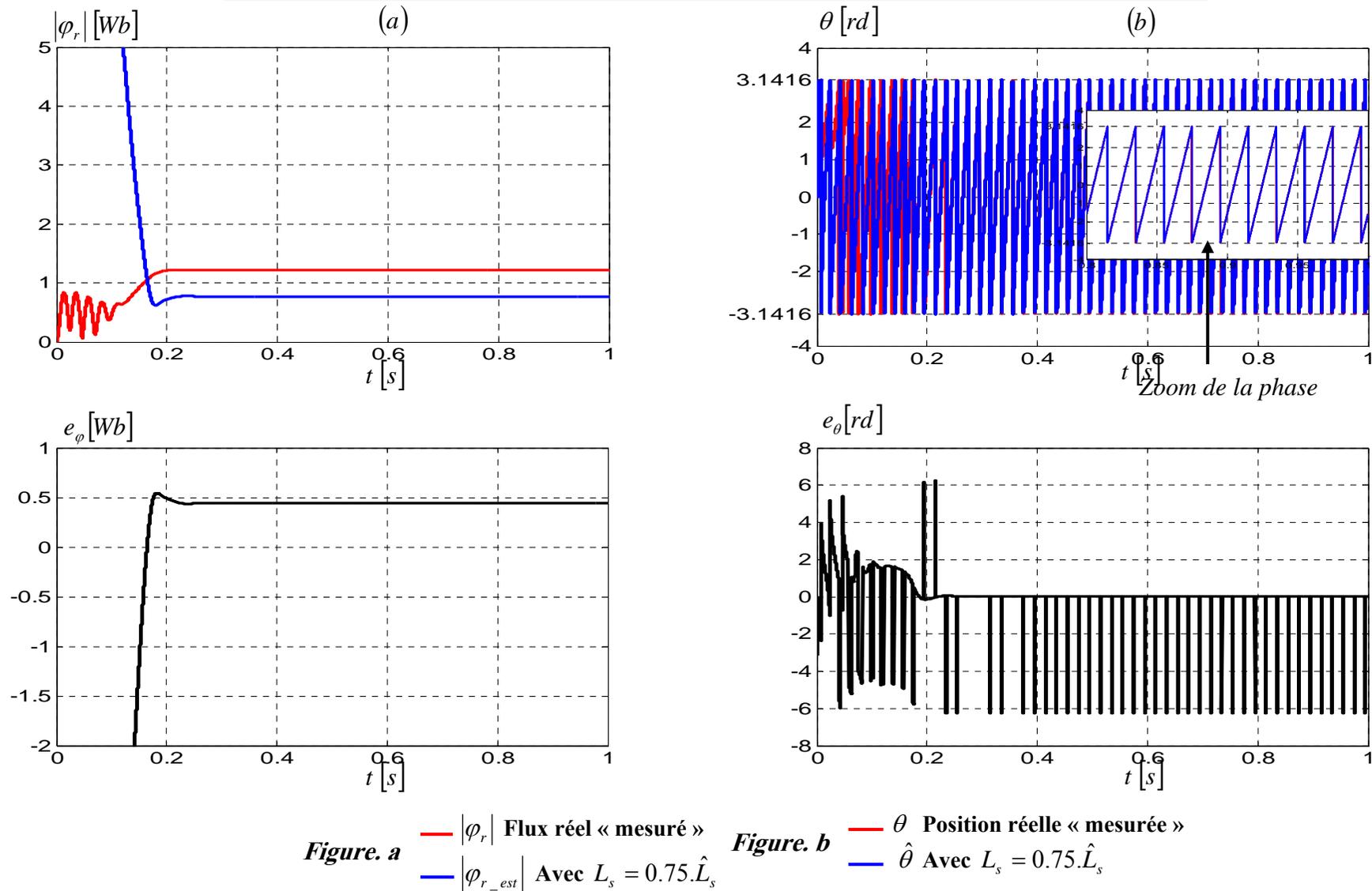


Fig. 4.15 : Effet de la variation de l'inductance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $L_s = 0.75 \cdot \hat{L}_s$.

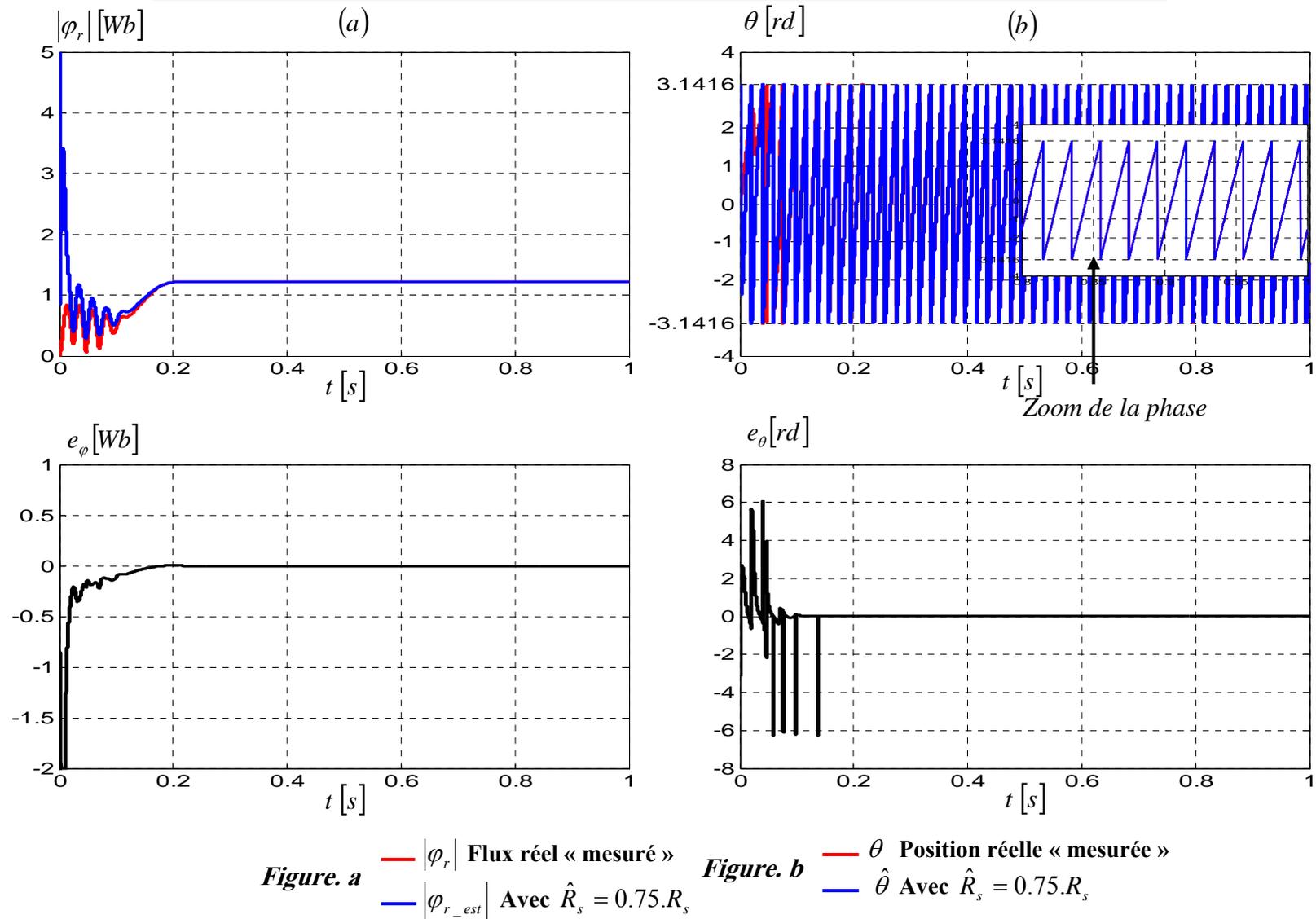


Fig. 4.16 : Effet de la variation de la résistance statorique sur l'amplitude et la phase du flux rotorique estimateur basé sur la méthode d'élimination avec $\hat{R}_s = 0.75.R_s$.

A titre de comparaison des trois techniques exposées et compte tenu des résultats obtenus par simulation, le Tableau 4.1 résume les performances obtenues.

Variations paramètres	Modèle en courant		Modèle en tension		Méthode d'élimination	
	L'effet sur l'amplitude $ \hat{\phi}_r $	L'effet sur la phase $\hat{\theta}$	L'effet sur l'amplitude $ \hat{\phi}_r $	L'effet sur la phase $\hat{\theta}$	L'effet sur l'amplitude $ \hat{\phi}_r $	L'effet sur la phase $\hat{\theta}$
$\hat{R}_r = 0,75R_r$	sensible	sensible	N'intervient pas	N'intervient pas	N'est pas sensible	N'est pas sensible
$\hat{R}_s = 0,75R_s$	N'intervient pas	N'intervient pas	sensible	sensible	N'est pas sensible	N'est pas sensible
$L_r = 0,75\hat{L}_r$	sensible	sensible	N'est pas sensible	sensible	N'est pas sensible	N'est pas sensible
$L_s = 0,75\hat{L}_s$	N'intervient pas	N'intervient pas	sensible	sensible	sensible	sensible
$L_m = 0,75\hat{L}_m$	sensible	N'est pas sensible	sensible	sensible	sensible	sensible
Remarques	<ul style="list-style-type: none"> - Modèle simple - Lié à trois paramètres - Dépend de la vitesse du rotor - Nécessite l'utilisation de deux capteurs de courant et d'un capteur de vitesse. 		<ul style="list-style-type: none"> - Modèle compliqué - Lié à quatre paramètres - Ne dépend pas de la vitesse rotor - Nécessite l'utilisation de deux capteurs de courant et de deux capteurs de tension (si la composante homopolaire est nulle). 		<ul style="list-style-type: none"> - Modèle très compliqué - Lié à tous les paramètres - Dépend de la vitesse du rotor - Nécessite l'utilisation de deux capteurs de courant et de deux capteurs de tension (si la composante homopolaire est nulle) et un capteur de vitesse. 	

Tableau. 4.1 : comparaison des trois techniques d'estimation du flux rotorique.

L'estimation en boucle ouverte peut être conçue à partir d'un modèle en tension (Fig. (4.6)) ou à partir d'un modèle en courant (Fig. 4.2). Pour les basses fréquences, c'est à dire en dessous de 10 Hz, le modèle de tension est sensible aux variations de la résistance du stator et peut être une source d'instabilité numérique à cause de l'intégrale pure. Pour le modèle en courant, l'estimateur est globalement stable même en basse fréquence. Toutefois, il est plus sensible aux variations des paramètres de la machine [81], [132], [178], [188].

4.3. Acquisition du flux rotorique de la machine en temps réel

Le schéma synoptique et de principe de l'estimateur appliqué est donné par la Fig. 4. 17 :

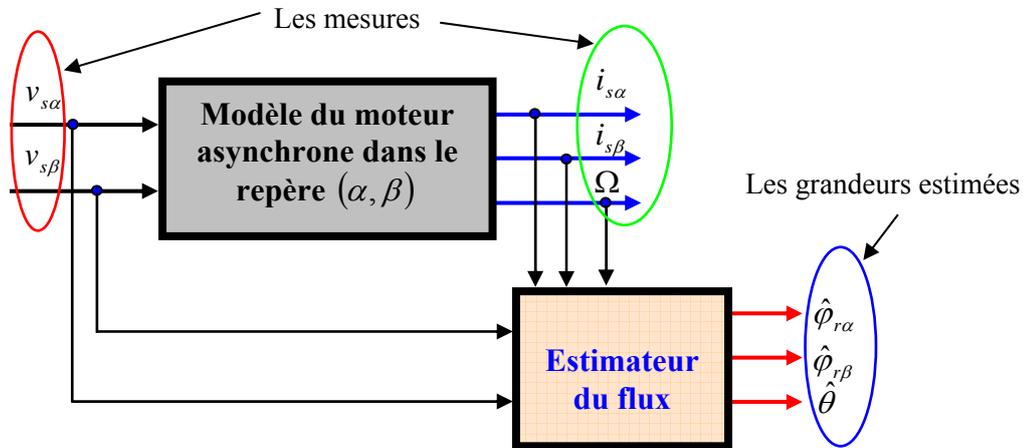


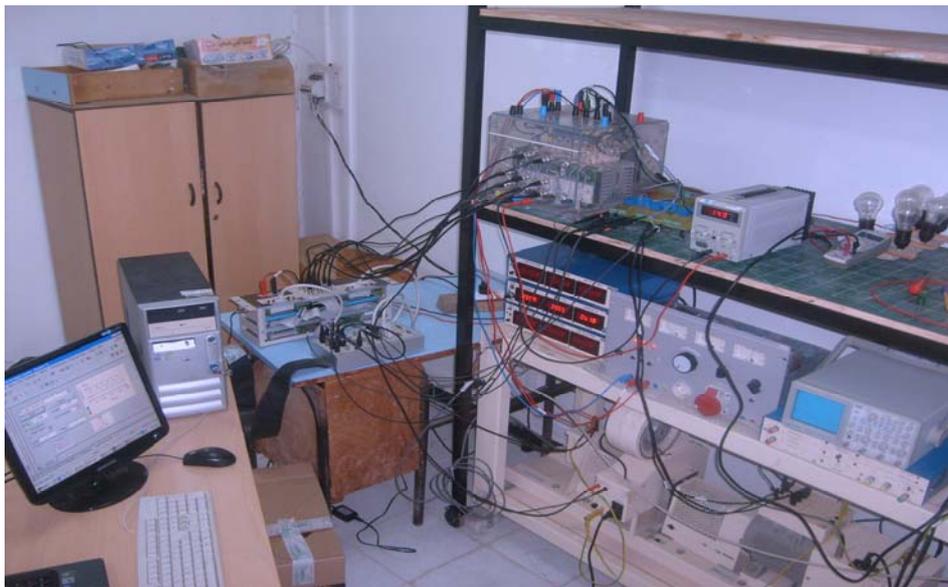
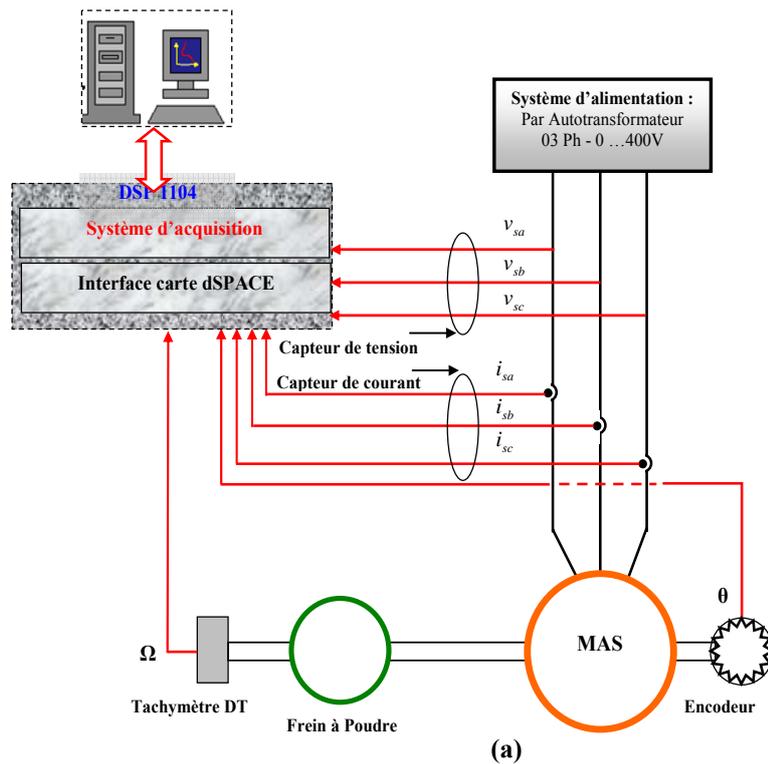
Fig. 4.17 : Schéma synoptique de l'estimateur appliqué à la machine asynchrone

Dans le cas général nous pouvons trouver trois modèles d'estimation du flux rotorique

4.3.1. Montage du schéma bloc pratique

A l'aide de la carte dSpace DS1104 montée sur un banc d'essais expérimental, nous avons utilisé le modèle d'estimation du flux rotorique en courant pour le schéma synoptique dans la Fig. 4.1. Dans le montage, la carte d'acquisition permet soit l'estimation soit l'observation en temps réel pour le fonctionnement en régime dynamique.

En effet, en ce qui concerne notre propre contribution dans cette section, nous présentons les moyens utilisés afin d'effectuer l'estimation du flux rotorique en temps réel. La machine asynchrone est alimentée via un autotransformateur triphasé 400V. L'information obtenue est transmise vers la carte d'acquisition via les six capteurs LEM 24 et LEM 50 de courant et de tension et du capteur de position 1024 points sous la dSpace 1104 Simulink- Matlab réalisée 13.01 montée sur PC/AT 486.



(b)

Fig. 4.18 :
 (a) : Schéma Synoptique de l'estimateur du flux rotorique en temps réel.
 (b) : photo réelle de la manipulation

4.3.2. Validation expérimentale de l'estimateur du flux rotorique en temps réel

Dans cette partie, nous présenterons les résultats expérimentaux Figs. 4.19 et 4.20 de l'implantation de l'estimateur « modèle en courant » à l'aide d'une carte DSP 1104 dédiée à ce genre d'application. L'estimateur repose sur le schéma synoptique de la Fig. 4.18 incluant le

bloc d'estimation des flux. Les résultats d'acquisition nous montrent l'estimation des flux réels et estimés suivant les axes α et β .

La Figure. 4.19 illustre les résultats d'estimation des flux rotoriques à travers les mesures effectuées en temps réel (courants de phases, vitesse mécanique).

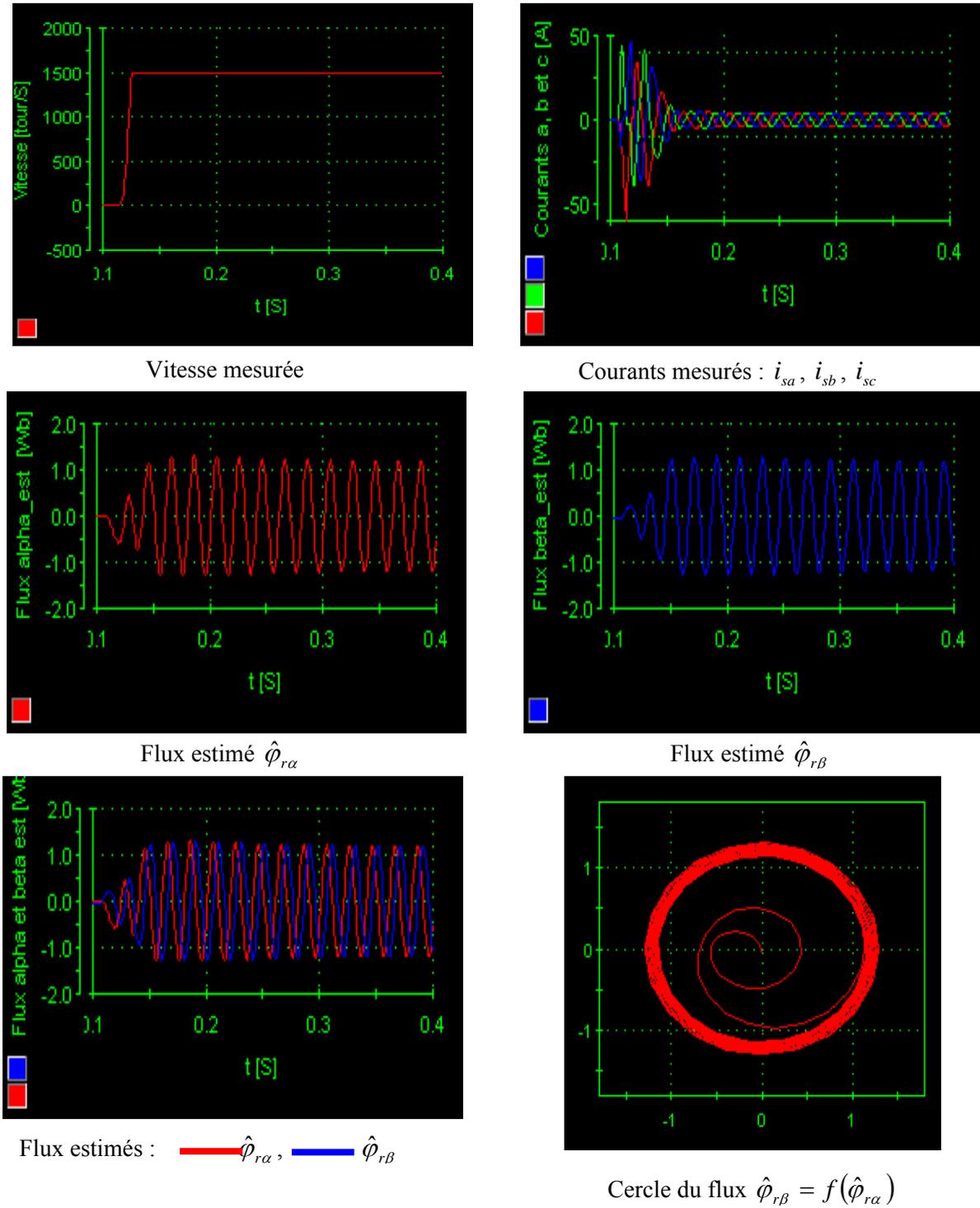


Fig. 4.19 : Résultats expérimentaux de l'estimateur de flux en temps réel « modèle en courant ».

La Figure. 4.20 illustre les résultats d'estimation des flux rotoriques en régime permanent en utilisant des mesures en temps réel et l'estimation des flux par le modèle de la machine (flux calculés par simulation sous la carte DSP).

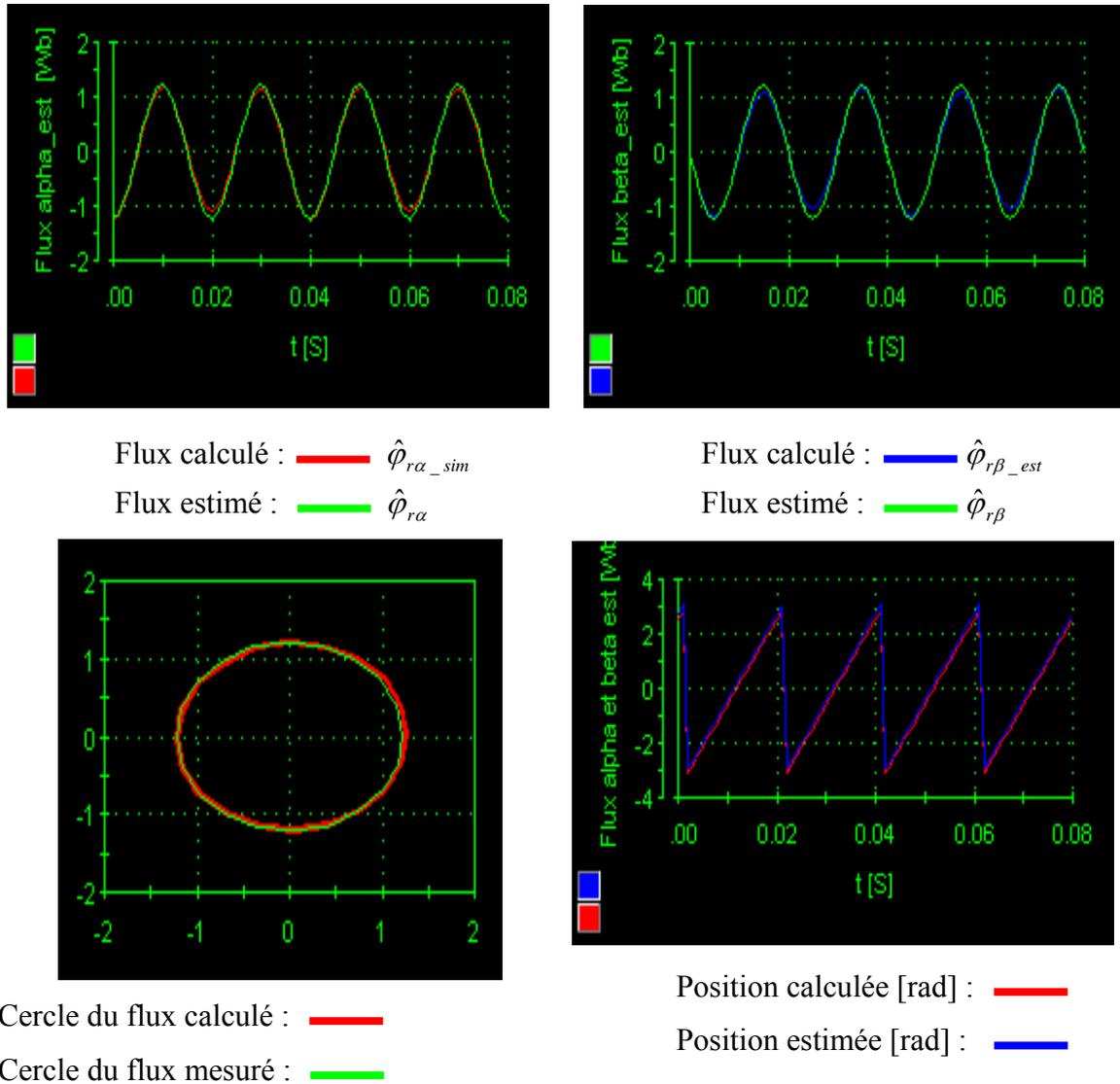


Fig. 4.20 : Résultats expérimentaux de l'estimateur en régime permanent « modèle en courant ».

Les différentes courbes (Figs.4.19 et 4.20) montrent que nous avons une bonne estimation des flux rotorique et de sa position quelque soit le fonctionnement de la machine en régime transitoire ou en régime permanent. Les flux rotoriques estimés et calculés sont confondus. Nous remarquons que le temps de convergence est plus grand que celui prévu lors de la simulation. Ceci est dû au modèle d'approximation de la machine (modèle de Park dq) ainsi qu'à ses paramètres.

4.4. Observation du flux rotorique de la machine asynchrone

4.4.1. Techniques d'observation du flux rotorique

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états interne d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées. L'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou on ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe (Fig. 4.21) [25], [115], [147], [178].

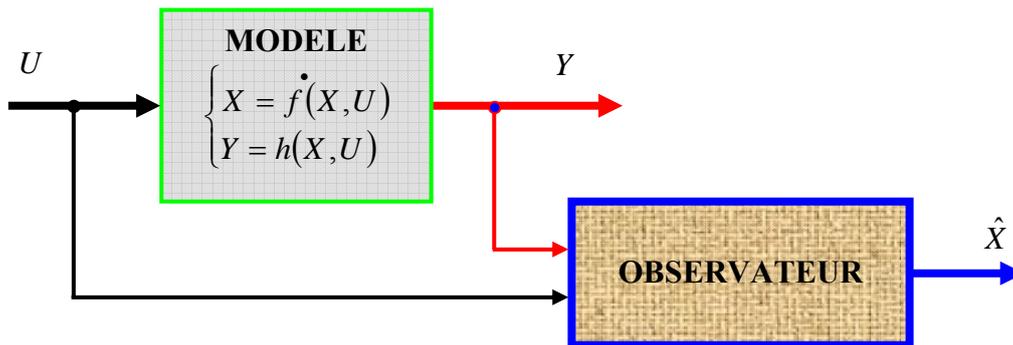


Fig. 4.21 : Typologie d'un observateur.

L'observateur se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain G . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [12], [24], [81], [132], [178].

Plusieurs auteurs ont proposé des observateurs de flux rotorique en boucle fermée basés sur la combinaison de deux estimateurs de flux rotorique en boucle ouverte. Le flux estimé par le premier estimateur est comparé avec celui estimé par le deuxième estimateur. Ensuite, l'erreur résultante est traitée par un connecteur linéaire ou non linéaire [24] qui force le flux estimé à converger vers la référence. Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'observation du flux rotorique. Nous sommes intéressés dans cette étude à l'observation du flux rotorique relatif aux modèles d'estimations en courant, en tension et la méthode d'élimination. Nous pouvons citer trois types de combinaisons :

- Combinaison du modèle en courant et du modèle en tension (Fig. 4.22-a).
- Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en tension (Fig. 4.22-b).
- Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en courant (Fig. 4.22-c).

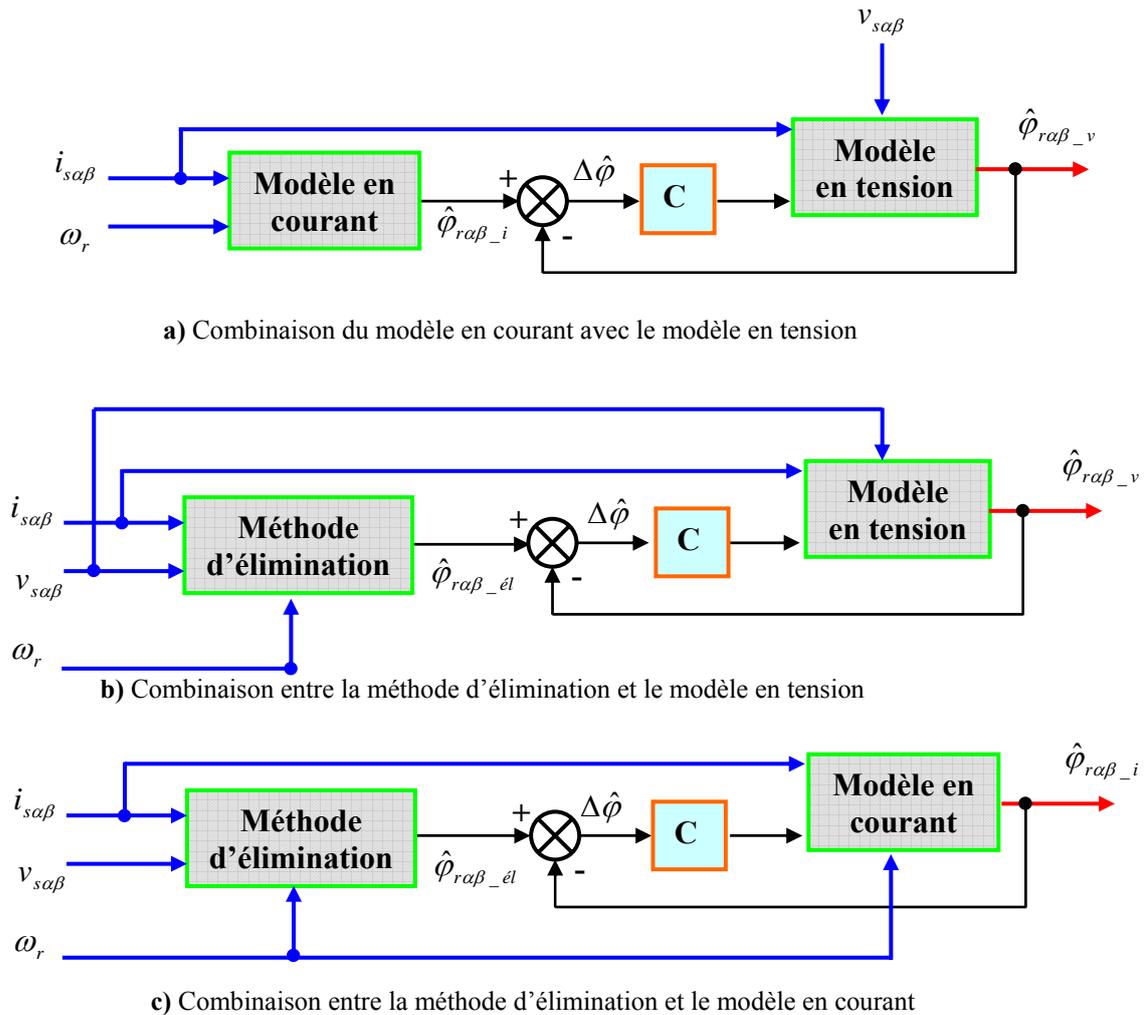


Fig. 4.22 : Estimateur de flux en boucle fermée.

Ces combinaisons peuvent améliorer la performance des estimateurs en boucle ouverte résolvant quelques uns des problèmes qu'ils posent comme par exemple, le problème de la convergence due aux intégrateurs purs du flux estimé en boucle ouverte. Il faut par contre noter que l'utilisation d'un contrôleur rend le temps de réponse du système dépendant de la vitesse. Ces estimateurs en boucle fermée améliorent la dynamique du système et diminuent la sensibilité à la variation des paramètres. Ils requièrent encore une fois, la connaissance de la vitesse de la machine [24], [115], [148], [154], [159].

4.4.2. Expressions de l'observateur du flux rotorique

L'observation se fait en deux étapes. Une étape d'estimation en boucle ouverte, dans cette étape nous utilisons le modèle de l'estimateur modèle en courant, la seconde étape est celle de la correction ($C.\Delta\hat{\phi}_r$) qui consiste à corriger l'erreur $\Delta\hat{\phi}_r$ de prédiction sur les variables en utilisant les différences existantes entre les variables observées et celles mesurées (ou calculées) [24], [81], [94], [157], [173].

Le modèle en courant de l'estimateur étudié précédemment dans la section 4.2.1 est le suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_{r\alpha-i}}{dt} = \frac{\hat{L}_m \hat{R}_r}{\hat{L}_r} i_{s\alpha} - \frac{\hat{R}_r}{\hat{L}_r} \hat{\varphi}_{r\alpha-i} - \omega_r \hat{\varphi}_{r\beta-i} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{r\beta-i}}{dt} = \frac{\hat{L}_m \hat{R}_r}{\hat{L}_r} i_{s\beta} + \omega_r \hat{\varphi}_{r\alpha-i} - \frac{\hat{R}_r}{\hat{L}_r} \hat{\varphi}_{r\beta-i} \end{cases} \quad (4.14)$$

Le modèle en tension de l'estimateur étudié précédemment dans la section 4.2.2 est le suivant :

$$\begin{cases} S \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \hat{\varphi}_{r\alpha-v} = v_{s\alpha} - (\hat{R}_s + \hat{L}_{\sigma s}) i_{s\alpha} \\ S \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \hat{\varphi}_{r\beta-v} = v_{s\beta} - (\hat{R}_s + \hat{L}_{\sigma s}) i_{s\beta} \end{cases} \quad (4.15)$$

En utilisant les équations (4.11) et (4.12) avec l'introduction de l'erreur entre les grandeurs estimées, nous obtenons l'expression de notre observateur (4.3) :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{r\alpha-o} = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \left[\frac{1}{S} \left(v_{s\alpha} - \hat{R}_s i_{s\alpha} + \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \Delta \hat{\varphi}_{r\alpha} \right) - \hat{L}_{\sigma s} i_{s\alpha} \right] \\ \hat{\varphi}_{r\beta-o} = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \left[\frac{1}{S} \left(v_{s\beta} - \hat{R}_s i_{s\beta} + \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \Delta \hat{\varphi}_{r\beta} \right) - \hat{L}_{\sigma s} i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (4.16)$$

avec :

$$\begin{cases} C = K_p + \frac{K_i}{S} \\ \Delta \hat{\varphi}_{r\alpha} = \hat{\varphi}_{r\alpha-o} - \hat{\varphi}_{r\alpha-i} \\ \Delta \hat{\varphi}_{r\beta} = \hat{\varphi}_{r\beta-o} - \hat{\varphi}_{r\beta-i} \end{cases} \quad (4.17)$$

$(\hat{R}_r, \hat{R}_s, \hat{L}_s, \hat{L}_r, \hat{L}_m, \hat{L}_{\sigma s})$ sont les paramètres de l'observateur.

Le module de flux rotorique et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} |\hat{\varphi}_r| = \hat{\varphi}_r = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha-o}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta-o}^2} \\ \hat{\theta} = \arctg \left(\frac{\hat{\varphi}_{r\beta-o}}{\hat{\varphi}_{r\alpha-o}} \right) \end{cases} \quad (4.18)$$

Cet observateur en boucle fermé est représenté sur la Fig. 4.23.

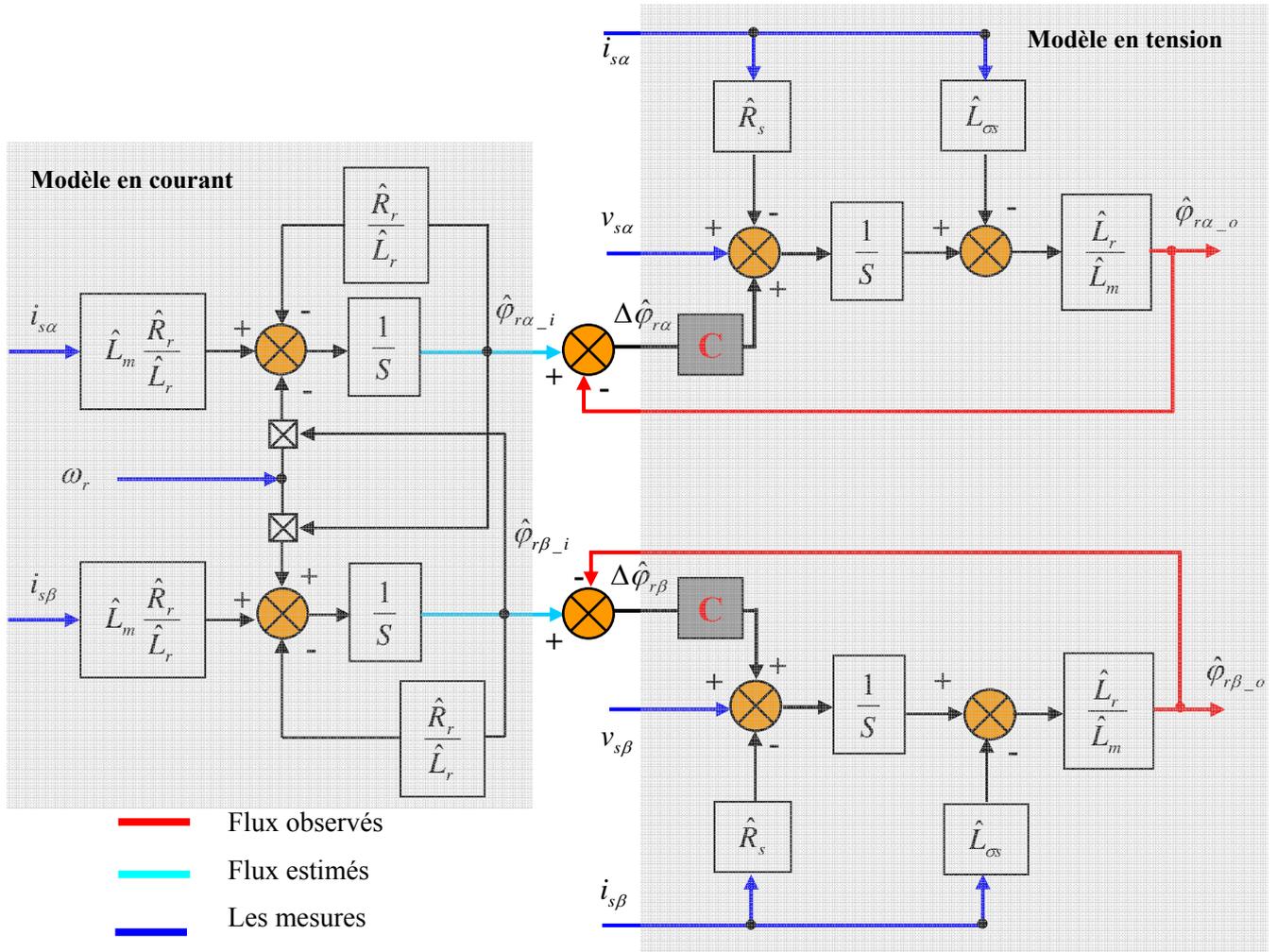


Fig.4. 23 : Schéma de l'observateur de flux en boucle fermée basé sur modèle en courant et tension.

4.4.3. Résultats de simulation numérique

Les résultats de simulations représentés dans cette section (Figs.24) ont été réalisés afin de tester les performances de la technique d'observation. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation d'un correcteur de type (PI) qui fait la correction de l'erreur entre les états estimés des flux par le modèle en tension et ceux estimés par le modèle en courant.

Les performances statiques et dynamiques de notre observateur sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Fonctionnement à vide ;
- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge (15 *N.m* pour la machine étudiée) et des perturbations aux niveaux des paramètres électriques de la machine asynchrone.

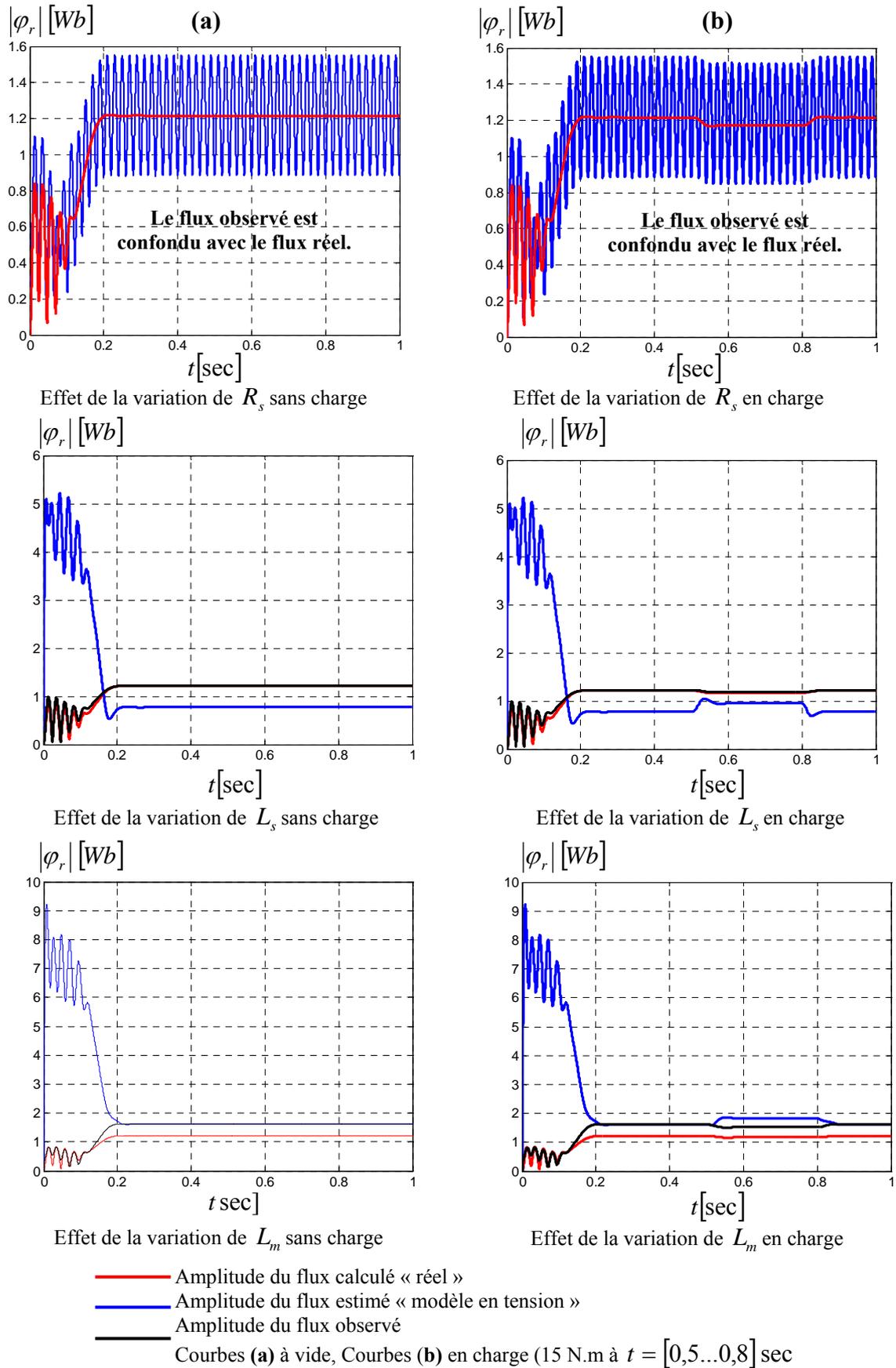


Fig. 4.24 : Résultats de simulation de l'observateur de flux.

Les résultats obtenus montrent que les courbes de variation du flux rotorique sont sensibles aux paramètres de la machine. Ainsi, pour le régime de fonctionnement dynamique les courbes obtenues de l'observateur du flux rotorique montrent une bonne performance.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'estimation du flux rotorique selon trois modèles : le modèle en courant, le modèle en tension et le modèle d'élimination. En utilisant le modèle de transformation dans le référentiel fixe lié au stator, repère (α, β) de la machine asynchrone. Nous nous sommes intéressés aux développements de ces modèles d'estimations cités précédemment celui en courant, en tension et le modèle d'élimination.

Suite aux résultats de simulations numériques obtenues, nous pouvons conclure que l'estimation du flux rotorique par le modèle en courant conduit à de meilleurs résultats par rapport aux autres modèles car il présente plusieurs simplifications dans le calcul. De plus, il est important de signaler son efficacité surtout pour son implantation pratique en temps réel.

Par ailleurs, le choix de l'implantation pratique en temps réel de l'estimation du flux rotorique basé sur le modèle en courant requiert moins d'équations à résoudre par rapport aux autres estimateurs. Cet estimateur est lié uniquement à deux grandeurs physiques mesurables tels que les courants et de la vitesse mécanique. L'estimation du flux rotorique est sensible aux variations paramétriques de la machine ce qui justifie le fait d'éviter les modes thermique et de saturation pour le fonctionnement de la machine.

Par ailleurs, l'utilisation des observateurs du flux rotorique améliorent considérablement la réponse des estimateurs vis à vis des variations paramétriques et des bruits des mesures surtout dans le cas pratique. En effet, la technique d'observation du flux rotorique en temps réel reste un important travail de réalisation qui pourrait être appliqué dans l'élaboration de l'algorithme de la commande vectorielle directe surtout pour l'étude de la stabilité vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique de la machine.

Conclusion générale

Dans ce présent travail de thèse, nous avons abordé un thème d'actualité nettement important dans le domaine industriel relatif aux entraînements à vitesses variables des machines électriques. Ce thème est lié au contrôle vectoriel et à l'optimisation des pertes en régime dynamique sans détériorer la commande du système d'entraînement variable. Nous avons abordé aussi, par une étude de conception expérimentale, l'estimation du flux rotorique en temps réel de la machine asynchrone qui est basée sur le modèle de courant sous la carte dSPACE DS1104.

La machine asynchrone est un système non linéaire multivariable à dynamique rapide qui subit d'importantes variations paramétriques dont les effets se traduisent par des contraintes sur les états de commandes avec des difficultés à déterminer des modèles précis pour les pertes en régimes variables. Le problème d'optimisation du rendement et du couple de la machine asynchrone reste d'autant plus complexe pour les applications à hautes performances dynamiques avec des couples inconnus à l'avance et sur des plages fréquentielles élevées. Il faut donc de nouveaux types de commandes qui tiennent compte de ces caractéristiques. Sur le plan pratique, les constantes de temps rapides nécessitent l'emploi de nouveaux calculateurs rapides à l'instar des processeurs de signaux (DSP) et un soin particulier dans l'implantation pratique des lois de commande modernes.

Vu les effets néfastes de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur la dynamique de la machine et de son influence sur ses pertes, nous sommes amenés à détailler l'étude de l'adaptation de cette constante de temps selon les modèles de références. Pour l'application de la méthode de la variation de l'énergie réactive, nous avons constaté que c'est pour les faibles couples de charges que la minimisation des pertes était meilleure. Nous avons également constaté que la méthode de la variation de la fréquence de glissement n'était pas en mesure d'identifier convenablement la constante de temps rotorique T_r . C'est la raison pour laquelle nous avons proposé une nouvelle méthode d'identification pour la commande à flux rotorique variable. Nous avons montré l'efficacité de cette dernière méthode pour les faibles

charges comme nous avons montré la robustesse de la commande vis-à-vis des entrées de consigne de flux optimum ainsi que des perturbations en présence de la variation de T_r .

Notre travail de recherche, porte sur une amélioration qui consiste à simplifier le problème en adoptant des hypothèses simplificatrices toutefois compatibles avec l'objectif visé pour obtenir au moins une solution en régime dynamique de la machine asynchrone avec l'adaptation de la constante de temps rotorique avec la technique IFOC utilisant comme référence du flux rotorique optimum. Ainsi, nous considérons que la solution proposée peut être étendue pour l'étude approfondie de la problématique du calcul d'optimisation des pertes et du rendement, que nous avons effectué, sans modifier la caractéristique du couple des machines asynchrones pour les régimes dynamiques.

Nous avons appliqué une stratégie qui permet, par un choix adéquat de l'état magnétique, de minimiser les pertes en régime permanent. Nous avons montré son efficacité par une étude comparative avec la méthode classique, en validant notre méthode par des essais expérimentaux. Cette stratégie peut donc aisément être implantable dans la commande vectorielle.

L'autre méthode de minimisation des pertes que nous avons étudié concerne l'optimisation des courants statoriques. Diverses combinaisons de minimisation des pertes par effet Joule et des pertes fer ont été établies. Nous avons étudié la comparaison de ces différentes stratégies.

Enfin, dans un autre volet, dans le but d'assurer une bonne robustesse du système dynamique, nous avons étudié la régulation par optimisation des pertes avec adaptation de la constante de temps rotorique. Pour une machine donnée, de faible puissance, nous avons proposé une application pratique de l'estimation en temps réel du flux rotorique sous un dispositif d'acquisition numérique dSPACE DS1104. Afin de maîtriser la commande par la technique numérique, nous avons étudié trois méthodes d'estimations du flux rotorique et de sa position à savoir par le modèle en courant, par le modèle en tension et par le modèle d'élimination. Les résultats que nous avons obtenus par simulation numérique sont validés par les résultats expérimentaux afin d'assurer l'efficacité de notre travail de recherche.

L'utilisation de la méthode d'estimation du flux rotorique par le modèle en courant requiert moins d'équations à résoudre que les deux autres estimateurs qui sont liés à trois grandeurs mesurées que sont les courants statoriques, les tensions statoriques et la vitesse de rotation. Les

estimateurs, de part leurs principes, sont sensibles aux variations paramétriques. L'utilisation d'un observateur améliore la robustesse des estimateurs vis-à-vis de la variation des paramètres et des bruits de mesures.

Les algorithmes des estimateurs sont moins compliqués par rapport aux observateurs : le choix entre ces deux approches dépend de l'influence des erreurs d'estimation sur l'algorithme de commande et de la technique d'observation du flux rotorique qui est appliquée. Les résultats que nous avons obtenus ont montré une nette amélioration en termes de performances dynamiques par confrontation avec la méthode à flux orienté en particulier lorsque nous avons étudié les effets physiques cachés du flux rotorique et du couple électromagnétique. L'observation du flux rotorique est appliquée dans l'algorithme de commande vectorielle directe.

Pour les perspectives :

Il est important de signaler que nos travaux de recherche peuvent être complétés par un complément d'étude de plusieurs problèmes à résoudre qui restent encore ouverts et de nombreux axes de recherches pourront être envisagés :

- La recherche de solutions mathématiques optimales en utilisant des techniques de décomposition des pertes pour minimiser les énergies électrique et mécanique du système d'entraînement variable constitué par l'ensemble onduleur- machine asynchrone.
- Rechercher les solutions de conception des lois de commandes robustes vis-à-vis des incertitudes paramétriques des inductances et des résistances. Pour l'optimisation, nous pouvons adapter en ligne la valeur de la résistance rotorique.
- L'amélioration des performances de commandes des courants pour garantir les performances de poursuite du couple pour les opérations à flux variable. La prise en compte des retards dus aux problèmes d'échantillonnages et de quantification amènent à la conception des lois de commandes non linéaires échantillonnées.
- L'exploitation au maximum des informations disponibles sur le système. Il est possible d'envisager l'utilisation des méthodes stochastiques d'informations des trajectoires du couple pour améliorer le rendement en exploitant les méthodes de prédiction du signal d'erreur des contrôleurs de couple et de vitesse.

Références bibliographiques

- [1] F. Abrahamsen, F. Blåbjer, J.K. Pederson, "Analysis of stability in low cost energy optimal controlled PWM VSI fed induction motor drive", Proc. EPE'97, Norway, 1997, pp. 3.717-3.723.
- [2] F. Abrahamsen, "Energy optimal control of induction motors", PhD. dissertation, Aalborg University, Institute of technology, 1999, Denmark.
- [3] S. Abourida, J. Belanger, "Real time platform for the control prototyping and simulation of power electronics and motor drive", Proceedings of the 3rd International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO), Shariah, Jan. 2009, U.E.A.
- [4] B. Adkins, R.G. Harley, The general theory of alternating current machines: application to practical problems, Chapman and Hall, 1975, London.
- [5] P. L. Alger, Induction machines: their behavior and uses, Golden and Breach Sciences Publishers, 1995, S.A., U.S.A.
- [6] S.A. Amamra, L. Barazane, M.S. Boucherit, "A novel inverse fuzzy model of the field oriented control for induction motor", Electromotion journal, Vol.15, No. 3, July-Sept. 2008.
- [7] G.J. Armstrong, D.J. Atkinson, P.P. Acarnley, "A Comparison of estimation techniques for sensorless vector controlled motor drives", International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, 1997, Vol.1, pp.110-116.
- [8] M. Allouche, M. Souissi, M. Chaabane, D. Mehdi, "Robust D-stability analysis of an induction motor", Proc. 16th Medit. Conf. on Cont. and Auto. Cong. Cent., Ajaccio, June 2008, pp.255-260.
- [9] A. Arias, L. Romeral, E. Aldabas, M. Jayne, "Stator flux optimized direct torque control system for induction motors", Elec. Power Syst. Research, vol. 73, 2005, pp.257-265. www.elsevier/locate/epsr
- [10] N. Auther, J. Penman, "Induction machine condition monitoring with high order spectra", IEEE Trans. on Ind. Elec., 47(5), 2000, pp. 1030- 1041.
- [11] A. Baba, E. Mendens, A. Razek, "Losses minimization of a field oriented controlled induction machine by flux optimization accounting for magnetic saturation", Int. Conf. of elec. machines and control, IEEE, May 1997, Milwaukee, Wisconsin, USA.
- [12] O. Barambones, A.J. Garrido, I. Garrido, "Robust speed estimation and control of an induction motor drive based on artificial neural networks", IJACSP Int. J. Adapt. Control Signal Process. Vol.22, 2008, pp. 440-464 www.interscience.wiley.com
- [13] L. Barazane, M.S. Boucherit, P. Sicard, "An approach to cascade sliding mode control of an induction motor based on robust neural network controllers", Archives of Control Sciences (ACS), 13(2), 2006, pp. 151-165
- [14] P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur machine alternative: application à la traction électrique", Thèse de Doc., CEGELY, 2001, INSA de Lyon.
- [15] A.S. Bazanella, R. Reginetto, "Robust tuning of the speed loop in indirect field oriented control of induction motors", Journal Automatica vol. 3, 2001, pp. 1811-1818.
- [16] A. S. Bazanella, R. Reginetto, R. Valiatti, "Robustness margins for global asymptotic stability in indirect field oriented control of induction motors", Automatica, 13(3), Dec. 2002, pp. 308-313.
- [17] A.M. Bazzi, P.T. Krein, "A survey of real time power loss minimizers for induction motors", IEEE Trans. Ind. Elec., 43(1), Feb. 2009, pp. 226-231.
- [18] M. E. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection", IEEE Trans. on Ind. Elec., 47(5), Oct. 2000, pp.984-993.

- [19] E. Benhadj Braiek, A. Fekih, "Improved optimal control of an asynchronous variable speed driver", Proc. CESA'98, Tunisia, 1998, pp. 393-396.
- [20] F.F. Bernal, A.G. Cerrada, R. Faure, "Model based loss minimization for DC and AC vector controlled motors including core saturation", IEEE Trans. on Ind. App., 36(3), 2000, pp. 755-763.
- [21] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines", Siemens Review, Vol.34, May 1972, pp. 217-220.
- [22] M. Bodson, J. Chiasson, "A comparison of sensorless speed estimation methods for induction motor control", Proc. of American Control Conference, Anchorage, AK, 2002, pp.3076-3081.
- [23] D. E. Borgard, G. Olsson, R. D. Lorenz, "Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives", IEEE Trans. on Ind. App., 31(4), 1995, pp. 795-801.
- [24] B. K. Bose, Modern Power Electronics and A.C Drives, 2002, Prentice Hall, USA.
- [25] B. K. Bose, N. R. Patel, K. Rajashekara, "A neuro-fuzzy-based on-line efficiency optimization control of a stator flux-oriented direct vector-controlled induction motor drive", IEEE Trans. on Ind. Elec., 44(2), 1997, pp.270-273.
- [26] J. Böcker, S. Mathapati, "State of the art of induction motor control", Conference International IEEE, 2007, pp.1459-1464.
- [27] M. S. Boucherit, "Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques", Thèse de doctorat d'état, ENP, Alger, 1995, Algeria.
- [28] O. Bouchhida, K. Benmansour, A. Cherifi, M.S. Boucherit, "Real time implantation of harmonic elimination PWM technique for induction motor", Int. Jour. Mod. Ident. and Cont. (IJMIC) 5(2), 2008. www.inderscience.com/browse/index.php?journalCODE=ijmic
- [29] O. Bouchhida, M.S. Boucherit, A. Cherifi, "Novel harmonic elimination PWM technique for reducing torque ripple in inverter fed induction motor", Archives of Electrical Engineering (AEE), LVI(3-4), 2007.
- [30] V. Burtea, "Adaptive control of induction motors with optimal efficiency", Proc. IEEE KTH'95 Stockholm Power Tech. Conf., 1995, pp. 7-12.
- [31] C. Canudas de Wit, S. I. Seleme, "Robust torque control design for induction motors: the minimum energy approach", Automatica, 33(1), 1997, pp.63-79.
- [32] C. Canudas de Witt, J. Ramirez, "Optimal torque control for current-fed induction motors", Proc. of the American Control Conference, Albuquerque, USA, 1997, pp.629-630.
- [33] M. Li Campbell, J. Chiasson, M. Bodson, Leon M. Tolbert, "Speed sensorless identification of the rotor time constant in induction machines", IEEE Trans. on Auto. Cont., 52(4), 2007, pp.758-763.
- [34] W. Cao, J. Bradley, A. Ferrah, "Development of a high precision calorimeter for measuring power loss in electrical machines", IEEE Trans. on Inst. and Meas., 58(3), Mar. 2009, pp. 570-577.
- [35] B. Castillo-Toledo, S. Di Gennaro, A. G. Loukianov, J. Rivera, "Discrete time sliding mode control with application to induction motors", Automatica, vol. 44, Nov. 2008, pp.3036-3045. www.elsevier.com/locate/automatica
- [36] Z. Cerovsky, V. Valouch, "Asynchronous motor drives optimum control in transient behavior", Electric Machines and Power Systems, 1990, pp.393-407.
- [37] B. J. Chalmers, J. Richardson, "Investigation of high frequency no load losses in induction motors with open stator slots", Proceedings IEE, 113(10), Oct.1966, pp.1597-1605.
- [38] C. C. Chan, H. Wang, "An effective method for rotor resistance identification for high-performance induction motor vector control", IEEE Trans. on Ind. Elec., 37(6), 1990, pp.477-481.
- [39] T. W. Chan, M. K. Choi, B. K. Bose, "A novel startup of stator flux oriented vector controlled induction motor drive without torque jerk", IEEE Trans. on Ind. App. 39(3), 2003, pp.776-782.
- [40] J. H. Chang, B. K. Kim, "Minimum-time minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control", IEEE Trans. on Ind. Elec., 44(6):1997, pp. 809-815.
- [41] G.W. Chang, J. P. Hespanha, A.S. Morse, M.S. Netto, R. Ortega, "Supervisory field oriented control of induction motors with uncertain rotor resistance", Int. Journal of Adapt. Control and Signal Processing, vol.15, 2001, pp. 353-375.

- [42] J. Chiasson, “A new approach to dynamic feedback linearization control of an induction motor”, IEEE Trans. on Automatic Control, 43(3), 1998, pp.391-396.
- [43] Chih-Yi Huang, Chao-Peng Wei, Jung-Tai Yu, Yeu-Jent Hu, “Torque and current control of induction motor drives for inverter switching frequency reduction”, IEEE Trans. on Ind. Elec., 52(5), Oct. 2005, pp.1364-1371.
- [44] N. Christofides and B. Adkins, “Determination of load losses and torques in squirrel cage induction motors”, Proc. IEE, 113(12), Dec. 1966, pp.1195-2005.
- [45] M. Cipolla-Ficarra, G. Griva, F. Profumo, “Comparison of different on-line algorithms for rotor time constant estimation in induction motors drives”, Proc. PEMC’96, 1996, pp. 3.192-3.197.
- [46] P. J. Costa Branco, “A simple adaptive scheme for indirect field orientation of an induction motor”, Proc. ETEP’97, 7(4), 1997, pp. 243-249.
- [47] M. Demirtas, “DSP-based sliding mode speed control of induction motor using neuro-genetic structure”, Journal Expert Systems with Applications, Elsevier, vol. 36, 2009, pp. 5533-5540.
- [48] Durvai de Almeida Souza, Wilson C.P. de Aragão Filho, Gilberto Costa Drumond Sousa, “Adaptive fuzzy controller for efficiency optimization of induction motors”, IEEE Trans. on Ind. Elect., 54(4), Aug. 2007, pp.2157-2164.
- [49] M. Elbuluk, N. Langovski, D. Kankam, “Design and implementation of a closed loop observer and adaptive controller for induction motor drives”, IEEE Tans. on Ind. App. 34(3), 1998, pp. 435-443.
- [50] A. El-Refaei, S. Mahmoud, R. Kennel, “Torque Ripple Minimization for Induction motor Drives with Direct Torque Control (DTC)”, Electric Power Components & systems, 33(8), Aug. 2005.
- [51] S.C. Englebretson, J.L. Kirtley, “Induction motor stray losses and inter-bar currents”, Proc. of the Int. Conf. on Elec. Mach., ICEM’ 2008, pp.1-5.
- [52] J. Faiz, M.B.B. Sharifian, “Optimal design of an induction motor for an electric vehicle”, Euro. Trans. Elec. Power, Vol. 16, 2006, pp.15-33.
- [53] J. Faiz, Mohammad B.B. Sharifian, “Different Techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle”, IEEE Tans. on Energy Conversion, 16(1), Mar. 2001, pp.104-109.
- [54] J. Faiz, Mohammad B.B. Sharifian, A. Keyhani, A. Bogda Proca, “Sensorless Direct torque control of induction motor used in electric vehicle”, IEEE Trans. Ener. Conv., 18(1), Mar. 2003, pp.1-10.
- [55] P. Famouri, J. J. Cathey, “Loss minimization control of an induction motor drive”, IEEE Trans. on Industry Applications, 27(1), 1991, pp.32-37.
- [56] F Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada, R. Faure, “Model-based loss minimization for DC and AC vector-controlled motors including core saturation”, IEEE Trans. IA 36(3), 2000, pp. 755-763.
- [57] D. Fodorean, S. Giurgea, A. Djerdir, A. Miraoui, “Numerical approach for optimum electromagnetic parameters of electrical machines used in vehicle traction applications”, Energy Conversion and Management, Vol. 50, 2009, pp. 1288-1294. www.elsevier.com/locate/enconman
- [58] L. J. Garces, “Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor”, IEEE Trans. on Industry Applications, IA-16(2), 1980, pp. 173-178.
- [59] G. O. Garcia, et al, “An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive”, IEEE Trans. on Ind. Elec., 41(5), 1994, pp.533-539.
- [60] Y. Geng, G. Hua, W. Huangang, G. Pengyi, “A novel control strategy of induction motors for optimization of both efficiency and torque response”, Proc. The 30th annual conference of IEEE Ind. Elect. Society, Nov. 2004, Busan, Korea, pp. 1405-1410.
- [61] G. V. González, H. V. González, J. Zolezzi, “An optimization based approach for designing indirect sensors applied to an induction motor”, Rev. Univ. Tarapacá, Chili, 14(1), 2006, pp. 95-101.
- [62] **S. Grouni**, “Etude de l’étage d’alimentation d’un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone”, Mémoire de Magister, E.N.P. El-Harrach, Alger, 1992, Algérie.
- [63] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Improvement rotor time constant in IFOC induction machine drives”, International Journal of Mathematical, Physical and Engineering Sciences IJMPEs, ISSN: 1567-9800, 2(1), Feb. 2008, pp. 126-131.
- [64] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Experimental optimum flux control for vector controlled induction machines drives”, International Journal of Factory Automation, Robotics and Soft Computing, ISSN 1828-6984, INTERNATIONALSAR, June 2009, Italy.

- [65] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Improvement method for rotor time constant adaptation in IFOC for induction motors drives”, International Conference, Dynamical Systems and Applications, July 1-6, 2007, Selcuk, Kusadasi, Izmir, Turkey.
- [66] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Optimization of flux control for induction machine drives”, Proc. of the 3rd Int. Conf. on Elec. Eng. (ICEE’09), May 2009, Algiers, Algeria.
- [67] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Application of indirect field oriented control with optimum flux for induction machines drives”, Advanced Techniques in Computing Sciences and Software Engineering, **Springer Sciences**, 2010, USA, pp.7-11.
- [68] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Experimental approach on flux estimation in real time for Induction Machine Drives”, Electronics and Electrical Engineering (Elektronika ir Elektrotechnika), No. 8(104), October 2010.
- [69] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Online Rotor Time Constant Estimator for Induction Machines with Optimum Rotor Flux”, Book New Trends in Advanced Technologies ISBN 978-953-7619-X-X. Published by Intech, 2010, Vienna, Austria [www.Intechweb.org](http://www.intechweb.org)
<http://sciyo.com/books/show/title/new-trends-in-technologies>
<http://sciyo.com/search?q=grouni>
- [70] **S. Grouni**, R. Ibtouen, M. Kidouche, O. Touhami, “Novel loss optimization in induction machines with optimum rotor flux control”, International Journal of Systems Control, Sept. 2010, Hungary, pp.7-11.
- [71] K. Hasse, “Zur Dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-Kurzschlusslaufermaschinen (On the dynamics of speed control of static ac drives with squirrel-cage induction machines)”, PhD. dissertation, Techn. Hochsch. Darmstadt, 969, Germany
- [72] **B. Hemici**, “Contribution à la commande robuste des machines asynchrones et synchrones à aimants permanents”, Thèse de doctorat d’état, ENP, Alger, 2007, Algérie.
- [73] J. Holtz, “Sensorless control of Induction Machines with or without Signal Injection?” overview paper, IEEE Trans. on Ind. Elect., 53(1), Feb. 2006, pp. 7-30.
- [74] J. Holtz, J. Quan, “Sensorless control of induction motor drives”, Proceedings of IEEE, 90(8), Aug. 2002, pp. 1359-1394.
- [75] J. Holtz, J. Quan, G. Schmitt, J. Pontt O., J. Rodriguez P., P. Newman, H. Miranda, “Design of fast and robust current regulators for high power drives based on complex state variables”, IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 40, 2004.
- [76] M. Imecs, I. I. Incze, “A simple approach to induction machine parameter estimation”, Workshop on Elec. Machines Parameters, Technical University of Cluj-Napoca, 26th May 2001, pp.73-80.
- [77] O. Inya Okoro, “Dynamic and thermal modeling of induction machine with nonlinear effects”, Dr. Ing. Diss., Kassel University press GmbH, Kassel, 2002, Germany. <http://dnb.ddb.de>
- [78] M. Jänecke, R. Kremer, G. Steuerwald, “Direct self control, a novel method of controlling asynchronous machines in traction applications”, Proc. EPE Conf., Germany, 1989, pp. 75-81.
- [79] P.L. Jansen, R. D. Lorenz, “A physical insight full approach to design and accuracy of flux observer for field oriented controller”, IEEE Trans. Ind. App., 30 Jan. /Feb. 1994.
- [80] P.L. Jansen, R. D. Lorenz, D. W. Novotny, “Observer based direct field orientation: Analysis and comparison of alternative methods”, IEEE Trans. IA, 30 July/August 1994, pp. 945-953.
- [81] K. Jelassi, “Positionnement d’une machine asynchrone par la méthode du flux orienté – Etude de la numérisation de la commande – Sensibilité aux variations paramétriques”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1991, France.
- [82] M. Jemli, M. Boussak, M. Gossa, M. B.A. Kamoum, “Fail safe digital implementation of indirect field oriented controlled induction motor drive”, Sim. Practice and Theory, 08, 2000, pp.233-252.
- [83] S H. Jeon, K K. Oh, JY. Choi, “Flux observer with on line tuning of stator and rotor resistance for induction motors”, IEEE Trans. Ind. Elec. 49(3), 2002, pp. 653-664.
- [84] J. Jiang, J. Holtz, “High dynamic speed sensorless AC drive with online parameter tuning and steady state accuracy”, IEEE Trans. on Ind. Elec., 44(2), Mar. /Apr. 1997, pp.240-246.
- [85] G. A. Jimenez, A.O. Guillermo Munoz, M.A. Duarte Meroud, “Fault detection in induction motors using Hilbert and wavelet transform”, Archive for Electrotechnik, 89(3), Springer 2007, Berlin Germany, pp.205-220.
- [86] H. E. Jordan, “Analysis of induction machines in dynamic systems”, IEEE Trans. on Power Apparatus and systems, PAS 84(4), Nov. 1965, pp. 1080- 1088.

- [87] F. D. Kanellos, N. D. Hatziaargyriou, "Dynamic analysis of three voltage source power converters supplying squirrel induction machines", Proceed. Int. Conf. on Pow. Syst. Transients, IPST' 2003, in New Orleans USA, pp.1-6.
- [88] M. P. Kazmierkowski and M. A. Dzienakowski., "Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters", IEEE Conference, March 1994, pp.567-575
- [89] R. Kennel, E.E. El Kholy, S. Mahmoud, A. El Refaei, F. El kady, "Improvement direct torque control for induction motor drives with rapid prototyping system", Energy Conversion and Manag., Vol.47, 2006, pp.1999-2010. www.elsevier/locate/enconman
- [90] R. Kennel, "Encoders for simultaneous sensing of position and speed in electrical drives with Digital control", IEEE Trans. on Ind. App., 43(6), Nov/Dec 2007, pp. 1572-1577
- [91] R. Kennel, A. El-Refaei, S. Mahmoud, "Torque Ripple Minimization for Induction motor Drives with Direct Torque Control (DTC)", Electric Power Components & systems, 33(8), Aug. 2005.
- [92] G. Kenné, F. Floret, H. Nkwawo, F. Lamnabhi-Lagarrigue, "Parameter estimation methodology for non linear systems: Application to induction motor", Journal of Systems Science and Systems Engineering, 14(2), June 30, 2005, pp. 240-254.
- [93] G. Kenné, T. Ahmed Ali, F. Lamnabhi- Lagarrigue, Amir Arzandé, "Nonlinear systems time varying estimation: Application to induction motors", Journal Electric Power Systems Research, Vol.78, 2008, pp.1881-1888. www.elsevier.com/locate/epsr
- [94] B. H. Kenny, R. D. Lorenz, "Stator and rotor flux based deadbeat DTC of induction machines", NASA/TM-2001-211100, Sept. 2001, pp.1-8, <http://gltrs.grc.nasa.gov>
- [95] B. S. Khaldi, **S. Grouni**, D. Boukhetala, "Optimisation du flux de la machine asynchrone à flux orienté dans le but de minimiser ses pertes", Séminaire Nationale sur le Contrôle et les Signaux, SNCS'2001, 2001, Djelfa, Algérie.
- [96] M. Kidouche, M. Zelmat, **S. Grouni**, "Construction of vector Lyapunov Function by overlapping decomposition", Int. Conf., Dyn. Syst. and App., July 2007, Kusadasi, Izmir, Turkey.
- [97] M. Kidouche, M. Zelmat, **S. Grouni**, "A Lyapunov Formulation for Nonlinear Interconnected Systems: Variable gradient Approach", Proc. book and published in the IDPT-2007, Conference Society for Design & Process Science SDPS, June 3-8, 2007, Antalya-Turkey.
- [98] M. Kidouche, H. Habbi, M. Zelmat, **S. Grouni**, "The first integral approach in stability problem of large scale nonlinear dynamical systems", Int. Journal of Comp. Science, IJCS' 2008, pp. 131-137.
- [99] H. Kouns, J. S. Lai, C. E. Konrad, "Analysis of a traction induction motor drive operating under maximum efficiency and maximum torque per ampere conditions", Applied Power Electronics Conference and Exposition? 2004., Vol. 1, pp, 545-551.
- [100] G. Kim, K. Kim and M. H. Park, "Time optimal control for induction motor servo system", IEEE, Record April 1988, pp. 1053-1061.
- [101] G. S. Kim, I. J. Ha, M. S. Ko, "Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency", IEEE Trans. on Ind. Elec., 39(4):1992, pp.323-333.
- [102] I. Kioskeridis, N. Margaris, "Loss minimization in motor adjustable speed drives", IEEE Trans. Ind. Elec., 43(1), Feb. 1996, pp. 226-231.
- [103] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, T. A. Lipo, "On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive", IEEE Trans. on Ind. App., IA-21(4), 1985, pp.610-615.
- [104] J. O. Krah, J. Holtz, "High performance current regulator and efficient PWM implementation for low inductance servo motor", IEEE Trans. on Ind. App., 35(5), Sept./Oct. 1999, pp. 1039-1049.
- [105] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, Analysis of electric machinery, IEEE Press, New York, 1994, USA.
- [106] P.C. Krause, C. H. Thomas, "Simulation of symmetrical induction machinery", Trans. IEEE PAS-84, vol. 11, 1965, pp.1038-1053.
- [107] P.C. Krause, T.A. Lipo, "Analysis and simplified representations of a rectifier- inverter induction motor drive", IEEE Trans. on Power Apparatus and Syst. PAS-88, Vol. 5, May 1969, pp.588-596.
- [108] R. Krishnan, Electric Motor Drives, Modeling, Analysis and control, 2001, Prentice Hall, USA.
- [109] H. Kubato, K. Matsuse, T. Nakano, "DSP based speed adaptive flux observer of induction motor", IEEE Trans. on Industry Applications, IA-29(2), Mar./Apr.1993, pp. 1054-1061.
- [110] A. Kusko, D. Galer, "Control means for minimization of losses in AC and DC motor drives", IEEE

- Trans. on Ind. App., IA-19(4), 1998, pp. 561-569.
- [111] A. Larabi, M.O. Mahmoudi, M.S. Boucherit, "Speed sensorless vector control of induction motor using adaptive model reference method", IEEE/SPEEDAM conference, Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008, pp.1120-1124.
- [112] E. Laroche, E. Sedda, C. Durieu, "Methodological insights for online estimation of induction motor parameters", IEEE Trans. on Cont. Syst. Techno. 16(2), Sept. 2008, pp.1021-1028.
- [113] R. Leidhold, G. Garcia, "Losses minimization in a variable speed field-oriented controlled induction generator", Proc. IEEE IECON'98, 1998, pp. 865-870.
- [114] R. Leidhold, G. Garcia, M. I. Valla, "Field-oriented controlled induction generator with loss minimization", IEEE Trans. on Industrial Electronics, 49(1), 2002, pp.147-155.
- [115] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3rd Edition Springer-Verlag, Berlin, 2001, Germany.
- [116] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli, "Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: Identification, assessment of detuning, and compensation", IEEE Trans. on Power Electronics, 11(5), 1996, pp.698-709.
- [117] E. Levi, "Impact of iron loss on behavior of vector Controlled induction machines", IEEE Trans. on Ind. App., 31(6), Nov. /Dec. 1995, pp. 1287-1296.
- [118] E. Levi, M. Wang, D. Williams, "Evaluation of iron loss influence on speed estimation in sensorless MRAC-based field oriented induction", ETEP, 9(2), Mar. /Apr. 1999, pp.77-84.
- [119] F. J. Lin, W. J. Hwang, and R. J. Wai, "A Supervisory Fuzzy Neural Network Control System for Tracking Periodic Inputs," IEEE Trans. Fuzzy Systems, 7(1), 1999, pp.41-52.
- [120] R. D. Lorenz, D. B. Lawson, "A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field-Oriented Induction Machines Drives," IEEE Trans. on Ind. App., 26(3), 1990, pp.420-424.
- [121] R. D. Lorenz, S-M. Yang, "AC Induction servo sizing for motion control application via loss minimizing real-time flux control theory", IEEE Trans. on Ind. App., 28(3), 1992, pp.589-593.
- [122] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, "Very low speed sensorless variable structure control of induction machine without signal injection", Proc. IEEE IEMDC Madison, June 2003.
- [123] A. C. Machado, João E. de S. Pacheco, M.V. Luz Ferreirada, C.G.C. Neves, R. Carlson, "Stray load losse calculation routine based on the Eh-star method", Proc. of the Int. Conf. on Electrical Machines, ICEM 2008, pp.1-4.
- [124] M.O. Mahmoudi, "Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension Etude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone Commande par mode de glissement avec orientation du champ", Thèse de doctorat d'état, ENP, Alger, 2001, Algeria.
- [125] M.O. Mahmoudi, B. Hemici, F. Boudjemaa, L. Zebrowski, "Application of the equivalent control by sliding mode to a field oriented induction motor drive", AMSE Press Periodical, Modelling Measurement and Control, Series A, ISSN: 0761-2508, 37(3), Sept. 2000, pp.15-28.
- [126] R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, "On line stator and rotor resistance estimation for induction motors", IEEE Trans. on Cont. Syst. Tech. 8(3), 2000, pp. 577-579.
- [127] R. Marino, P. Tomei, C. M. Verrelli, "An adaptive tracking control from current measurements for induction motors with uncertain load torque and rotor resistance", Automatica, 44(10), Oct. 2008, pp.2593-2599. <http://sciencesdirect.com>
- [128] M. Marcu, I. Utu, L. Pana, M. Orban, "Computer simulation of real time identification for induction motor drives", Proceedings of the International Conference on Theory and Applications of Mathematics and Informatics-ICTAMI 2004, Thessaloniki, Greece, pp.295-305.
- [129] T. Matsuo, T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives", IEEE Trans. on Industry Applications, IA-21(4), 1985, pp.624-632.
- [130] K. Matsuse, et al, "High-response flux control of direct-field-oriented induction motor with efficiency taking core loss into account", IEEE Trans. on Ind. App., 35(1), 1999, pp.62-69.
- [131] E. Mendes, A. Baba, A. Razek, "Losses minimization of field oriented controlled induction machine", IEE Conf. Pub., 4(12), 1995, pp.310-314.
- [132] M.S. Mihai Comanescu, Flux and speed estimation techniques for sensorless control of induction

- motors, PhD. Dissertation, Dept. in Electrical Engineering, the Ohio State University, 2005, USA
- [133] C. Minh Ta, Y. Hori, "Convergence improvement of efficiency optimization control of induction motor drives", *IEEE Trans. on Ind. App.*, 37(6), Nov./Dec. 2001, pp. 1746-1753.
- [134] C. Minh Ta, C. Chakraborty, Y. Hori, "Efficiency maximization of induction motor drives for electric vehicles based on actual measurement of input power", *IECON'2001*, the 27th Annual Conference of the IEEE on Ind. Elec. Society, pp. 1692-1697.
- [135] C. Minh Ta, T. Uchida, Y. Hori, "MRAS-based speed sensorless control for induction motor drives using instantaneous reactive power", *IECON'2001*, the 27th Annual Conference of the IEEE on Ind. Elec. Society, pp. 1417-1422.
- [136] K. B. Mohanty, A. Patra, "Flux and speed estimation in decoupled induction motor drive using kalman filter", *Proc. of 29th Nat. Syst. Conf. (NSC), IIT Mumbai, Dec. 2005*, pp.1-9.
<http://dspac.nitrkl.ac.in/dspace>
- [137] J. C. Moreira, T. A. Lipo, V. Blasko, "Simple efficiency maximizer for an adjustable frequency induction motor drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(5), 1995, pp.940-945.
- [138] J. Moreno-Eguilaz, J. Peracaula, M. Cipolla, "Technical aspects on the use of efficiency optimization in a vector-controlled induction motor drive", *Proc. ISIE'97*, 1997, pp. 47-51.
- [139] T. Murata, T. Tsuchiya, I. Takeda, "Vector control for induction machine on the application of optimal control theory", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, 37(4), 1990, pp.283-290.
- [140] L. Nezli, "Contributions à la commande par les techniques modernes des machines synchrones", Thèse de doctorat d'état, ENP, Alger, 2006, Algérie.
- [141] K. Ohyama, T. Hamaoka, G. Asher, M. Sumner, "Experimental verification for stability improvement of sensorless vector control system of induction motor using real time tuning of observer gain", *Electrical Engineering in Japan*, 166(1), 2009, pp.248-260.
- [142] T. Okuyama, H. Nagase, Y. Kubota, H. Horiuchi, K. Miyazaki, S. Ibori, "High performance AC speed control system using GTO converters", *Proc. IPEC'83 Tokyo*, 1983, Japan, pp. 720-731.
- [143] R. Ortega, N. Barabanov, G. E. Valderrama, "Direct torque control of induction motors: stability analysis and performance improvement", *IEEE Trans. on Auto. Cont.*, 46(2), 2001, pp.1209-1222.
- [145] M. H. Park, S. K. Sul, "Microprocessor-based optimal-efficiency drive of an induction motor," *IEEE Trans. on Industry Electronics*, IE-31(1), 1984, pp.69-73.
- [146] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Indirect Field-Oriented control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency", *IEEE*, 1998, pp. 1609-1614.
- [147] M. Pietrzak-David, "Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone, Contrôle dynamique du flux Commande optimale de position", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1988, France.
- [148] A. B. Proca, A. Keyhani, "Sliding mode flux observer with online rotor parameter estimation for induction motors", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, 54(2), April 2007, pp.716-723
- [149] J. Ramirez, C. Canudas de Wit, "Performance evaluation of induction motors under optimal-energy control", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, 1997.
- [150] K. S. Rasmussen, P. Thogersen, "Model based energy optimizer for vector controlled induction motor drives", *Proc. EPE'97, Trondheim*, 1997, pp. 3.711-3.716.
- [151] H. Razik, C. Defranoux, A. Rezzoug, "Identification of induction motor using a genetic algorithm and a quasi Newton algorithm", *CIEP*, pp.65-70, Acapula, Mexico, Oct.15-19, 2000.
- [152] M. Rodic, K. Jezernik, "Speed sensorless sliding mode torque control of induction motor", *IEEE Trans. on Industry Electronics*, Feb. 2002, pp.1-16.
- [153] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, D. Leggate, "A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine", *IEEE Trans. on Ind. App.*, 27(4), 1991, pp.720-727.
- [154] N. Rumzi Nik Idris, A. Halim Mohamed Yatim, "An improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines" *IEEE Trans. on IA.*, 38(1), 2002.
- [155] J.Q. Ren, Y. H. Li, W. Xu, K. Wang, "Loss model establishment and efficiency optimization control of single sided linear induction motor", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, 43(1), Feb. 2008, pp.226-231.
- [156] M. G. Say, *The performance and design of alternating current machines*, Third Edition, sir ISAAC

- PITMAN & SONS, LTD, Pitman Press, 1958, London.
- [157] L. Sbita, D. Zaltani and M. N. Abdelkrim, "Adaptative variable structure contrôle for an online tuning direct vector controlled induction motor drive", *Int. J. Appl. Sci.*, 7(21), 2007, pp. 3177-3186.
- [158] G.K. Singh, ASAK Sa'ad, "Experimental investigation on induction machine techniques", *Elec. Power Syst. Research*, 64(3), 2003, pp.197-221.
- [159] G.K. Singh, ASAK Sa'ad, "Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research –a survey", *Elec. Power Syst. Research*, 64(2), 2003, pp.145-158.
- [160] G.K. Singh, ASAK Sa'ad, "Development of an intelligent diagnostic system for induction machine health monitoring", *IEEE Syst. Journal*, 2(2), 2008, pp.273-288.
- [161] G.K. Singh, "A research survey of induction motor operation with non-sinusoidal supply wave forms", *Elec. Power System Research*, Sciences Direct Elsevier, 75, 2005, pp.200-213.
- [162] M. Sumner, G. M. Asher, "The experimental investigation of multi-parameter identification methods for cage induction motors", *Proc. EPE'91*, Florence, Italy, 1991, pp. 3.389-3.394.
- [163] J.R. Smith and S. Sriharan, "Transient performance of the induction motor", *Proc. IEE*, 113(7), 1966, pp.1173- 1181.
- [164] H. C. Stanley, "An analysis of the induction machines", *AIEE Trans.*, Vol. 57, 1938, pp.751-757.
- [165] T. Stefanski, S. Karys, "Loss minimization control of induction motor drive for electrical vehicle", *Proc. IEEE ISIE'96* Warsaw, Poland, 1996, pp. 952-957.
- [166] B. Smail, T. Slim, J. Claude and G. Chanpenois, "Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines", *IEEE, Trans. On Ind. Elect.* 53(3), June 2006.
- [167] O. Stihl, "Single phase controlled –current PWM converter", Master thesis, Mc Gill University, 1987, Canada.
- [168] G. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization Control of an indirect vector-controlled induction drive," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 42(2), 1995, pp.192-198.
- [169] S.K. Sul, M.H. Park, "A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor" *IEEE Trans. on Power Electronics*, 3(2), 1988, pp. 940-945.
- [170] C. Sun, X. Luo, T.A. Lipo, "Indirect field oriented control of induction machine utilizing a reactive power perturbation system", *Research Report 93-49*, WEMPEC Dept. of Electrical and Computer Engineering, 1415 Johnson Drive, Madison, Wisconsin, 1993, USA.
- [171] C. M. Ta, Y. Hori, "Convergence improvement of efficiency-optimization control of induction motor drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, 37(6), 2001, pp.1746-1753.
- [172] C. Thanga Raj, S.P. Srivastava, P. Agarwal, "Particle swarm and fuzzy logic based optimal energy control of induction motor for a mine hoist load diagram", *IAENG International Journal of Computer Science*, IJCS 36:1:03, Advance online Pub. 17, Feb. 2009.
- [173] I. Topa, L. Diaconu, A. Dănilă, "An improved speed and flux linkage estimation structure for induction machines sensorless control systems", *Proceedings of the 6TH International Conference on Electromechanical and Power Systems –ICEPS*, Oct. 2007, Chişinău, Rep. Moldova, pp.35-38
- [174] H. A. Toliyat, E. Levi, M. Raina, "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 18(3), 2003, pp. 271-283.
- [175] O. Touhami, "Contribution à l'identification paramétrique des machines électriques", Thèse de Doctorat d'Etat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1994, Algérie.
- [176] M. Tsuji, S. Chen, T. Kai, E. Yamada, S.I. Hamasaki, A. Delpizzo, "A precise torque and high efficiency control for Q-axis flux based induction motor sensorless vector control system", *SPEEDAM'2006*, Proc. Int. Symp. on Pow. Elec. Drives Auto. and Motion, 2006, pp. 84.30-84.35.
- [177] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Oxford, Science Publications, 1990.
- [178] P. Vas, *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnostic of Electrical Machines*, Oxford, Clarendon Press, 1993.
- [179] M. Vasudevan, R. Arumugam, S. Paramasivan, "Development of torque and flux ripple minimization algorithm for direct torque control of induction motor drive", original paper, *Electrical Engineering*, Vol.89, 2006, pp.240-254. Springer Verlag, Germany.
- [180] M. Vasudevan, R. Arumugam, S. Paramasivan, "Real time implementation of viable torque and flux controller and torque ripple minimization algorithm for induction motor drive", *Energy Conversion and Management*, Vol.47, 2006, pp.1359-1371. www.elsevier.com/locate/enconman

- [181] S. N. Vukosavic, M. R. Stojic, “On-line tuning of the rotor time constant for vector-controlled induction motor in position control application”, IEEE Trans. Ind. Elec., 40(1), 1993, pp.130-137.
- [182] B. Wang, M. Chiasson, M. Bodson, L.M. Tolbert, “An online rotor time constant estimator for the induction machine”, IEEE, Trans. Contr. Syst. Techno., 15(2), 2007, pp. 339-347.
- [183] C. Wang, D. W. Novotny and T. Lipo, “An automated rotor time constant measurement system for indirect field oriented drives”, Proc. IEEE IAS, A MC. Rec., vol. 1, 1986, pp. 140-146.
- [184] K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson, L.M. Tolbert, “A nonlinear least squares approach for identification of the induction motor parameters”, IEEE Trans. on Auto. Cont., 50(10), 2005, pp.1622-1628.
- [185] O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, I. G. Hansen, L.M. Taylor, “A maximum torque per amper control strategy for induction motor drives”, IEEE Trans. on Energy Conv., 13(2), 1998, pp. 163-169.
- [186] W. J. Wang, C. C. Wang, “Speed and efficiency control of an induction motor with input-output linearization”, IEEE Trans. on Energy Conversion, 14(3), 1999, pp.373-378.
- [187] X. Xu, D. W. Novotny, “Selection of flux reference for induction machine drives in the field weakening region”, IEEE Trans. on Industry Applications, 28(6), 1992, pp.1353-1358.
- [188] S. Yamamura, AC motors for high performance applications: Analysis and Control, Marcel Dekker, Inc, 1986, New York, U.S.A.

Annexe -A-

A.1. Paramètres de la machine étudiée

Les différents paramètres de la machine ont été mesurés en utilisant les méthodes classiques. Le moment d'inertie a été déterminé en utilisant en enregistrant la vitesse de ralentissement (Fig. A.1).

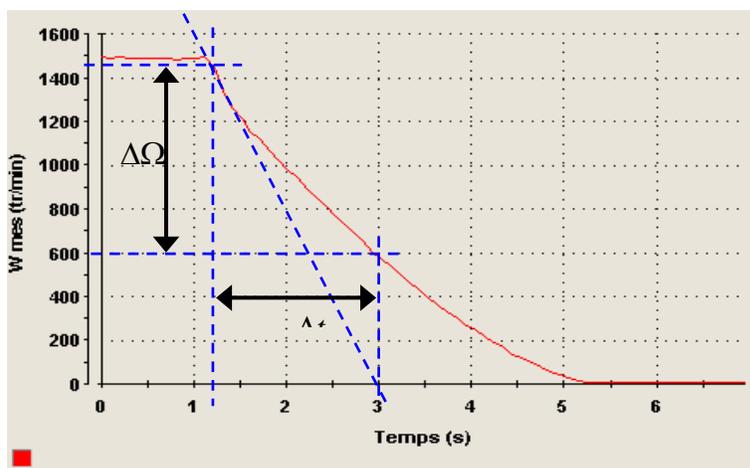


Fig. A. 1 : Enregistrement de la vitesse de ralentissement de la machine asynchrone étudiée

Paramètres	Valeurs
R_s	1,9733 Ω
R_r	1,7810 Ω
L_s	0,2406 H
L_r	0,2406 H
L_m	0,2303 H
R_{fer}	405,7680 Ω
J	0,0408 Kgm^2
f_v	0,00305 Kgm^2/s

Tableau. A. 1 : Tableau récapitulatif des paramètres de la machine asynchrone étudiée.

Annexe -B-

B.1. Partie numérique- Carte DS1104

L'acquisition des grandeurs mesurées des courants et des tensions statoriques et de la vitesse de rotation mécanique est réalisée à l'aide du système numérique dSPACE DS1104 relié aux outils Matlab/Simulink via le bloc d'interface Real Time Interface (RTI). Le système DS1104 se compose des éléments suivants :

1- La carte mère DS1104 montée sur un PC ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte est plus précisément décrite sur la Fig. B.1,

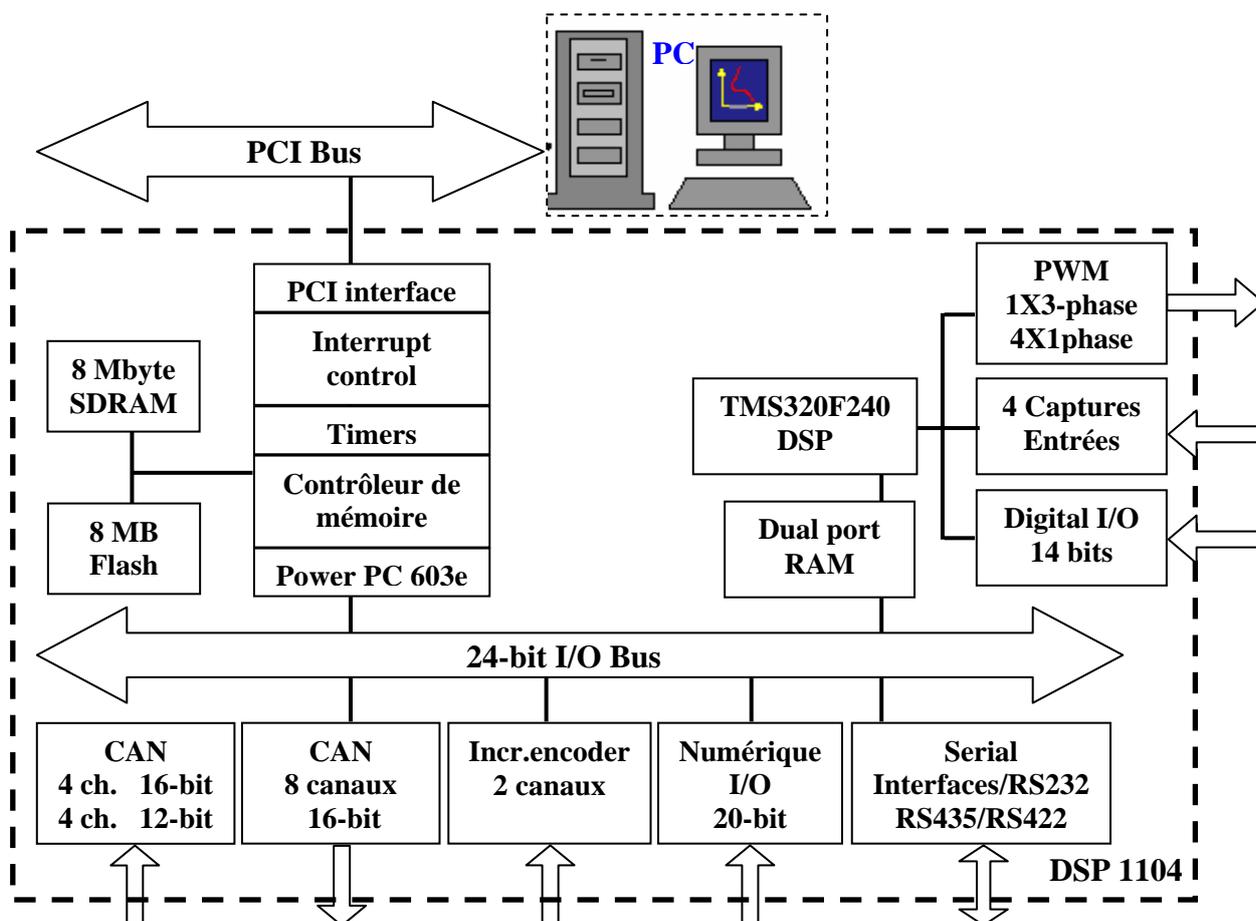


Fig. B.1 Composition de la carte DS1104.

- 2- Des entrées/sorties numériques 20 bits,
- 3- Une carte DSP -Texas Instrument portant la référence TMS320F240,
- 4- Quatre sorties MLI monophasées plus une sortie MLI triphasée,
- 5- Deux codeurs incrémentaux,
- 6- Des entrées numériques 14 bits,
- 7- Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC). La Figure. B.2 représente la photographie de ce panneau.

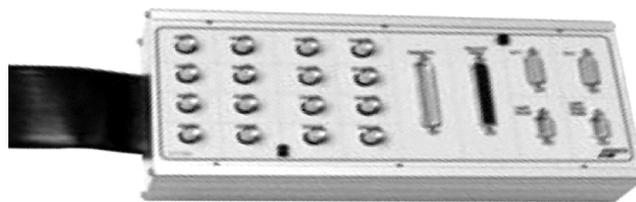


Fig. B.2 Photographie de Panneau de connexion.

Ce panneau est composé des éléments suivants :

- Deux groupes de quatre entrées BNC liées à la carte de conversion analogique – numérique (CAN).
- Deux groupes de quatre sorties BNC liées à la carte de conversion numérique – analogique (CAN). Les sorties sont comprises dans la plage ± 10 V.

Les mesures de courants sont réalisées à l'aide des capteurs de marque LEM réf. LA 55-P.

Les mesures des trois tensions aux bornes de la machine v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} sont réalisées à l'aide des capteurs de marque LEM réf. LV 25-P.

B.2. Méthode d'implantation pratique

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les étapes nécessaires à la réalisation d'un essai expérimental à l'aide du système dSPACE. Les étapes sont les suivantes :

- 1- La carte dSPACE et le logiciel Matlab/Simulink doivent être installés dans le PC. En effet, le système de développement de la société dSPACE est intégré à l'environnement Simulink afin de bénéficier d'un chaînage complet de la simulation à la validation expérimentale.
- 2- Un modèle Simulink du système étudié doit être réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque Matlab/Simulink. Ce modèle ne doit pas inclure les éléments de puissance (charge, résistance, inductance, IGBTs,...etc.) mais seulement modéliser la partie acquisition et la partie estimation du flux. Ensuite, on ajoute des blocs entrées/sorties d'interface (CAN, CNA) de la bibliothèque dSPACE au modèle Simulink précédent afin de faire la liaison entre le système physique et la carte dSPACE.
- 3- Le modèle précédent doit alors être implanté sur la carte DS1104. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel RTI (Real-Time Interface). Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en code C, puis le code C est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résidant sur la carte dSPACE DS1104. Enfin, le fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système dSPACE à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.
- 4- Une fois le modèle téléchargé dans dSPACE, un nouveau fichier doit être établi (via Control Desk Lay out) pour contrôler le système étudié. Cela nous permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation,

changer en ligne les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés.



Fig. B.3 : Photo réelle de la carte DSP 1104.

Annexe -C-

C.1. Détermination du régulateur de vitesse

En ce qui concerne la boucle de régulation, nous présentons les fonctions de transferts : pour la vitesse, nous avons l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (C-1)$$

Dans le repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) de Park, nous considérons pour la commande vectorielle, le couple électromagnétique qui s'écrit comme suit :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \cdot i_{sq} \quad (C-2)$$

En admettant que la boucle de régulation du flux rotorique fonctionne correctement et que sa dynamique est très supérieure à celle de la boucle de vitesse, nous pouvons considérer que $\varphi_{rd} = \varphi_{ref}$, dans ces conditions, nous pouvons écrire :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_{ref} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot S} i_{sq_ref} \quad (C-3)$$

$$C_e = F_{Cem}(S) i_{sq_ref} = \frac{K_{em}}{1 + \tau \cdot S} i_{sq_ref}$$

L'asservissement est réalisé par une stratégie à double boucle PI-P donné en Fig. C.1.

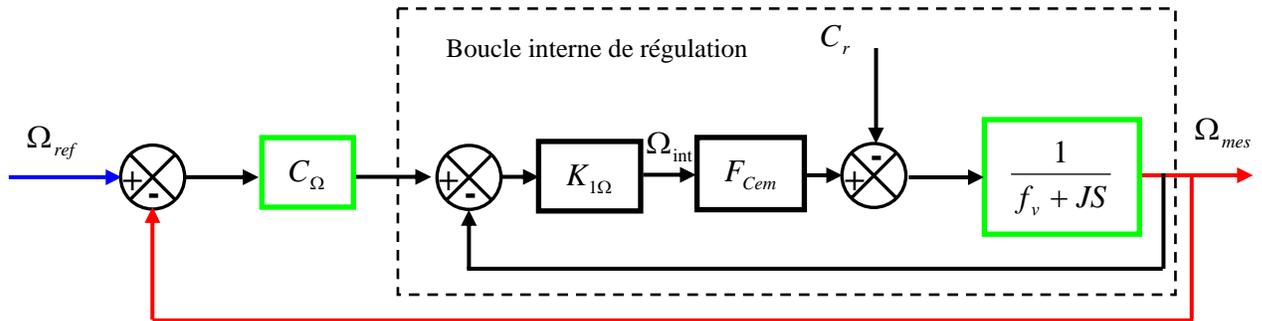


Fig. C.1 : Schéma fonctionnel de la boucle en cascade de vitesse.

Nous allons donner maintenant les réglages à adopter pour les deux correcteurs C_Ω et $K_{1\Omega}$ en commençant par la boucle interne.

Pour le réglage de la boucle interne de vitesse, nous allons régler le gain $K_{1\Omega}$ tel que le coefficient d'amortissement de la fonction de transfert entre Ω_{int} et Ω_{mes} soit égal à 1.

$$\Omega_{mes} = \frac{K_{1\Omega} K_{em}}{K_{1\Omega} K_{em} + f_v + (J + f_v \tau)S + J\tau S^2} \Omega_{int} - \frac{1 + \tau S}{K_{1\Omega} K_{em} + f_v + (J + f_v \tau)S + J\tau S^2} C_r \quad (C-4)$$

Pour que le coefficient d'amortissement soit égal à 1, nous trouvons le paramètre $K_{1\Omega}$ égal à :

$$K_{1\Omega} = \frac{(J - f_v \tau)^2}{4K_{em} J \tau} \quad (C-5)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est égale à :

$$\Omega_{mes} = \frac{\left(\frac{J - f_v \tau}{J + f_v \tau}\right)^2}{\left(\frac{2J}{J + f_v \tau} S + 1\right)^2} \Omega_{int} - \frac{4J\tau}{(J + f_v \tau)^2} (1 + \tau S) C_r = \frac{K_2}{(T_2 S + 1)^2} \Omega_{int} - \frac{K_3(1 + \tau S)}{(T_2 S + 1)^2} C_r \quad (C-6)$$

Pour le réglage de la boucle externe de vitesse :

Nous allons maintenant régler le correcteur C_Ω

La fonction de transfert en boucle fermée du système est donnée par :

$$\Omega_{mes} = \frac{K_2 C_\Omega}{(T_2 S + 1)^2 + K_2 C_\Omega} \Omega_{int} - \frac{K_3(1 + \tau S)}{(T_2 S + 1)^2 + K_2 C_\Omega} C_r \quad (C-7)$$

Le correcteur utilisé est un correcteur à actions proportionnelle et intégrale. IL s'écrit sous la forme suivante :

$$C_\Omega(S) = K_\Omega \frac{1 + T_\Omega S}{S} = P_\Omega + \frac{I_\Omega}{S} \quad (C-8)$$

Les deux paramètres de ce correcteur sont choisis pour :

- Compenser la constante de temps T_2 du système.
- Fixer le facteur d'amortissement du système à $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

Suite aux calculs, nous aboutissons à :

$$\begin{cases} K_\Omega = \frac{1}{2T_2} \\ T_\Omega = T \end{cases} \quad (C-10)$$

Donc les paramètres de régulation de la vitesse sont :

$$\begin{cases} P_\Omega = 2T_2^2 \\ I_\Omega = \frac{1}{2T_2} \\ K_{1\Omega} = \frac{(J - f_v \tau)^2}{4K_{em} J \tau} \end{cases} \quad (C-11)$$