

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mentouri de Constantine
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

N° d'ordre : / / 2010
Série : / / 2010

THESE

Pour l'Obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Présenté par :

ABED Khoudir

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de L'Université Mentouri de Constantine

TECHNIQUES DE COMMANDE AVANCEES
APPLIQUEES AUX MACHINES DE TYPE
ASYNCHRONE

Soutenu publiquement le: 22/06/ 2010 devant le jury composé de :

Président : BOUZID. A.	Professeur (U. Constantine)
Rapporteur : BENALLA. H.	Professeur (U. Constantine)
Examineurs : BENNIA. A. H.	Professeur (U. Constantine)
AZOUI. B.	Professeur (U. Batna)
DIB. Dj.	Maitre de conférences (U. Tebessa)

DEDICACE

*Je tiens à remercier en premier lieu mes chers parents, mes beaux-parents
et ma femme; Ainsi que : Mon enseignant Mr. BENALLA Hocine*

Les membres du jury M.M. :

A. BOUZID professeur de l'université de Constantine,

A. H. BENNJA professeur de l'université de Constantine,

B. AZOUJ professeur de l'université de Batna,

Dj. DJB Maître de Conférence de l'université de Tébessa.

Mon collègue NABJI Khalil.

Et tous les frangins, frangines, amis, et collègues.

Pour tout leur contribution, soutien et encouragements

ABED. K

ملخص :

الهدف من العمل المعروف في هذه الرسالة هو دراسة مختلف طرق التحكم الشعاعي في الآلات اللائزمانية مع استعمال ملاحظات السرعة وبدون مراقبات ميكانيكية . بعد نمذجة أجزاء نظام التحكم في جزء الرسالة الثاني, قمنا في جزئها الثالث بعرض سريع لطريقة التحكم الشعاعية الكلاسيكية مع إظهار محدوديتها أمام التحكم عالي المستوى . يقودنا مشكل التغيير في خصائص الآلة اللائزمانية إلى الجزء المطول من هذه الرسالة , حيث قمنا بتطوير عدة طرق للتحكم بواسطة برامج محاكاة رقمية و تطبيقها على الآلة , اقترحنا من خلالها عدة طرق مراقبة حديثة , وهذا استنادا على أنواع متطورة من التطبيقات باستعمال ملاحظ ليونبرغر , كالمان والملاحظة بواسطة أسلوب MRAS , ثم قمنا في الأخير بإدراج التحكم الذكي بواسطة المنطق الضبابي و الأسلوب الإنزلاقي من أجل تحسين برنامج التحكم الشعاعي المقترح .

كلمات المفاتيح:

محرك لائزمني , التحكم بتوجيه التدفق , تحكم دون مراقب ميكانيكي , التغيير في خصائص الآلة , ملاحظ ليونبرغر , ملاحظ كالمان , MRAS , المنطق الضبابي , الأسلوب الإنزلاقي .

Abstract:

The goal of the work presented in this thesis is the study of different sensorless control methods of asynchronous machines using observers.

After modelling different parts of the process to control in the second part of the thesis, we present briefly in the third part the classical vector control and its limitation to training a high performance control.

The problem of asynchronous machine parameters variation bring about the more along part of the thesis, or we develop several methods of control in numerical simulation programs used on the machine, in which we offer modern control techniques, based on modern using of the Luenberger observer, Kalman observer and the MRAS technique in the machine control. Finally, we used the intelligent control via fuzzy logic and sliding mode to develop the vector control program proposed.

Keywords:

Asynchronous motor, field oriented control, sensorless control, machine parameters variation, Luenberger observer, Kalman observer, MRAS, fuzzy logic, sliding mode.

Résumé :

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est l'étude des différentes méthodes de commande vectorielle des machines asynchrones avec l'utilisation des observateurs de vitesse et sans capteurs mécaniques.

Après la modélisation des différentes parties du processus à commander dans la deuxième partie de la thèse, on présente, rapidement, dans la troisième partie la commande vectorielle classique et sa limitation pour un entraînement à haute performance.

Le problème de la variation des paramètres de la machine asynchrone provoque la plus longue partie de la thèse, où nous développons plusieurs méthodes de la commande dans des programmes de simulation numériques appliqués sur la machine, dans lesquelles on propose des techniques de contrôle modernes, basées sur des applications modernes utilisant l'observateur de Luenberger, de Kalman et l'observation avec la technique de MRAS.

Enfin, nous avons utilisé la commande intelligente à travers la logique floue et le mode glissant pour développer un programme de la commande vectorielle proposée.

Mots-clés :

Moteur asynchrone, commande à flux orienté, commande sans capteur mécanique, variation des paramètres de la machine, observateur de Luenberger, observateur de Kalman, MRAS, logique floue, mode glissant.

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Paramètres de modélisation de la machine

$R_s(\Omega)$: Résistance statorique par phase.

$R_r(\Omega)$: Résistance rotorique par phase.

$L_s(H)$: Inductance propre statorique par phase.

$L_r(H)$: Inductance propre rotorique par phase.

$T_s(H/\Omega)$: Constante de temps statorique $T_s = L_s / R_s$.

$T_r(H/\Omega)$: Constante de temps rotorique $T_r = L_r / R_r$.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$.

$M_s(H)$: L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r(H)$: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} et $M(H)$: La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques.

p : Nombre de paire de pôles.

g : Glissement

Repères

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d, q : Axes de référentiel de Park.

$\theta_r(\text{rad})$: Angle entre le stator et le rotor.

$\theta_s(\text{rad})$: Angle entre le stator et l'axe d .

Grandeurs électriques au stator

$V_s(V)$: Tension statorique.

$V_{s\ abc}(V)$: Tension statorique phase a, b , ou c .

$V_{sd}(V)$: Tension statorique sur l'axe d .

$V_{sq}(V)$: Tension statorique sur l'axe q .

$I_s(A)$: Courant statorique.

$I_{s\ abc}(A)$: Courant statorique phase a, b , ou c .

$I_{sd}(A)$: Courant statorique sur l'axe d .

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

$I_{sq}(A)$: Courant statorique sur l'axe q .

$\overset{\circ}{I}_{sd}(A/s)$: Dérivée du courant statorique sur l'axe d .

$\overset{\circ}{I}_{sq}(A/s)$: Dérivée du courant statorique sur l'axe q .

Grandeurs magnétiques au stator

$\phi_{sa,bc}(Wb)$: Flux statorique phase a , b , ou c .

$\phi_{sd}(Wb)$: Flux statorique sur l'axe d .

$\phi_{sq}(Wb)$: Flux statorique sur l'axe q .

$\overset{\circ}{\phi}_{sd}(Wb/s)$: Dérivée du flux statorique sur l'axe d .

$\overset{\circ}{\phi}_{sq}(Wb/s)$: Dérivée du flux statorique sur l'axe q .

Grandeurs électriques au rotor

$V_r(V)$: Tension rotorique.

$V_{rabc}(V)$: Tension rotorique phase a , b , ou c .

$V_{rd}(V)$: Tension rotorique sur l'axe d .

$V_{rq}(V)$: Tension rotorique sur l'axe q .

$I_r(A)$: Courant rotorique.

$I_{rabc}(A)$: Courant rotorique phase a , b , ou c .

$I_{rd}(A)$: Courant rotorique sur l'axe d .

$I_{rq}(A)$: Courant rotorique sur l'axe q .

$\overset{*}{I}_{rd}(A/s)$: Dérivée du courant rotorique sur l'axe d .

$\overset{*}{I}_{rq}(A/s)$: Dérivée du courant rotorique sur l'axe q .

Grandeurs magnétiques au rotor

$\phi_{ra,bc}(Wb)$: Flux rotorique phase a , b , ou c .

$\phi_{rd}(Wb)$: Flux rotorique sur l'axe d .

$\phi_{rq}(Wb)$: Flux rotorique sur l'axe q .

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

$\dot{\phi}_{rd}^*$ (Wb / s) : Dérivée du flux rotorique sur l'axe d.

$\dot{\phi}_{rq}^*$ (Wb / s) : Dérivée du flux rotorique sur l'axe q.

Grandeurs mécaniques

Ω_r (rad / s) : Vitesse mécanique rotorique.

$\dot{\Omega}_r^*$ (rad / s²) : Dérivée de la vitesse mécanique rotorique.

C_{em} (N.m) : Couple électromagnétique.

C_r (N.m) : Couple résistant.

F (N.s / rad) : Frottement visqueux.

J (Kg.m²) : Inertie

ω_s (rad / s) : Pulsation électrique statorique.

ω_r (rad / s) : Pulsation électrique rotorique.

f (Hz) : Fréquence électrique statorique.

Paramètres de modulation de l'onduleur

M : Point milieu.

U_c (V) : Tension d'alimentation continue de l'onduleur.

K : Bras d'onduleur ($K=1, 2, 3$)

V_K (V) : Le potentiel du nœud k du bras k

S : $S = 1$ Bras du haut.

$S = 0$ Bras du bas.

F_{KI} : Fonction de connexion de interrupteur TD_{ki} .

F_k^i : Fonction de commutation associée à la cellule i

r : Taux de réglage.

m : Indice de modulation

s : Opérateur de dérivation partiel

V_m (V) : Amplitude maximale de la référence sinusoïdale.

U_{p_m} (V) : Amplitude maximale de la triangulaire.

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Notations pour la commande

X^* : Référence du grandeur X

\hat{X} : Valeur estimée du grandeur X

$e(x)$: L'erreur entre la variable à régler et sa référence

K_{pF}, K_{pc}, K_{pv} Paramètres du réglage proportionnel du flux, couple et de la vitesse successivement

K_{iF}, K_{ic}, K_{iv} Paramètres du réglage intégral du flux, couple et de la vitesse successivement

Q_1 La puissance réactive donne le model de référence pour la commande en MRAS

Q_2 La puissance réactive donne le model ajustable pour la commande en MRAS

$S(x)$: La surface de glissement

Sigles utilisés

NPC : Neutral Point Clamping.

THD : Total Harmonics Distorsion.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

IRFOC: Indirect Rotor Field Oriented Control.

ELO: Extended Luenberger Observer.

EKF: Extended Kalman Filter.

MRAS: Model Reference Adjustable System.

F-PI: Fuzzy Proportional Integral regulator.

CSSV-MG : Commande des Systèmes à Structure Variable par Mode de Glissement.

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Fig. I.1 Circuit équivalent d'une phase ramenée au stator avec fuites magnétiques totalisées au rotor.....	13
Fig. I.2 Caractéristique Couple vitesse, défluxage et fonctionnement en survitesse.....	14
Fig. I.3 Principe de la commande scalaire en tension.....	15
Fig. I.4 Commande scalaire de la MAS, vitesse de référence = 50% de la vitesse nominale (a) Vitesse rotorique %, (b) Courant d'une phase statorique.....	17
Fig. I.5 Commande vectorielle de la MAS, vitesse de référence = 50% de la vitesse nominale (a) Vitesse rotorique %, (b) Courant d'une phase statorique.....	17
Fig. I.6 Principe de la commande adaptative avec un model de référence.....	18

Chapitre II

Fig. II.1 Modélisation des bobines statoriques et rotoriques de la machine asynchrone dans un repère a, b, c.....	26
Fig. II.2 Présentation vectorielle du repère dq et définition des angles électriques.....	28
Fig. II.3 Organigramme de la simulation du démarrage direct.....	31
Fig. II.4 Réponse transitoire d'une machine asynchrone couplée directement au réseau : (a) Courant I_{sa} , (b) Couple C_{em} , (c) Vitesse Ω	31
Fig. II.5 Estimation de l'évolution des pertes par commutation, conduction et totale en fonction de type de l'onduleur.....	34
Fig. II.6 Onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	35
Fig. II.7 Bras K d'onduleur NPC-3N.....	35
Fig. II.8 Différentes configurations possibles du fonctionnement d'un bras.....	35

Comparaison Entre L'onduleur A Deux Niveaux Et A Trois Niveaux.

Fig. II.9 et 10 Couple électromagnétique (C_e).....	37
Fig. II.11 et 12 Portion du couple sur une période T.....	37
Fig. II.13 et 14 Courant statorique (i_{sa}).....	37
Fig. II.15 et 16 Portion du courant sur une période T.....	38
Fig. II.17 et 18 Vitesse rotorique (ω_m).....	38

LISTE DES FIGURES

<i>Fig. II.19 et 20 Portion de vitesse $2N$ sur une période T.....</i>	<i>38</i>
<i>Fig. II.21 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, pour $m=12$, $r=0,8$.....</i>	<i>40</i>
<i>Fig. II.22 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, pour $m = 12$, $r = 0,8$.....</i>	<i>40</i>
<i>Fig. II.23 Principe de la modulation vectorielle pour $m = 12$ et $r = 0.8$.....</i>	<i>41</i>

Comparaison Entre Les Différents Types De Commande De L'onduleur A Trois Niveaux.

<i>Fig. II.24, 25 et 26 La tension V_a.....</i>	<i>42</i>
<i>Fig. II.27, 28 et 29 Portion de vitesse sur une période T.....</i>	<i>42</i>
<i>Fig. II.30, 31 et 32 Portion du couple sur une période T.....</i>	<i>42</i>
<i>Fig. II.33, 34 et 35 Portion du courant sur une période $T1$.....</i>	<i>42</i>

Chapitre III

<i>Fig. III.1 Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone</i>	<i>47</i>
<i>Fig. III.2 Schéma de principe de l'IRFOC.....</i>	<i>51</i>
<i>Fig. III.3 Reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq}.....</i>	<i>52</i>
<i>Fig. III.4 Schéma en boucle fermée d'un régulateur de flux.....</i>	<i>52</i>
<i>Fig. IV.5 Schéma en boucle fermée d'un régulateur de couple.....</i>	<i>53</i>
<i>Fig. IV.6 Schéma en boucle fermée d'un régulateur de vitesse.....</i>	<i>54</i>
<i>Fig. III.7 IRFOC avec estimation de vitesse, connaissance des paramètres exacts de la MAS (a) Vitesse, (b) Flux et erreur sur le flux rotorique, (c) Couple électromagnétique.....</i>	<i>55</i>
<i>Fig. III.8 IRFOC avec estimation de vitesse, variation de 100% sur la résistance rotorique, perturbation sur : (a) Le flux rotorique, (b) Le couple électromagnétique, (c) Le découplage.....</i>	<i>56</i>

Chapitre IV

<i>Fig. IV.1 Schéma de principe de l'observateur de Luenberger.....</i>	<i>65</i>
<i>Fig. IV.2 Bloc de simulation d'un observateur de Luenberger.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig. IV.3 Comportement de la vitesse observée avec la variation de R_r.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig. IV.4 Fiabilité de l'observateur de Luenberger paramètres exacts.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig. IV.5 Observation de couple de charge.....</i>	<i>66</i>

LISTE DES FIGURES

Fig. IV.6 Perturbation du couple électromagnétique avec la variation de R_r	66
Fig. IV.7 Perturbation du flux rotorique avec la variation de R_r	67
Fig. IV.8 Perturbation sur le découplage avec la variation de R_r	67
Fig. IV.9 Bloc de simulation d'un observateur de Kalman.....	67
Fig. IV.10 La vitesse observée paramètres exacts.....	68
Fig. IV.11 Fiabilité de l'observateur de Kalman paramètres exacts.....	68
Fig. IV.12 Perturbation du couple électromagnétique avec la variation de R_r	68
Fig. IV.13 Perturbation du flux rotorique avec la variation de R_r	68
Fig. IV.14 Perturbation sur le découplage avec la variation de R_r	68
Fig. IV.15 Bloc de simulation d'un observateur basé sur MRAS.....	69
Fig. IV.16 La vitesse observée paramètres exacts.....	70
Fig. IV.17 Fiabilité de l'observateur à MRAS paramètres exacts	70
Fig. IV.18 Perturbation du couple électromagnétique avec la variation de R_r	70
Fig. IV.19 Perturbation du flux rotorique avec la variation de R_r	70
Fig. IV.20 Perturbation sur le découplage avec la variation de R_r	71
Fig. IV.21 Comparaison entre la vitesse observée par l'ELO et l'EKF.....	72
Fig. IV.22 Comparaison entre le flux rotorique observé par l'ELO et l'EKF	72
Fig. IV.23 Comparaison entre le couple électromagnétique observé par l'ELO et l'EKF.....	72
Fig. IV.24 Comparaison entre la vitesse observée par l'ELO et l'MRAS	72
Fig. IV.25 Comparaison entre le flux rotorique observé par l'ELO et l'MRAS	72
Fig. IV.26 Zoom sur Fig. IV.24 invariance sur le découplage dans l'observation par l'MRAS.....	72
Fig. IV.27 Comparaison entre le couple électromagnétique observé par l'ELO et l'MRAS.....	73
Fig. IV.28 Comparaison entre le temps de réponse du couple électromagnétique observé par l'ELO et l'MRAS.....	73
Fig. IV.29 Comparaison entre la vitesse observée par l'EKF et l'MRAS.....	73
Fig. IV.30 Comparaison entre le flux rotorique observé par l'EKF et l'MRAS.....	73
Fig. IV.31 Comparaison entre le couple électromagnétique observé par l'EKF et l'MRAS.....	73
Fig. IV.32 Observation de la vitesse avec EKF paramètres exacts de la machine.....	76
Fig. IV.33 Observation de la vitesse avec EKF variation de 100% de R_r	76

LISTE DES FIGURES

<i>Fig. IV.34 Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig. IV.35 Fonctions d'appartenance utilisées dans la défuzzification.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig. IV.36 Bloc de simulation du régulateur F-PI proposé.....</i>	<i>79</i>
<i>Fig. IV.37 La vitesse observée avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig. IV.38 Zoom sur la vitesse observée avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig. IV.39 Le couple électromagnétique observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig. IV.40 Le flux rotorique observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig. IV.41 Le couple de charge observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig. IV.42 Zoom sur le couple de charge observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig. IV.43 La vitesse observée avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>81</i>
<i>Fig. IV.44 Zoom sur la vitesse observée avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>81</i>
<i>Fig. IV.45 Le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>81</i>
<i>Fig. IV.46 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>81</i>
<i>Fig. IV.47 Le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>81</i>
<i>Fig. IV.48 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>81</i>
<i>Fig. IV.49 La vitesse observée avec l' MRAS utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig. IV.50 Zoom sur la vitesse observée avec l' MRAS utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig. IV.51 Le couple électromagnétique observé avec l' MRAS utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig. IV.52 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l' MRAS utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig. IV.53 Le flux rotorique observé avec l' MRAS utilisant le régulateur F-PI</i>	<i>82</i>
<i>Fig. IV.54 Zoom sur le flux rotorique observé avec l' MRAS utilisant le régulateur F-PI.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig. IV.55 Bloc de simulation du régulateur glissant exemple d'un régulateur de la vitesse.....</i>	<i>88</i>
<i>Fig. IV.56 La vitesse observée avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>91</i>
<i>Fig. IV.57 Zoom sur la vitesse observée avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>91</i>
<i>Fig. IV.58 Le couple électromagnétique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>91</i>
<i>Fig. IV.59 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>91</i>
<i>Fig. IV.60 Le flux rotorique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>92</i>
<i>Fig. IV.61 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>92</i>
<i>Fig. IV.62 La vitesse observée avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>92</i>

LISTE DES FIGURES

<i>Fig. IV.63 Zoom sur la vitesse observée avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>92</i>
<i>Fig. IV.64 Le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>92</i>
<i>Fig. IV.65 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>92</i>
<i>Fig. IV.66 Le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>93</i>
<i>Fig. IV.67 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>93</i>
<i>Fig. IV.68 La vitesse observée avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>93</i>
<i>Fig. IV.69 Zoom sur la vitesse observée avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>93</i>
<i>Fig. IV.70 Le couple électromagnétique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>93</i>
<i>Fig. IV.71 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>93</i>
<i>Fig. IV.72 Le flux rotorique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>94</i>
<i>Fig. IV.73 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>94</i>
<i>Fig. IV.74 Comparaison entre les vitesses observées utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>95</i>
<i>Fig. IV.75 Zoom sur les vitesses observées utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>95</i>
<i>Fig. IV.76 Comparaison entre les couples électromagnétiques observés utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>95</i>
<i>Fig. IV.77 Zoom sur les couples électromagnétiques observés utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>95</i>
<i>Fig. IV.78 Comparaison entre les flux rotoriques observés utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>96</i>
<i>Fig. IV.79 Zoom sur les flux rotoriques observés utilisant la CSSV-MG.....</i>	<i>96</i>
<i>Fig. IV.80 Référence sur la vitesse.....</i>	<i>97</i>
<i>Fig. IV.81 Erreur sur le flux rotorique trouvé dans [RAO 08].....</i>	<i>97</i>
<i>Fig. IV.82 Erreur sur le flux rotorique trouvé dans notre étude.....</i>	<i>97</i>

Annexe A

<i>Fig. A.1 Bloc transformation de Park.....</i>	<i>121</i>
<i>Fig. A.2 Bloc modèle Moteur asynchrone.....</i>	<i>122</i>

Annexe B

<i>Fig. B.1 Modélisation d'un bras par deux cellules de commutation.....</i>	<i>125</i>
<i>Fig. B.2 Bloc modèle onduleur à 3 Niveaux.....</i>	<i>128</i>
<i>Fig. B.3 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse,</i>	

LISTE DES FIGURES

<i>pour</i> $m = 12, r = 0,8$	130
<i>Fig.B.4</i> Les ordres de commande K_{11} et K_{12} [TAM 3].....	130
<i>Fig. B.5</i> Tension V_{am} et V_a pour $m = 12, r = 0.8$	131
<i>Fig. B.6</i> Tensions V_{am} et V_a (une porteuse) [TAM 03].....	132
<i>Fig. B.7</i> Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, <i>pour</i> $m = 12, r = 0,8$	133
<i>Fig. B.8</i> Tensions V_{am} et V_a pour $m = 12, r = 0.8$	134
<i>Fig. B.9</i> Tensions V_{am} et V_a (deux porteuses) [TAM 03].....	134
<i>Fig. B.10</i> Principe de la modulation vectorielle pour $m = 12$ et $r = 0.8$	136
<i>Fig. B.11</i> Tensions V_{am} et V_a pour $m = 12, r = 0.8$	137
<i>Fig. B.12</i> Tensions V_{am} et V_a (modulation vectorielle) [TAM 03].....	137
<i>Fig. B.13</i> Bloc Tensions de référence.....	138
<i>Fig. B.14</i> Bloc Commande à une seule porteuse.....	138
<i>Fig. B.15</i> Bloc Commande à deux porteuses.....	139
<i>Fig. B.16</i> Bloc Modulation vectorielle.....	140
Annexe C	
<i>Fig. C.1</i> Bloc Découplage.....	141
<i>Fig. C.2</i> Bloc Régulateur de flux.....	142
<i>Fig. C.3</i> Bloc Régulateur de Vitesse + Régulateur de Couple.....	142
<i>Fig. C.4</i> Blocs Estimateurs.....	143
<i>Fig. C.5</i> Bloc Autopilotage.....	143
<i>Fig. C.6</i> Schéma complet de l'IRFOC.....	143

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre II – Tableaux

<i>Tabl. II.1 Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations.....</i>	<i>36</i>
<i>Tab. II.2 Comparaison entre le THD des Deux Types des onduleurs.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabl. II.3 Comparaison entre les THD des différents types de commandes.....</i>	<i>41</i>

Chapitre IV – Tableaux

<i>Tabl. IV.1 Comparaison entre les THD des systèmes contrôlés par l'ELO et L'EKF.....</i>	<i>74</i>
<i>Tabl. IV.2 Tableau récapitulatif des principales spécifications des observateurs étudiés.....</i>	<i>75</i>
<i>Tabl. IV.3 Les règles d'inférences floues utilisées dans le F - PI proposé.....</i>	<i>79</i>
<i>Tabl. IV.4 Paramètres du réglage proposés dans les régulateurs glissants.....</i>	<i>91</i>
<i>Tabl. IV.5 Tableau expose les répercussions des observateurs sur la CSSV-MG.....</i>	<i>98</i>

Annexe A – Tableaux

<i>Tabl. A.1 Paramètres de la machine asynchrone.....</i>	<i>120</i>
---	------------

Annexe B – Tableaux

<i>Tabl. B.1 Les commandes complémentaires possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux.....</i>	<i>124</i>
---	------------

Annexe C – Tableaux

<i>Tabl. C.1 Paramètres des régulateurs.....</i>	<i>142</i>
--	------------

Sommaire



SOMMAIRE

○ DÉDICACE	
○ REMERCIEMENT	
○ TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES	
○ LISTE DES FIGURES	
○ LISTE DES TABLEAUX	
○ SOMMAIRE.....	1
○ INTRODUCTION GENERALE.....	7
○ CHAPITRE I.....	11

ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION.....	12
I.2. COMMANDE SCALAIRE.....	12
I.2.1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME PERMANENT.....	12
I.2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE SCALAIRE.....	14
I.3. COMMANDE PAR FLUX ORIENTE.....	15
I.4. COMPARAISONNE ENTRE LA COMMANDE SCALAIRE ET VECTORIELLE.....	16
I.5. CONTRÔLE NON LINAIRE.....	17
I.5.1. COMMANDE ADAPTATIVE.....	18
I.5.2. COMMANDE PAR STRUCTURE VARIABLE.....	19
I.6. CONCLUSION.....	20

○ CHAPITRE II.....	23
--------------------	----

PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE A COMMANDEE

II.1. INTRODUCTION.....	24
II.2. PRESENTATION DE LA MACHINE.....	25
II.3. MODELE TRIPHASE.....	25
II.3.1. EQUATIONS ELECTRIQUES.....	27

SOMMAIRE

II.3.2. EQUATION MAGNETIQUE.....	27
II.3.3. EQUATION MECANIQUE.....	27
II.4. MODELISATION DANS LE REPERE DE PARK.....	27
II.5. ALIMENTATION AVEC UN ONDULEUR.....	32
II.6. AVANTAGES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX.....	33
II.7. MODELISATION DE L'ONDULEUR NPC-3N DE TENSION.....	34
II.8. COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR À DEUX NIVEAUX ET LE NPC-3N (APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE).....	36
II.9. STRATEGIES DE COMMANDE MLI DES NPC-3N.....	39
II.9.1. TENSIONS DE REFERENCES.....	39
II.9.2. CARACTERISTIQUES DE LA MLI.....	39
II.9.3. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE À UNE SEULE PORTEUSE.....	40
II.9.4. MLI TRIANGULO-SINUSOÏDALE À DEUX PORTEUSES.....	40
II.9.5. MODULATION VECTORIELLE.....	41
II.10. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTS TYPES DE COMMANDE DES ONDULEURS NPC-3N (APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE).....	41
II.11. CONCLUSION.....	43
○ CHAPITRE III.....	46

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

III.1. INTRODUCTION.....	47
III.2. CONTROLE VECTORIEL À FLUX ORIENTE.....	48
III.2.1. PRINCIPE.....	48
III.2.2. TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE.....	49
III.2.3. TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.....	49
III.2.4. COMPARAISON ENTRE LES TECHNIQUES DIRECTE ET INDIRECTE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	50
III.3. STRUCTURE DE LA COMMANDE INDIRECTE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE (IRFOC).....	51
III.3.1. DECOUPLAGE PAR COMPENSATION.....	51
III.3.2. CALCUL DES REGULATEURS.....	52

SOMMAIRE

III.3.2.1. REGULATEUR DE FLUX.....	52
III.3.2.2. REGULATEUR DE COUPLE.....	53
III.3.2.3. REGULATEUR DE VITESSE.....	54
III.3.3. COMMANDE AVEC ESTIMATION DE VITESSE.....	54
III.4. LIMITATION DE L'IRFOC BASE SUR LES ESTIMATEURS.....	55
III.5. CONCLUSION.....	57
o CHAPITRE IV	60
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION, AMELIORATION DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE	
IV.1. INTRODUCTION.....	62
IV.2. MODELES DES OBSERVATEURS.....	63
IV.2.1. OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES LINEAIRES.....	63
IV.2.2. OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES.....	63
IV.2.3. OBSERVATEURS DE TYPE DETERMINISTES.....	63
IV.2.4. OBSERVATEURS DE TYPE STOCHASTIQUES.....	63
IV.2.5. OBSERVATEURS D'ORDRE COMPLET.....	64
IV.2.6. OBSERVATEURS D'ORDRE REDUIT.....	64
IV.3. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR DE LUENBERGER POUR LA VITESSE ET LE COUPLE DE CHARGE.....	64
IV.4. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR DE KALMAN.....	67
IV.5. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR PAR LA TECHNIQUE MRAS.....	69
IV.6. ETUDE COMPARATIVE DES DIFFERENTES STRUCTURES ET CHOIX D'UNE COMMANDE.....	71
IV.7. AMELIORATION DU CONTROLE PAR L'APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE ET LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	76
IV.7.1. LA COMMANDE AVEC LA LOGIQUE FLOUE.....	76
IV.7.1.1. HISTORIQUE.....	76
IV.7.1.2. LA NECESSITE TECHNIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	77
IV.7.1.3. STRUCTURE DU REGULATEUR F-PI UTILISE.....	77
IV.7.1.4. SIMULATION DE LA COMMANDE AVEC DES REGULATEURS F-PI.....	79
1- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER.....	80
2- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE KALMAN.....	81
3- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR A MRAS.....	82

SOMMAIRE

IV.7.2. LA COMMANDE AVEC LE MODE DE GLISSEMENT.....	83
IV.7.2.1. HISTORIQUE.....	83
IV.7.2.2. DEFINITION ET NECESSITE TECHNIQUE DE LA COMMANDE AVEC LE MODE DE GLISSEMENT.....	83
IV.7.2.3. STRUCTURE DE LA CSSV-MG.....	84
IV.7.2.3.1 CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT.....	84
IV.7.2.3.2 CONDITIONS DE CONVERGENCE.....	84
IV.7.2.4. THEORIE DE LA COMMANDE.....	85
IV.7.2.5. CALCUL DES REGULATEURS POUR LA CSSV-MG.....	78
IV.7.2.5.1 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DE LA VITESSE MECANIQUE Ω	87
IV.7.2.5.2 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU COURANT I_{sq}	88
IV.7.2.5.3 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU FLUX Φ_r	89
IV.7.2.5.4 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU COURANT I_{sd}	90
IV.7.2.6. SIMULATION DE LA COMMANDE CSSV-MG.....	91
1- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER.....	91
2- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE KALMAN.....	92
3- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR A MRAS.....	93
IV.8. ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES DIFFERENT OBSERVATEURS UTILISANT UN REGULATEUR GLISSANT.....	95
IV.9. CONCLUSION.....	99
○ CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	102
○ BIBLIOGRAPHIE.....	108
○ ANNEXES.....	120
○ TRAVAUX SCIENTIFIQUES.....	145

Introduction Générale



INTRODUCTION GENERALE

La variation de vitesse d'un moteur asynchrone par les convertisseurs statiques, prend de plus en plus d'importance grâce d'une part au progrès dans le domaine des composants de l'électronique de puissance et d'autre part aux divers avantages que présente le moteur asynchrone tels que sa robustesse, la simplicité de sa structure, son poids, sa taille, mais surtout sa maintenance et son faible coût.

Les variateurs à courant alternatif qui existent sur le marché sont essentiellement le variateur de vitesse pour machines à courant alternatif du type asynchrone et synchrone. Cette dernière n'est utilisée que dans les applications de faibles puissances et de très grandes précisions (robotique, servomoteur). En revanche, le variateur de vitesse asynchrone de petites et moyennes puissances est utilisé dans des applications comme les pompes, la manutention, la ventilation, l'emballage et des applications de conditionnement.

Les applications à vitesse variable se sont également étendues à des machines asynchrones de très fortes puissances, ceci afin de dépasser les limitations en puissance des entraînements à courant continu. Cette évolution a été rendue possible d'une part grâce aux progrès réalisés sur les composants de puissance et d'autre part grâce au choix de nouvelles structures d'alimentations telles que l'onduleur à trois niveaux de tension. Les avantages liés à l'utilisation des onduleurs multiniveaux sont nombreux : augmentation de la puissance d'installation, diminution de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie [ARC 99].

La mise en œuvre des onduleurs à 3-niveaux nécessite cependant une réflexion concernant le choix de la commande de ce type des convertisseurs, les techniques dites de « Modulation de Largeurs d'Impulsions M.L.I. » sont très utilisées dans ce domaine. Cependant, ces techniques sont imparfaites. Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I. entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), et dans la charge (pertes joule, pertes fer et par courants de Foucault). Elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple et des bruits acoustiques. Donc, il faut faire une étude comparative sérieuse entre les différents types de commande MLI pour choisir laquelle nous donne un minimum taux de ces harmoniques. La modélisation du processus à commander (la MAS et l'onduleur à trois niveaux) et l'étude des techniques de commande de l'onduleur sont l'objectif du deuxième chapitre.

INTRODUCTION GENERALE

Pour pouvoir remplacer le variateur de vitesse à courant continu et profiter des avantages du moteur asynchrone, la commande doit être plus en plus performante à cause du couplage entre les principales variables de commande que sont le flux et le couple électromagnétique. La stratégie de commande vectorielle inventée au début des années 70 par F. Blaschke [BLA03 72] a permis d'égaliser les performances intéressantes du variateur à courant continu. Elle a été utilisée dans un produit commercialisé par la société Siemens au début des années 80. Aujourd'hui, cette commande est utilisée largement dans l'industrie. Dans le troisième chapitre on essaiera de citer le principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC), détailler la structure de ce type de commande vectorielle, et donner ces limitations devant les différentes contraintes d'entraînement (variation sur les références du couple de charge et de la vitesse de rotation, et sur les paramètres de la machine), et enfin, une simulation numérique a été réalisée pour but de valider l'étude.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des différentes méthodes d'observation pour la vitesse de rotation et, si possible, du couple de charge. Une étude comparative de plusieurs structures en vue de s'affranchir de la présence du capteur de vitesse. Des méthodes utilisées sur des contrôles vectoriels classiques, telles que le MRAS (Model Reference Adaptive System), l'adjonction d'un observateur de Kalman et de Luenberger sont étudiées et comparées pour la MAS. La robustesse et les exploits du fonctionnement de la commande avec les troubles internes et externes dans le processus (changement sur les paramètres de la machine, la vitesse de référence et le couple de charge) sont les deux critères de comparaison entre les différents types de commande présentés précédemment. Les résultats proposés ont pour objectif le choix d'une structure d'observation convenable avec la commande indirecte à flux rotorique orienté l'IRFOC (Indirect Rotor Field Oriented Control).

Dans une deuxième partie du chapitre quatre, on améliore le programme de commande proposé par l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des commandes de hautes performances. Nous allons citer la commande floue et la commande par mode de glissement. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants. Nous allons aussi faire une comparaison détaillée entre les résultats trouvés lors de l'application de ces techniques sur l'algorithme de commande.

CHAPITRE : **1**

*Etat De L'art Sur Les Différentes
Techniques Du Contrôle
De La Machine Asynchrone*



CHAPITRE I

ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Résumé:

Dans ce chapitre, une présentation des différentes techniques utilisées pour la commande de la machine asynchrone avec un état de l'art des travaux réalisés dans l'industrie nos jours est abordée.

Sommaire:

I.1. INTRODUCTION

I.2. COMMANDE SCALAIRE

I.2.1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME PERMANENT

I.2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE SCALAIRE

I.3. COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

I.4. COMPARAISON ENTRE LA COMMANDE SCALAIRE ET VECTORIELLE

I.5. CONTRÔLE NON LINAIRE

I.5.1. COMMANDE ADAPTATIVE

I.5.2. COMMANDE PAR STRUCTURE VARIABLE

I.6. CONCLUSION

I.7. BIBLIOGRAPHIE

جامعة منتوري - قسنطينة -

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION

Au cours des dernières décennies, le développement dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle a permis la réalisation des techniques de commande de la machine asynchrone entièrement inédites.

Afin de positionner notre étude dans le domaine, une présentation afin de rendre compte de façon non exhaustive de ces techniques est abordée.

I.2. COMMANDE SCALAIRE

Cette commande, connue sous le nom de loi "U/f", détermine, selon les équations du régime permanent, en fonction de la fréquence de fonctionnement désirée la valeur de la tension à imposer aux bornes du stator de la machine pour maintenir le flux statorique constant.

Dépendant de l'actionneur utilisé pour alimenter la machine, les auteurs divisent la commande scalaire en deux types, un se nomme " la commande en courant ", pour les machines entraînées par des onduleurs en courant (généralement de fortes puissances) et l'autre, qui est le plus utilisé, nomme " la commande en tension ", connaît aussi sur le nom " commande en V/f ", pour les machines entraînées par des onduleurs en tension (sont généralement de moyennes et de faibles puissances) [BAG02 05] [CHA02 05].

Pour expliquer le principe de la commande scalaire on fait appel à la modélisation de la machine en régime permanent.

I.2.1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME PERMANENT : [BAG02 05] [MAY 06] [BEN02 09]

La modélisation correspond à une machine à rotor bobiné dont l'enroulement en court circuit est applicable également à une machine à cage, Compte tenu de l'usage essentiel de la machine asynchrone en moteur, on s'intéresse beaucoup plus, dans notre modélisation, par la convention récepteur.

Le schéma équivalent d'une phase de la machine en régime permanent ramenée au stator, avec inductances de fuites totalisées au rotor, est représenté dans la figure suivante :

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

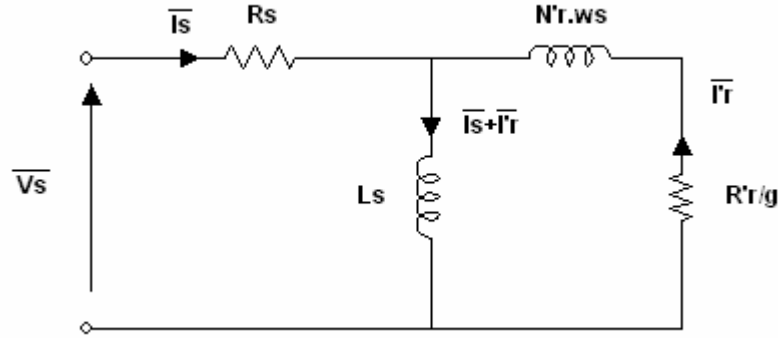


Fig. I.1 Circuit équivalent d'une phase ramenée au stator
avec fuites magnétiques totalisées au rotor

Les équations qui régissent dans ce schéma sont :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\ 0 = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r + jN_r' \omega_s \bar{I}_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec : $N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s}$; $\bar{I}_r' = \bar{I}_r \left(\frac{M}{L_s} \right)$; $N_r' = N_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2$; et $R_r' = R_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2$

Ou σ est le coefficient de dispersion de Blondel défini par : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$.

Dans ce modèle, la puissance transmise est consommée par la résistance $\frac{R_r'}{g}$, on a alors :

$$C_{em} = \frac{3p \frac{R_r'}{g} I_r'^2}{\omega_s} \quad (I.2)$$

De I.1 on a : $\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r + jN_r' \omega_s \bar{I}_r$ et donc :

$$\bar{I}_r' = \frac{\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s}{\frac{R_r'}{g} + jN_r' \omega_s} \quad (I.3)$$

Dans le cas où la machine est entraînée avec une vitesse nominale, la chute de tension dans la résistance statorique est négligeable [FAQ 03] [TOU 08], on a donc :

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (I.4)$$

On trouve donc que le couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$C_{em} = \frac{3p \frac{R_r'}{g}}{\omega_s} \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (I.5)$$

Pour un couple maximum on donne $\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 = (N_r' \omega_s)^2$, donc $g = \frac{R_r'}{N_r' \omega_s}$ et :

$$C_{em_{max}} = \frac{3p N_r' \omega_s}{\omega_s} \frac{V_s^2}{2(N_r' \omega_s)^2}.$$

Enfin :
$$C_{em_{max}} = \frac{3p}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (I.6)$$

I.2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE SCALAIRE

Dans cette dernière équation, le couple maximum de la machine est proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique, ce qui nous a permis de le contrôler en jouant sur la fréquence statorique Fig.I.2, en gardant le rapport constant, ce qui signifie garder le flux constant puisque $V_s = \omega_s \Phi_s$, c'est la commande à V/f constant.

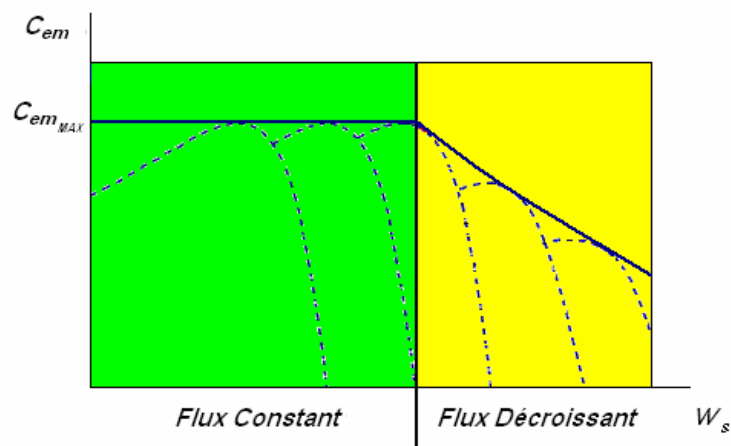


Fig. I.2 Caractéristique Couple_vitesse défluxage et fonctionnement en survitesse

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans la partie verte sur la figure, on jouant sur la fréquence statorique, la tension croît d'une manière linéaire selon l'équation $V_s = \omega_s \Phi_s$ dont le flux est constant, au moment où la tension atteint sa valeur maximale, elle devient constante (la partie jaune sur la figure), donc la croissance de la fréquence statorique provoque une décroissance du flux (phénomène de défluxage) et la vitesse dépasse la nominale, on est donc dans le fonctionnement en survitesse.

Dans des faibles vitesses ou approches du zéro, la chute de tension statorique n'est pas négligeable, Donc un écart entre le rapport V_s / ω_s imposé et $(V_s - R_s I_s) / \omega_s$ réel dans la machine apparaît dans le calcul. Les chercheurs dans le domaine proposent une compensation de cette chute de tension [BAG02 05] [MAY 06], ils augmentent la valeur efficace de la tension aux basses vitesses, on parle alors de la commande corrigée à V/f constant.

Le schéma de principe de la commande scalaire est donné dans la figure I.3

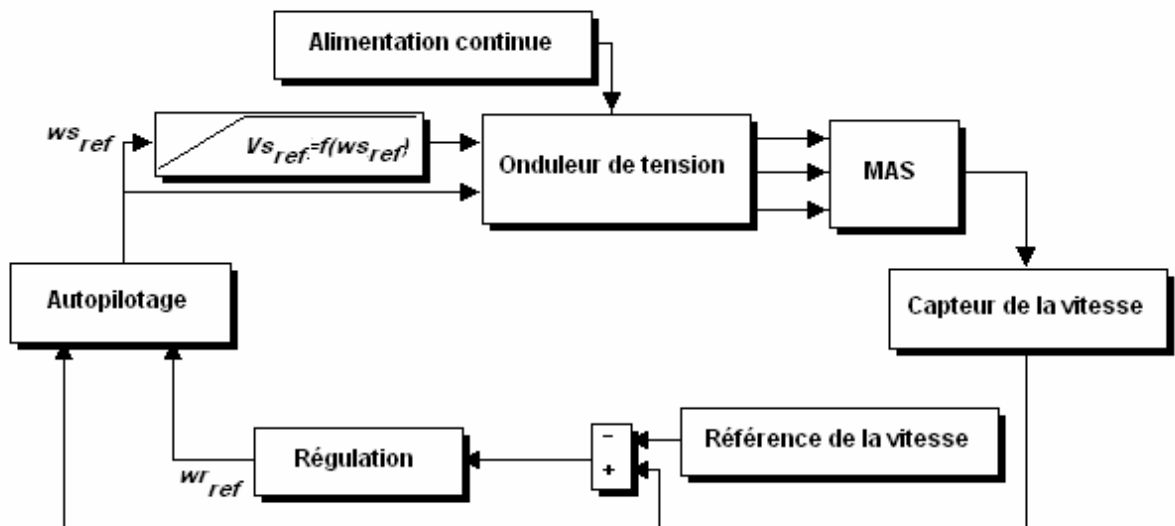


Fig. I.3 Principe de la commande scalaire en tension

I.3. COMMANDE PAR FLUX ORIENTÉ

La méthode de la commande vectorielle à flux orienté (FOC) a permis la commande séparée de couple et de flux. Les avantages de cette commande sont nombreuses : une réponse rapide de couple, une grande plage de commande de vitesse, et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent. La machine asynchrone est alors commandée comme une machine à courant continu à excitation indépendante.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans la littérature, il existe de nombreux travaux qui orientent le repère sur le flux statorique ([IME 06] [EBR 07] [BOJ 08]). Cependant, l'application la plus courante consiste en l'orientation de l'axe d selon le flux rotorique. De nombreux travaux dans ce domaine ont été réalisés ([BEN02 09]). Une évaluation de l'un ou l'autre choix est faite dans un certain nombre des travaux ([OJO 90] [XU 92] [KRA 95]).

Depuis les premiers pas sur la commande vectorielle, les chercheurs réalisent deux méthodes générales de FOC : méthode directe (développé par BLASCHKE F. [BLA01 72]) et méthode indirecte (proposé par HASSE K. [HAS 69]). Dans la commande directe, un estimateur de flux est nécessaire, tandis qu'il ne l'est pas dans le cas de la commande indirecte, il nous suffit donc, dans ce type de commande, d'estimer la pulsation statorique à partir de l'équation d'autopilotage, pour l'employer dans les calcul du flux.

Pour le calcul du flux, les chercheurs développent plusieurs techniques dans les littératures. Les unes, basées sur **une approche déterministe** tel que : [MES01 08] [NAB01 08] [NAB02 08], consiste en la reproduction du comportement dynamique réel du processus en appliquant au modèle les mêmes entrées que celles imposées au système réel, sans tenir compte des bruits ([SIA 92] [OUR 95]), nous citons par exemple l'observateur de Luenberger [LUE 71]. Or toute observation physique est perturbée par des signaux parasites d'origine interne ou externe. Pour en tenir compte, **une approche stochastique**, telle que celle proposée par le filtre de Kalman, sera préférée [PET 96] [SHI01 00] [ZEI 01] [SHI02 02] [MES02 08] [MEZ 08] [GUN 09], ces deux approches animent une commande non linéaire.

Le principe de la commande vectorielle à flux orienté et autres descriptions sur les méthodes directe et indirecte sont l'objet du chapitre III.

I.4. COMPARAISON ENTRE LA COMMANDE SCALAIRE ET VECTORIELLE

La référence [KHE 07] montre une comparaison expérimentale entre les deux commandes scalaire et vectorielle, l'auteur met quelques tests permettant de montrer la supériorité de la commande vectorielle par rapport à la commande scalaire. En effet, un variateur de vitesse industriel [SIM 98], a été utilisé pour contrôler un moteur à induction avec sa charge.

La comparaison des deux courbes de vitesse rotorique (Fig.I.4.a et Fig.I.5.a) permet de vérifier la supériorité de la commande vectorielle, lors du dépassement au régime transitoire de

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

démarrage et lors de l'application du couple de charge [KHE 07]. Le travail montre que l'association, Réseau d'alimentation–Convertisseur–Moteur–Charge, dans la commande scalaire, entraîne des oscillations spontanées de l'ensemble du système, ceci conduit a une augmentation de la valeur du condensateur de filtrage, qui est très cher de l'installation.

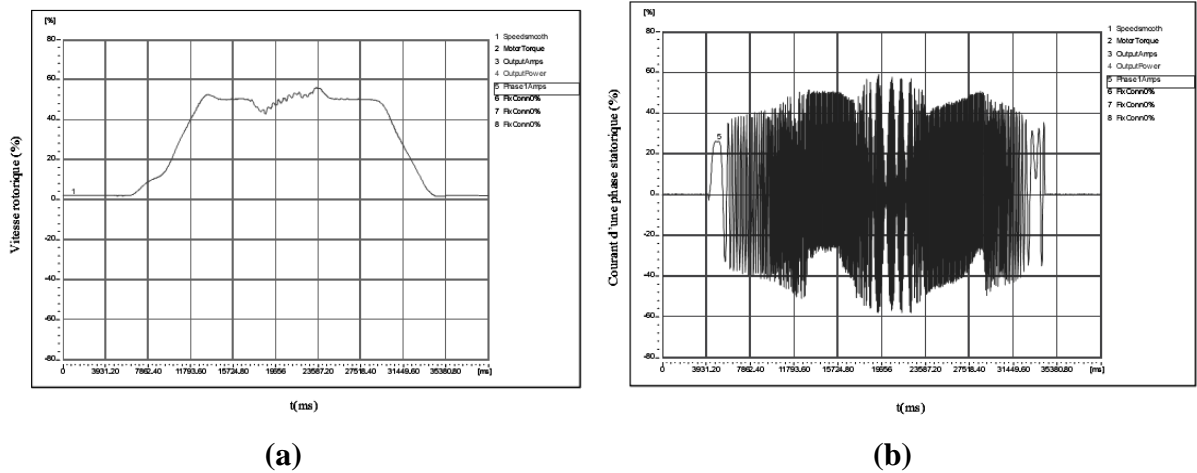


Fig. I.4 Commande scalaire de la MAS, vitesse de référence = 50% de la vitesse nominale
(a)Vitesse rotorique %, **(b)** Courant d'une phase statorique [KHE 07]

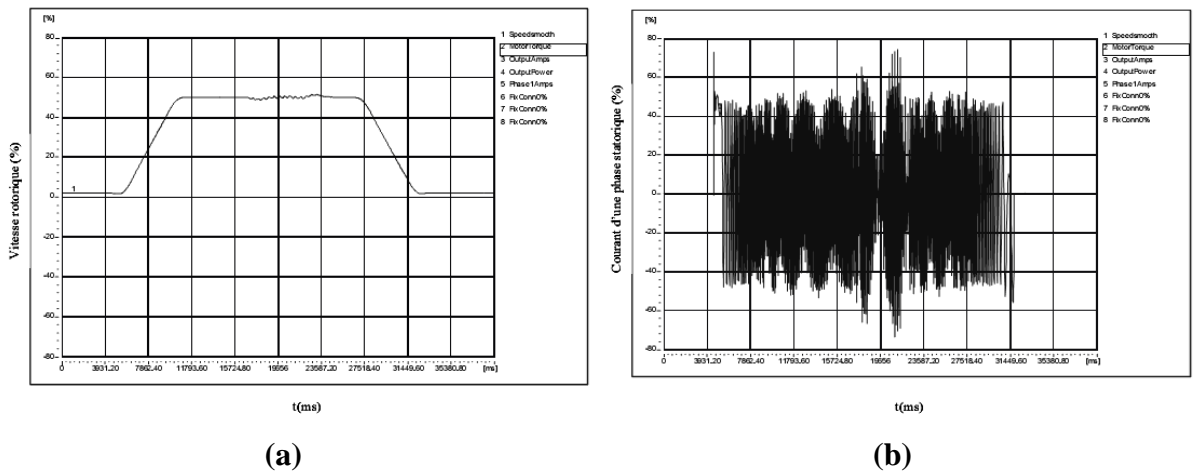


Fig. I.5 Commande vectorielle de la MAS, vitesse de référence = 50% de la vitesse nominale
(a)Vitesse rotorique %, **(b)** Courant d'une phase statorique % [KHE 07]

I.5. CONTRÔLE NON LINEAIRE

Les limites de la commande sont toujours adoptés de la précision du modèle employé qui ne constitue qu'une représentation approximative de la réalité physique, ceci se traduit par une diminution de la dimension du vecteur d'état, une simplification des non linéarités lorsqu'elles sont prises en compte, et des perturbations négligées. En effet, les conditions de la conception d'une loi de commande n'est bien souvent valable que dans et à des instants de

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

fonctionnement donnés, parce que les valeurs des paramètres formant le modèle pouvant changer pendant le fonctionnement du processus. Dès lors, la connaissance des nouvelles valeurs de ces paramètres à chaque instant du fonctionnement nécessite la conception d'un algorithme de commande plus performant et robuste vis-à-vis de ces variabilités.

I.5.1. COMMANDE ADAPTATIVE

La Commande par le Système Adaptatif avec Modèle de Référence MRAS a été proposée Schauder [SCH01 89] et [SCH02 92] pour une machine asynchrone, puis exploitée dans plusieurs travaux [TAJ01 00] [TAJ02 02]. Cette technique, comme le nom l'indique, est basée sur l'identification adaptative et l'ajustement en ligne et en temps réel sur une grandeur choisie (flux rotorique, forces contre-électromotrice... [VAS01 98]), avec un modèle de référence pour estimer la vitesse.

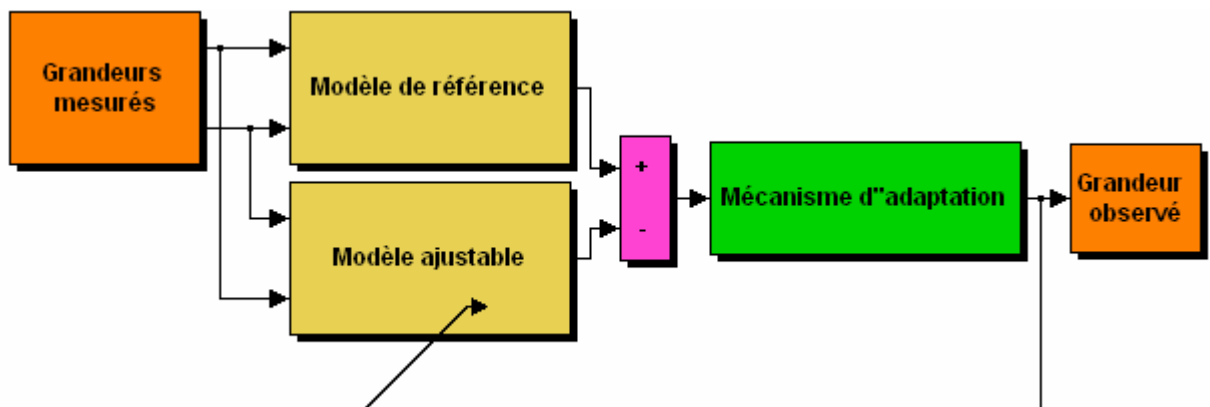


Fig. I.6 Principe de la commande adaptative avec un modèle de référence

Le modèle de référence, qui ne contient pas la vitesse, est obtenu à partir du modèle statorique de la machine. L'autre modèle, appelé ajustable, est obtenu à partir du modèle rotorique. Le retrait de l'erreur produite entre les deux modèles permet d'obtenir la valeur réelle de vitesse de la machine.

Plusieurs travaux modernes réalisent ce type de commande pour observer la vitesse de rotation des machines tournantes commandées sans capteurs de vitesse, ou pour observé la résistance statotique ou rotorique, la constante du temps ou le flux rotorique pour la commande vectorielle indirecte : [VAS02 01] [VAS03 03] [GAD 06] [LAS 07] [SBI 07] [MES01 08] [MES02 08] [CHA03 08] [MEH 09].

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

Plus de détail sur la commande avec MRAS seront présentés dans le chapitre IV.

I.5.2. COMMANDE PAR STRUCTURE VARIABLE

L'origine de la commande à structure variable est reposée sur la théorie de Phillipov. Puis elle a développé et opéré par les chercheurs plus tard [UTK03 91] [HUN 93].

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable, les premiers travaux dans ce domaine ont été proposés et élaborés au début des années 50. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, aux passages par des surfaces de commutation appelées surfaces de glissement. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés est une technique de commande non linéaire [UTK02 78] [GAY 96] [VID 04].

Plusieurs travaux ([MOH 05] [DEH 07] [JAM 07] [KUM 09]) ont étudiés la commande à structure variable sur la base de la méthode du flux orienté. Dans certaines applications, ils ont remplacé les régulateurs classiques par des régulateurs glissants. Les études ont montrés le bon comportement du processus vis-à-vis de la robustesse, performances dynamiques et du temps de calcul.

Le principe de la commande par mode de glissement se trouve dans le chapitre IV.

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART SUR DES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CONTRÔLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons exposé, brièvement, les différentes techniques de commande exploitées dans les laboratoires, pour but de proposer un état de l'art sur le sujet.

Les chercheurs travaillant dans la commande scalaire présentent des simples structures (I.2), donnent un taux d'harmoniques très élevé, conduit à des problèmes de commande non contrôlables (signaux parasites, oscillations sur le couple et les courants, perturbations de la vitesse de rotation). Ce qui nécessite une augmentation de la valeur du condensateur de filtrage.

Les chercheurs travaillant dans la commande vectorielle à flux orienté (I.3) donnent des avis plus ou moins acceptables jugés les résultats obtenus. Attendu que les estimateurs qui constituent les principales structures utilisées présentent des performances médiocres à très basses vitesses et une très faible robustesse vis-à-vis de la variation de la constante du temps rotorique, qui forme l'élément le plus discutable dans la machine. L'amélioration des résultats obtenus (résoudre le problème de robustesse, performances dynamiques et temps de calcul) lors de l'application de cette technique de commande est le champ de travail de plusieurs laboratoires dans le monde de recherche.

Une tentative d'amélioration apparaît dans l'application des commandes non linéaire (I.5), adaptatives (I.5.1) ou aux structures variables (I.5.2). La combinaison de ces nouvelles théories de contrôle donne des bons résultats permis à la machine asynchrone de fonctionner correctement dans une grande plage de vitesse de rotation ou du couple de charge.

Autre tentative, c'est l'emploi des différentes techniques d'observation en fonction de la nature de système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique), et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit) (I.3 § 4 et Chap. IV).

L'alimentation de la machine avec un onduleur de tension à trois niveaux a permis de mieux aborder l'élaboration du contrôle du processus.

Assurément ce n'est pas ici que se trouve l'originalité de notre travail puisque le sujet a été largement étudié dans la littérature. Mais la majeure contribution est dans l'assemblage des différentes tentatives d'amélioration qui, rarement, donne les résultats courus.

A présent, dans les chapitres suivants, nous allons développer plus en détail ces lois de commande, en expliquant ces élaborations avec des simulations réelles afin de désigner laquelle nous donne des bonnes performances.

CHAPITRE : 2

*Présentation et Modélisation
de l'Onduleur et de la Machine à
Commander*



CHAPITRE II

PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE

À COMMANDER

Résumé:

Dans ce chapitre, une présentation du processus à commander: la machine asynchrone et sa modélisation, l'onduleur de tension à trois niveaux et ses techniques de commande, simulations et comparaisons sont abordés.

Sommaire:

II.1. INTRODUCTION

II.2. PRESENTATION DE LA MACHINE

II.3. MODELE TRIPHASE

II.3.1. EQUATIONS ELECTRIQUES

II.3.2. EQUATION MAGNETIQUE

II.3.3. EQUATION MECANIQUE

II.4. MODELISATION DANS LE REPERE DE PARK

II.5. ALIMENTATION AVEC UN ONDULEUR

II.6. AVANTAGES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

II.7. MODELISATION DE L'ONDULEUR NPC-3N DE TENSION

II.8. COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR À DEUX NIVEAUX ET LE NPC-3N (APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE)

II.9. STRATEGIES DE COMMANDE MLI DES NPC-3N

II.9.1. TENSIONS DE REFERENCES

II.9.2. CARACTERISTIQUES DE LA MLI

II.9.3. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE À UNE SEULE PORTEUSE

II.9.4. MLI TRIANGULO-SINUSOÏDALE À DEUX PORTEUSES

II.9.5. MODULATION VECTORIELLE

II.10. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTS TYPES DE COMMANDE DES ONDULEURS NPC-3N (APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE)

II.11. CONCLUSION

II.12. BIBLIOGRAPHIE

جامعة منتوري - قسنطينة

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

II.1. INTRODUCTION

Puisque il a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteurs par ses qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et d'entretien [CHA02 05] [AGU 04] [WAI 05], le moteur asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention par N. Tesla à la fin du 19^{ème} siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [TOU 08].

Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être alimenté à travers un onduleur. L'onduleur de tension à trois niveaux est un concept des onduleurs plus récent que son congénère qu'est l'onduleur classique, et qui commence à se frayer un chemin dans plusieurs applications industrielles du fait des nombreux avantages qu'il présente.

La première partie de ce chapitre sera consacrée à la modélisation de la machine asynchrone triphasée dans les différents repères. Dans la deuxième partie, on essayera de cibler les avantages d'alimentation à travers l'onduleur à trois niveaux, et de les découvrir à l'aide d'une comparaison entre les performances dynamiques de la machine obtenues lors de cette alimentation, et celle alimentée par un onduleur classique. Cette étude comparative présente une lourdeur essentielle car il lui sera associé une commande vectorielle répondant aux exigences actuelles d'entraînement des moteurs asynchrones. Cette partie de la thèse est très importante car c'est à partir de ce modèle que nous allons simuler les dynamiques de notre système.

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

II.2. PRESENTATION DE LA MACHINE

Une machine asynchrone est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de tôles isolées entre elles pour empêcher la circulation de courants de Foucault [ROY 00] [FAQ 03]. Des bobines identiques à celles du stator, court-circuitées et placées autour de l'arbre de rotor, constituent les enroulements rotoriques [JOR 95]. L'arbre du moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés sur des roulements afin qu'il puisse tourner.

La structure du moteur asynchrone confère des propriétés très intéressantes en termes de coût de fabrication, d'entretien, de robustesse et de standardisation. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes.

Parmi ces problèmes, d'une part, le couplage entre le flux et le couple électromagnétique, générés par le même courant à la fois (le courant statorique), alors la simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, l'inaccessibilité au rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator, donc on ne peut connaître les variables internes du rotor qu'à travers le stator. Autre chose, la difficulté d'identification des grandeurs électriques due aux variations paramétrique traduite par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande [TOU 08] [FAQ 03] [ELM 02] [ROY 00].

II.3. MODELE TRIPHASE

Tout d'abord, la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée ni son pertes, son effet d'hystérésis et les courants de Foucault, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée donc l'entrefer est uniforme et la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques est constatée, la

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

dispersion de champ magnétique aux 2 bouts de la machine est négligeable. [FRA 05] [[CHA02 05] [ROY 00]

La modélisation de la machine permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérons une machine à deux paires de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de 3 bobines identiques (A, B, et C) régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians, la phase A sera prise comme référence angulaire, Le rotor est composé de 3 autres bobines identiques (a, b, et c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques (Fig.II.1). [CHO 97] [CAN 00].

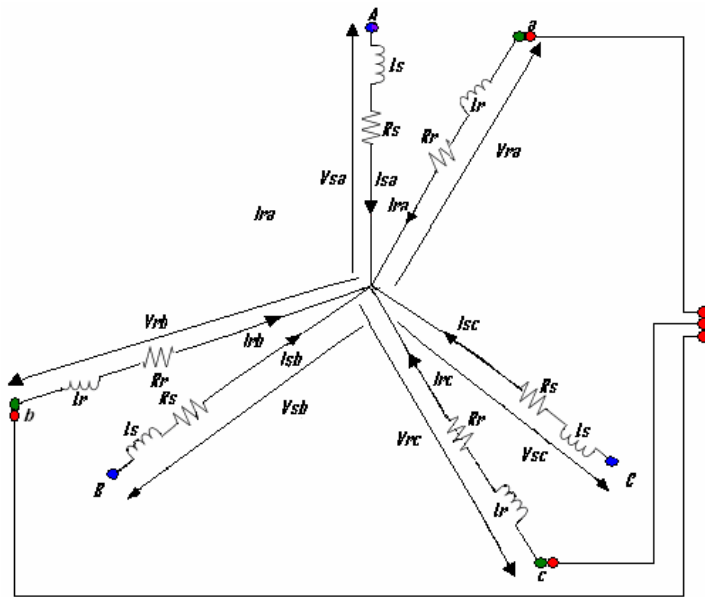


Fig. II.1 Modélisation des bobines statoriques et rotoriques de la machine asynchrone dans un repère a, b, c.

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices (§1), et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit : [CHA01 90] [LES 81]

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

II.3.1. EQUATIONS ELECTRIQUES

Les équations de tension dans le repère a, b, c :

$$\text{Au stator : } [V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Au rotor : } [V_r] = 0 = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.2})$$

II.3.2. EQUATION MAGNETIQUE

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} \Phi_{sa} &= L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{sb} &= M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{aligned} \Phi_{sc} &= M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{ra} &= L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \Phi_{rb} &= M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

$$\Phi_{rc} = M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc}$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{II.5})$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

II.3.3. EQUATION MECANIQUE

Le couple électromagnétique est donné par l'expression (II.7). Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F \Omega \quad (\text{II.7})$$

II.4. MODELISATION DANS LE REPERE DE PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "a b c". Par contre, vu la complexité de ces équations, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

étudier. [LES 81]

Pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, nous avons classiquement le choix entre 3 repères : Le premier se situe sur le champ rotorique (Repère lié au rotor). Le second se situe sur le champ statorique (Repère lié au stator) et est communément appelé $\alpha\beta$, il voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Et le troisième est situé sur le champ tournant il voit par contre des grandeurs continues (repère lié au champ tournant) et est appelé dq (Fig. II.2). Pour des contraintes de calcul, nous choisirons celle en dq situé sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park. [GRE 97]

La matrice $P(\theta)$ de Park est donnée sous la forme suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

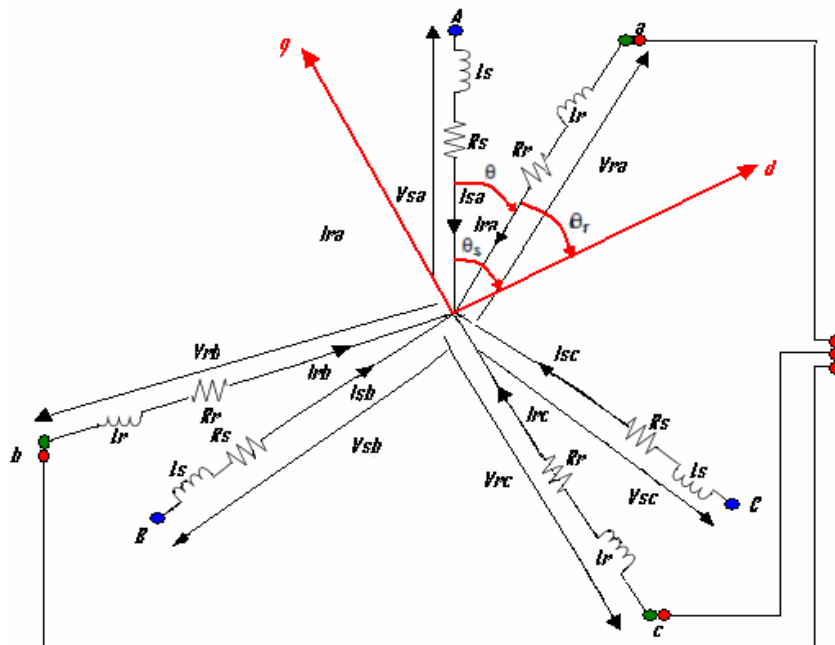


Fig. II.2 Présentation vectorielle du repère dq et définition des angles électriques.

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

L'angle θ dans la matrice de Park prend la valeur (θ s) pour les grandeurs statoriques et la valeur (θ s - θ r) pour les grandeurs rotoriques.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9.a})$$

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9.b})$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans un repère biphasé dq par le système d'équations (II.10) :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

L'expression du couple électromagnétique sera

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega_s = \omega_s (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{II.11})$$

$$\omega_s = p \cdot \Omega_s$$

$$C_{em} = p (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{II.12})$$

L'équation fondamentale de la mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = p (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) - Cr \quad (\text{II.13})$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Flux statorique :

$$\text{On a: } \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \quad (\text{II.14})$$

$$\text{Soit: } I_{sd} = \frac{\Phi_{sd}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rd} \quad (\text{II.15})$$

$$\text{et: } \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Soit: } I_{sq} = \frac{\Phi_{sq}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \quad (\text{II.17})$$

CHAPITRE II

PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE

À COMMANDER

Flux rotorique :

$$\text{On a: } \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Soit: } I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sd} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{et: } \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Soit: } I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sq} \quad (\text{II.21})$$

$$(\text{II.19}) \text{ dans } (\text{II.14}) \Rightarrow \Phi_{sd} = (L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd}$$

$$\Rightarrow \Phi_{sd} = L_s (1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s * L_r}) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd}$$

$$\Phi_{sd} = L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \quad (\text{II.22})$$

$$\Phi_{sq} = L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \quad (\text{II.23})$$

De (II.10), (II.19), (II.21), (II.22) et (II.23) :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_s (L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq}) \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_s (L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd}) \\ 0 = -\frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sd} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ 0 = -\frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sq} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

L'expression de couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.25})$$

L'organigramme de la simulation situé dans la figure II.3 est naturellement représenté par les équations de Park originales (II.24), sans aucune simplification.

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

Les paramètres électriques et mécaniques, et les différents blocs de simulation de la machine étudiée dans ce travail sont donnés dans l'annexe I. L'essai est mené de la manière suivante :

- Pour $0 < t < 0.5$ s : $Cr = 0$ Nm.
- Pour $t > 0.5$ s : $Cr = 10$ Nm.

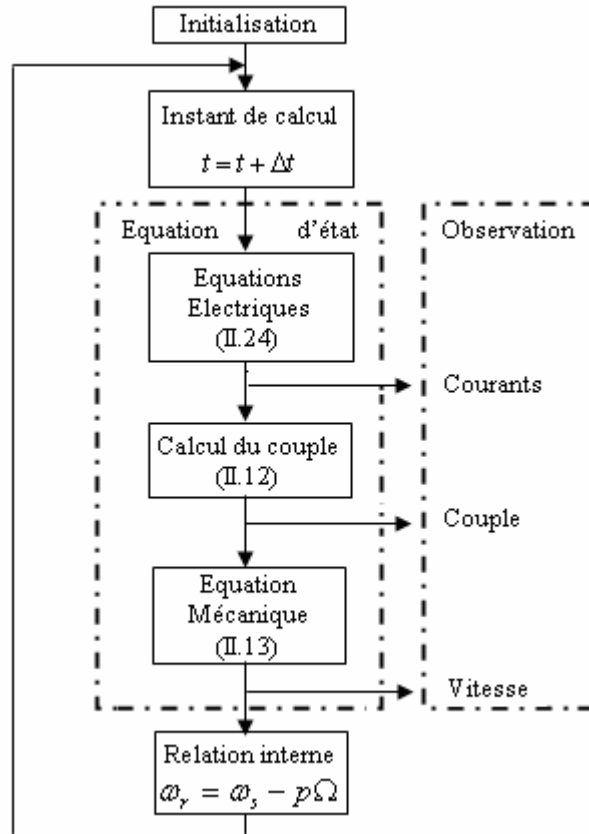


Fig. II.3 Organigramme de la simulation du démarrage direct.

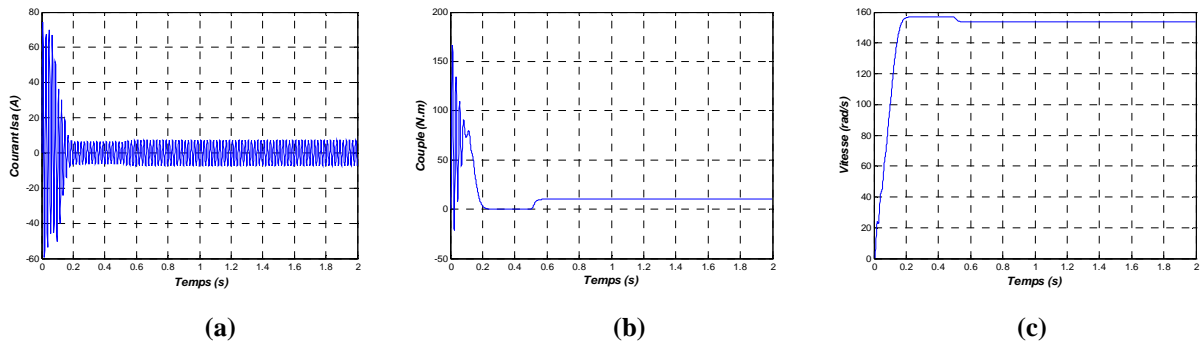


Fig. II.4 Réponse transitoire d'une machine asynchrone couplée directement au réseau :
 (a) Courant I_{sa} , (b) Couple C_{em} , (c) Vitesse Ω

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

- Pour $0 < t < 0.5$ s :

Lors du démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétitions excessives. Mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [157 rad/s], avec un accroissement presque linéaire.

- Pour $t > 0.5$ s :

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 10$ Nm, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabiliser à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

II.5. ALIMENTATION AVEC UN ONDULEUR

L'alimentation de la machine dans la modélisation précédente se fait à travers une source de tension sinusoïdale équilibrée (donc avec un démarrage direct). Dans la suite de notre étude, on l'alimente à partir d'un onduleur de tension, l'onduleur alimente le stator de la machine par l'intermédiaire des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale, qui permettent de réaliser les variations de la vitesse de la machine.

Pour cette étude nous avons utilisé l'onduleur à 3-niveaux de tension de structure dite à Point Neutre Clampé (NPC-3N), cet onduleur est un concept plus récent que son congénère qu'est l'onduleur classique, et qui commence à se frayer un chemin dans plusieurs applications industrielles du fait des nombreux avantages qu'il présente.

II.6. AVANTAGES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

- La génération de plusieurs niveaux intermédiaires de tension en sortie du convertisseur permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer et des ondulations du couple.
- Si les contraintes imposées par la tension continue et le courant absorbé par la machine sont réparties sur différents semi-conducteurs, on peut accéder à des applications de plus forte puissance avec une technologie de semi-conducteurs donnée où on peut traiter une application d'une puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre réduit qui donnent généralement un meilleur compromis entre performances statiques et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage). [CHA01 90] [MAR 02][DEA 00].
- Les commutations requises pour l'obtention d'une tension de sortie hachée à une fréquence donnée peuvent être également distribuées parmi les différents semi-conducteurs du convertisseur. Ainsi, pour une fréquence de commutation des semi-conducteurs donnée on peut obtenir une multiplication de la fréquence de commutation apparente vue par la machine, ce qui contribue à une amélioration des performances dynamiques de l'ensemble convertisseur-machine. [CHA01 90] [SEG 99] [BEU 01][DEA 00]
- Enfin, un autre type de limitation technologique est celui lié aux pertes dans les semi conducteurs et à leur échauffement. Il en existe deux types : les pertes par conduction dont l'importance dépend du courant de charge, et les pertes par commutations dont l'importance dépend, pour une structure donnée, de la fréquence de commutation.

Pour supputer la tendance d'évolution des pertes par conduction nous avons considéré l'ensemble IGBT/diode tête bêche comme un interrupteur unique, ayant une tension de conduction égale à la moyenne de celle de l'IGBT et de la diode. Les courbes de tendance des pertes de conduction, commutation et totales sont illustrées en valeurs « pu » sur la Figure II.5

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

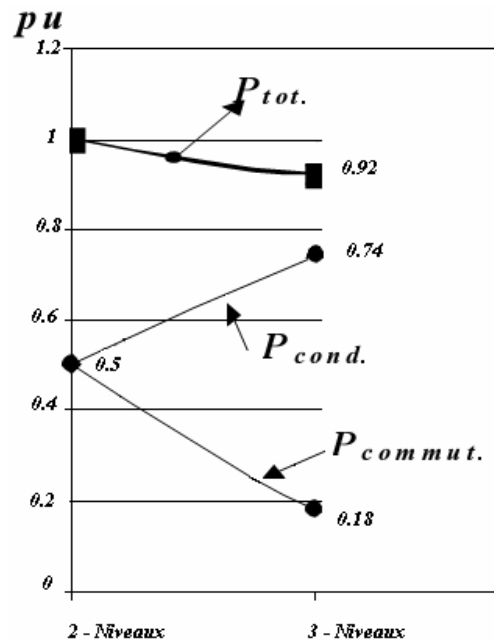


Fig. II.5 Estimation de l'évolution des pertes par commutation, conduction et totale en fonction de type de l'onduleur [DEA 00].

Il est possible de garder le rendement du convertisseur approximativement constant, lorsque l'on passe de 2 à 3 niveaux, à condition que l'on garde la même fréquence de commutation vue par la charge. Ceci était le cas, car l'augmentation des pertes par conduction a pu être compensée par la diminution des pertes par commutation. Dans un tel cas, le rendement global de l'ensemble convertisseur machine doit donc s'améliorer à cause de la diminution des pertes dans la machine. [DEA 00]

II.7. MODELISATION DE L'ONDULEUR NPC-3N DE TENSION

La figure II.6 montre le circuit de puissance de l'onduleur NPC-3N. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode - Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera des IGBT en antiparallèle avec des diodes.

La symétrie des onduleurs triphasés à trois niveaux permet leur modélisation par bras

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

(Fig. II.7). L'analyse topologique de ce bras montre cinq configurations possibles. La figure II.8 représente ces différentes configurations ($U_{C1}=U_{C2}=U_C/2$).

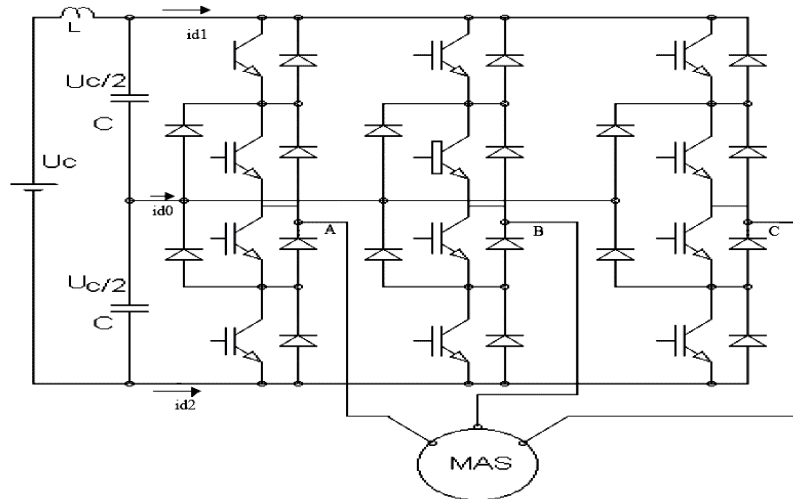


Fig. II.6 Onduleur à trois niveaux à structure NPC.

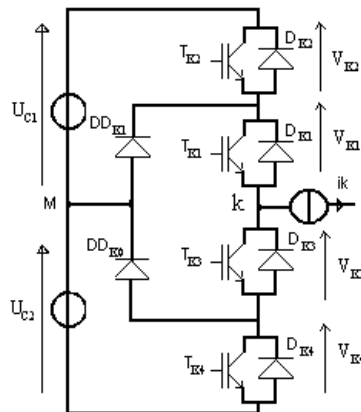


Fig. II.7 Bras K d'onduleur NPC-3N.

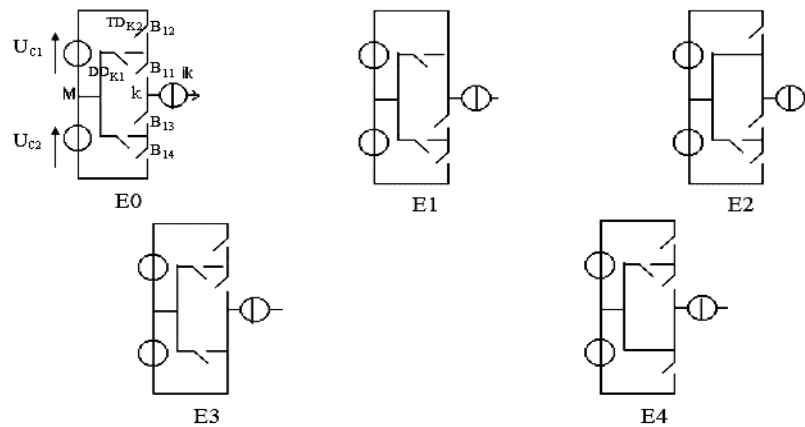


Fig. II.8 Différentes configurations possibles du fonctionnement d'un bras.

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau II.1 (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud k du bras K). Pour la configuration E_0 , le potentiel V_k dépend de la charge.

E_0	$i_k = 0$
E_1	$V_k = U_{C1}$
E_2	$V_k = 0$
E_3	$V_k = U_{C2}$
E_4	$V_k = 0$

Tabl. II.1 Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations.

Cette analyse montre que la structure du convertisseur à trois niveaux limite à $U_C/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans le cas de la structure classique, (onduleur à deux niveaux), cette tension vaut la tension continue complète U_C .

II.8. COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX ET LE NPC-3N (APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE)

Les ondulations au niveau du couple électromagnétique (Fig. II.11 et Fig. II.12) et courant statorique (Fig. II.15 et Fig. II.16) dans l'onduleur à trois niveaux sont plus faibles par rapport aux celles de l'onduleur à deux niveaux ce qui nous donnent une performance dynamique plus proche à celle d'une machine alimentée par une tension sinusoïdale.

Simple niveau	THD (%) = 0.916
Trois niveaux	THD (%) = 0.673

Tab. II.2 Comparaison entre le THD des Deux Types des onduleurs.

Un facteur important d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion des harmoniques de la tension de sortie (THD), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur du fondamental de la tension.

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3}^n V_n^2 \right)^{1/2} \quad [\text{LAB 97}] [\text{KRE 98}] [\text{BUS 04}]$$

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE À
COMMANDER

DEUX NIVEAUX

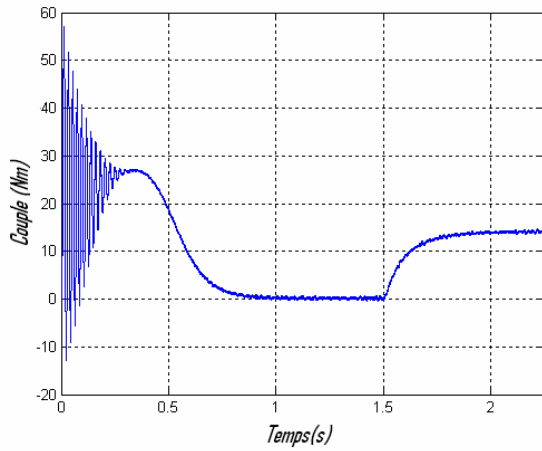


Fig. II.9 Couple électromagnétique (C_e).

TROIS NIVEAUX

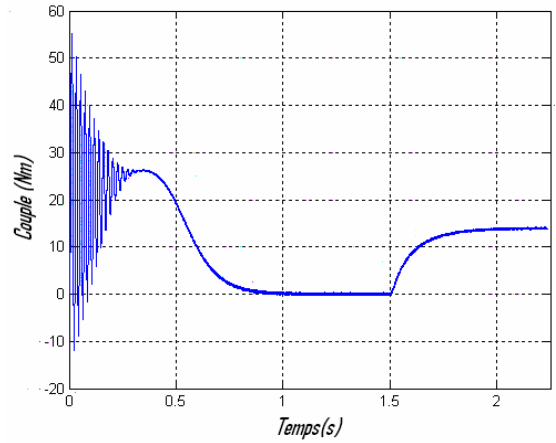


Fig. II.10 Couple électromagnétique (C_e).

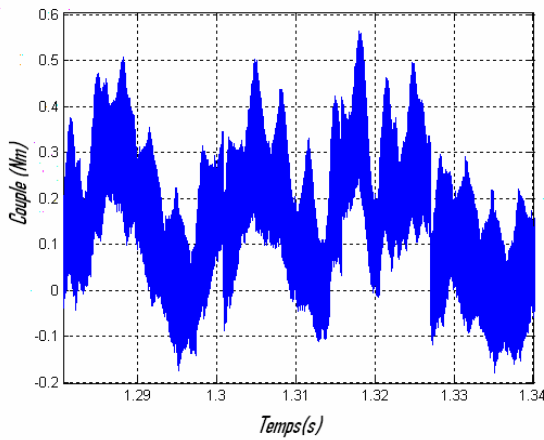


Fig. II.11 Portion du couple sur une période du temps.

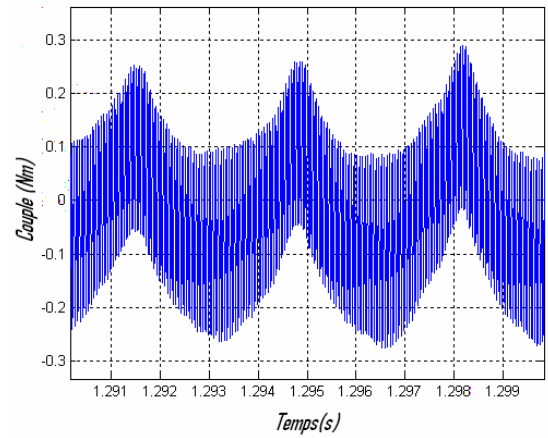


Fig. II.12 Portion du couple sur une période du temps.

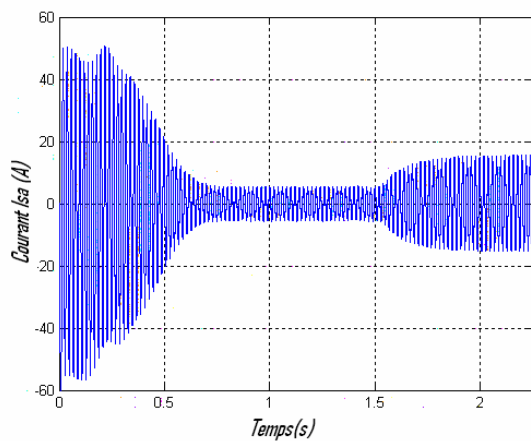


Fig. II.13 Courant statorique (I_{sa}).

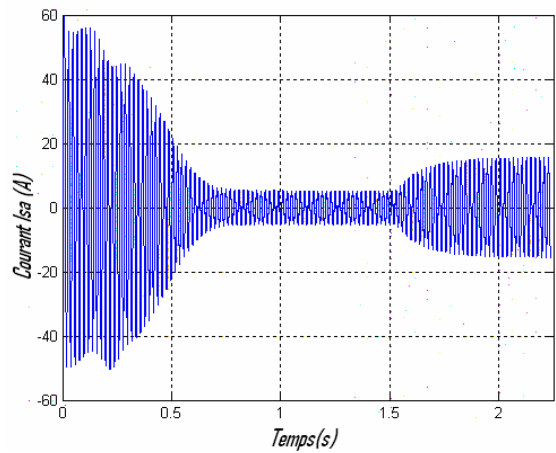


Fig. II.14 Courant statorique (I_{sa}).

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE À
COMMANDER

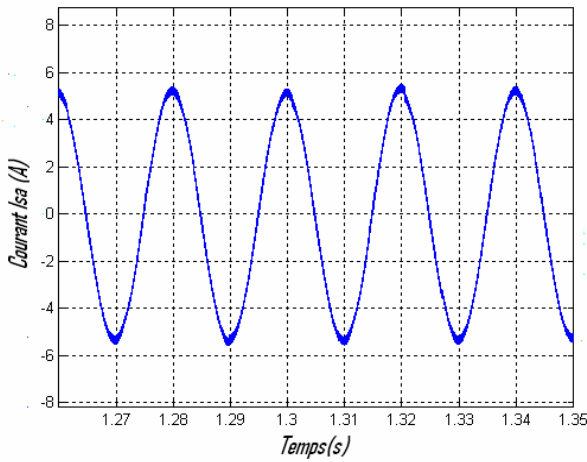


Fig. II.15 Portion du courant sur une période du temps.

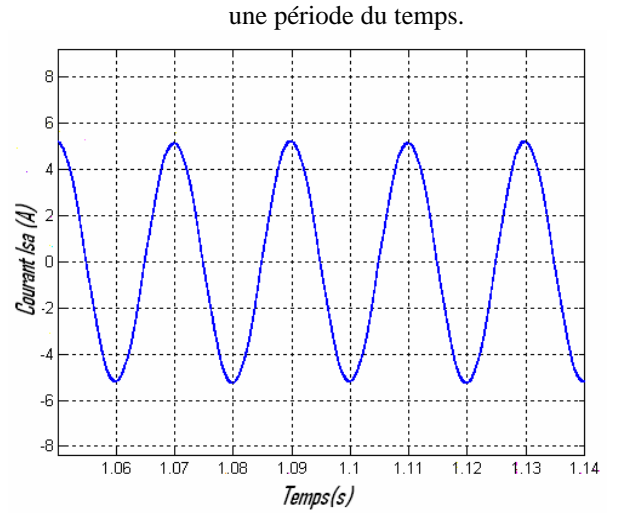


Fig. II.16 Portion du courant sur une période du temps.

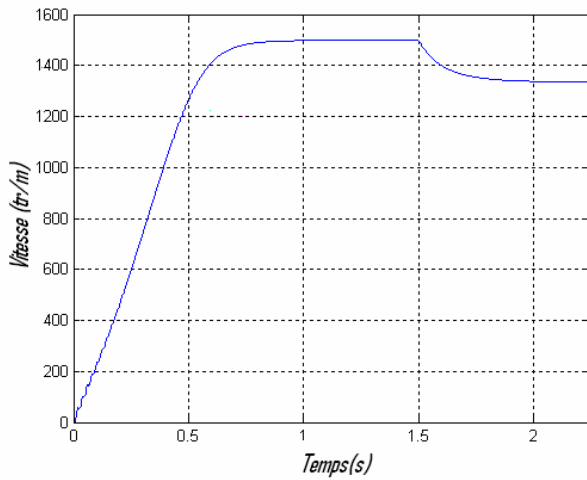


Fig. II.17 Vitesse rotorique (Ω).

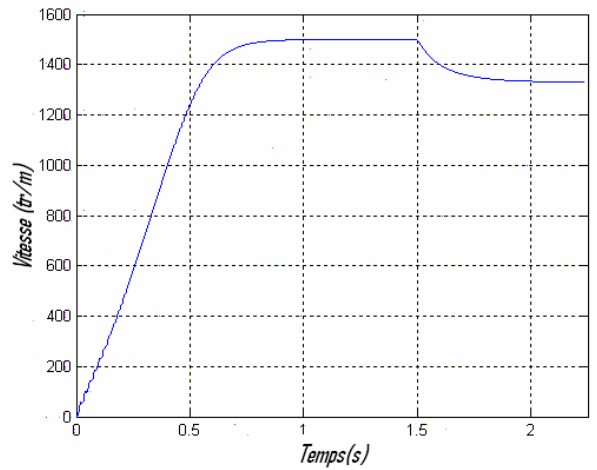


Fig. II.18 Vitesse rotorique (Ω).

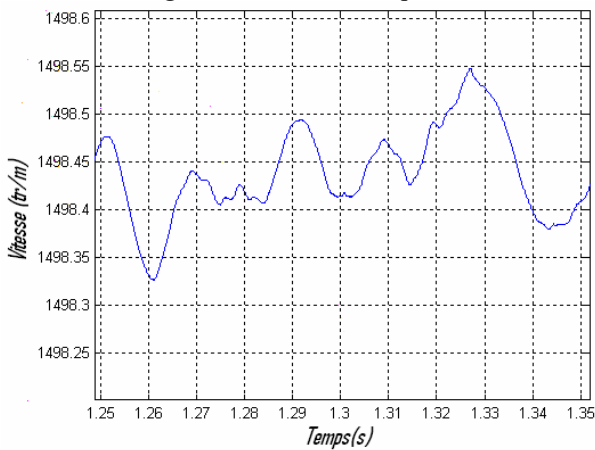


Fig. II.19 Portion de vitesse sur une période du temps

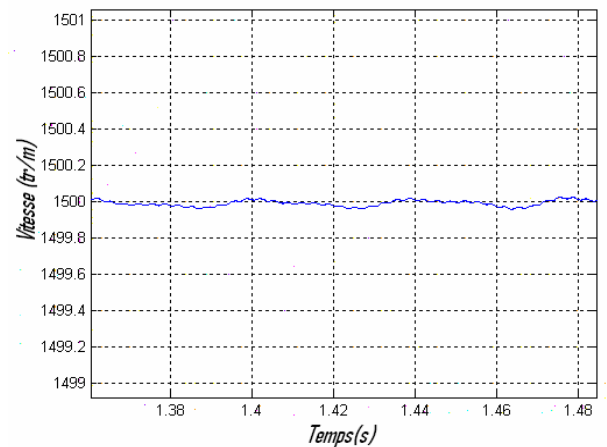


Fig. II.20 Portion de vitesse sur une période du temps

II.9. STRATEGIES DE COMMANDE MLI DES NPC-3N [ELM 02]

[CAS 96] [KAZ 95] [MEN02 97] [BLA03 72]

La technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI) est l'une des techniques utilisées dans la commande des onduleurs pour obtenir à partir d'une source continue une alimentation variable en tension et en fréquence.

On étudiera dans la suite trois stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux :

- Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.
- Triangulo-sinusoidale à deux porteuses.
- Modulation vectorielle.

Le critère qui sera considéré est tel que la forme d'onde de la tension de sortie soit la plus proche possible d'une sinusoïde, donc avec un minimum d'harmoniques.

II.9.1. TENSIONS DE REFERENCES

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettant de générer un système de tensions triphasées équilibrées direct sont :

$$\begin{aligned}V_{ref1} &= V_m \sin(\omega t - \varphi) \\V_{ref2} &= V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\V_{ref3} &= V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3})\end{aligned}\tag{II.25}$$

II.9.2. CARACTERISTIQUES DE LA MLI

Si la référence est sinusoïdale, On définit deux grandeurs :

- *L'indice de modulation m* : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse sur la fréquence de la référence f_r ($m = f_p/f_r$).
- *Le coefficient de réglage en tension r* : égal au rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la valeur crête U_{pm} de la porteuse ($r = V_m/U_{pm}$).

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

II.9.3. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE À UNE SEULE PORTEUSE

Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie.

La figure II.21 montre la porteuse et la tension de référence de la première phase en valeur absolue pour $m = 12$ et $r = 0,8$.

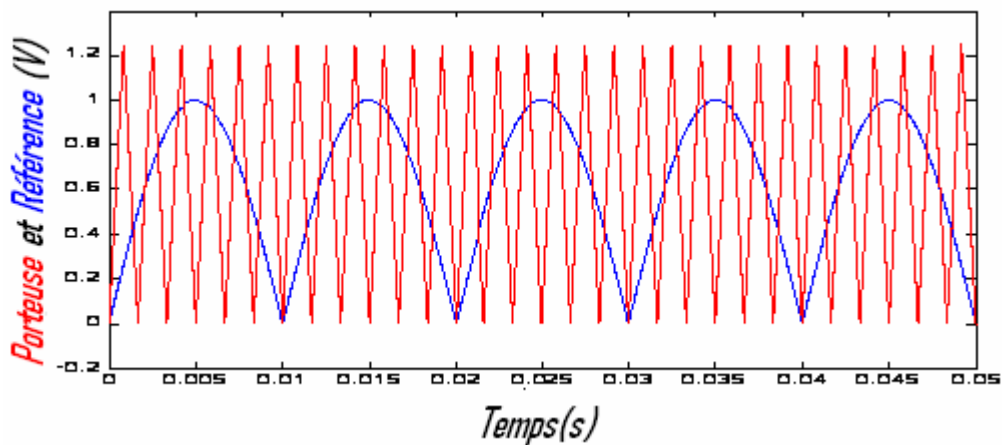


Fig. II.21 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, pour $m = 12$, $r = 0,8$,

II.9.4. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE À DEUX PORTEUSES

On peut utiliser deux porteuses identiques, déphasées d'une demi période de hachage l'une de l'autre afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie. On choisit deux porteuses en dents de scie bipolaires.

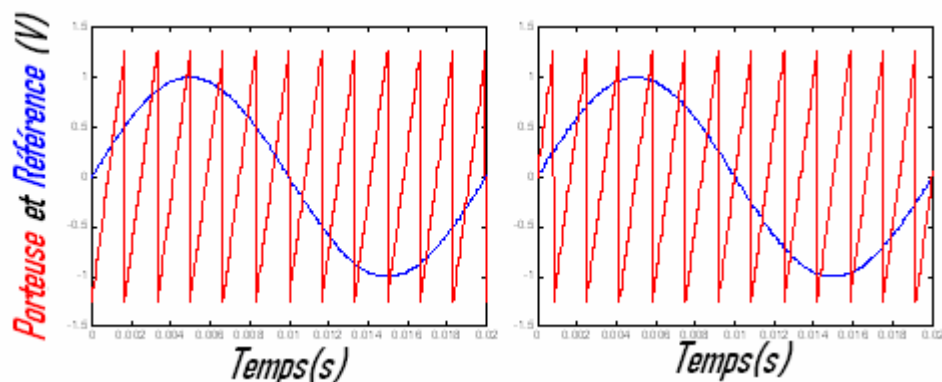


Fig. II.22 Principe de la stratégie Triangulo-sinusoidale à deux porteuses, pour $m = 12$, $r = 0.8$

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

II.9.5. MODULATION VECTORIELLE [MIC 02] [MUH 01] [BER 95]

La modulation vectorielle, utilise le fait que l'onduleur à trois niveaux est une association en série de deux onduleurs à deux niveaux. Cette stratégie peut utiliser aussi bien une ou deux porteuses, mais notre choix s'est porté sur l'algorithme utilisant deux porteuses bipolaires en dent de scie.

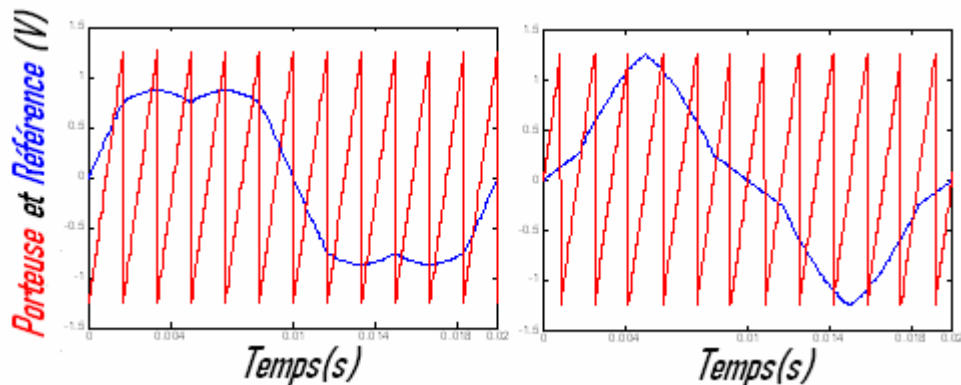


Fig. II.23 Principe de la modulation vectorielle pour $m = 12$ et $r = 0.8$

II.10. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTS TYPES DE COMMANDE DES ONDULEURS NPC-3N (APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE)

Les ondulations au niveau du couple électromagnétique (Fig. II.30, Fig. II.31 et Fig. II.32) et courant statorique (Fig. II.33, Fig. II.34 et Fig. II.35) dans la stratégie de commande à deux porteuses sont plus faibles par rapport aux celles des autres stratégies, ce qui nous donnent une performance dynamique plus proche à celle d'une machine alimentée par une tension sinusoïdale.

Le tableau II.3 donne les caractéristiques de ces stratégies. On remarque que le plus faible taux d'harmoniques est donné par la commande Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

La stratégie	THD max	THD min
Triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse	0.671	0.669
Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses	0.421	0.420
Modulation vectorielle	0.498	0.497

Tabl. II.3 Comparaison entre les THD des différents types de commandes

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE À
COMMANDER

Une Porteuse

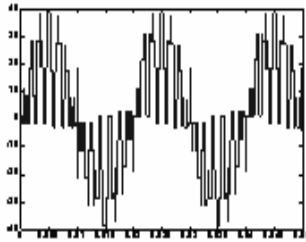


Fig. II.24 Va.

Deux Porteuses

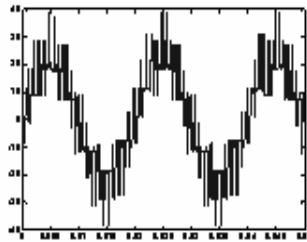


Fig. II.25 Va.

Modulation vectorielle

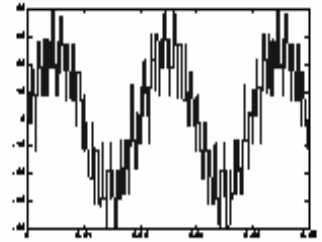


Fig. II.26 Va.

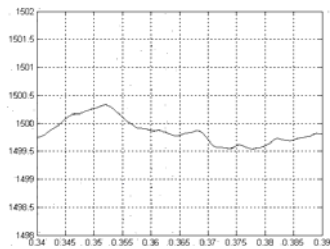


Fig. II.27 Portion de vitesse sur une période du temps.

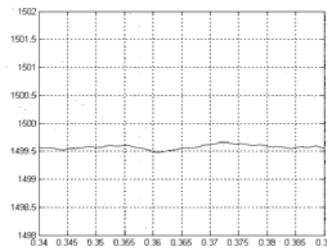


Fig. II.28 Portion de vitesse sur une période du temps.

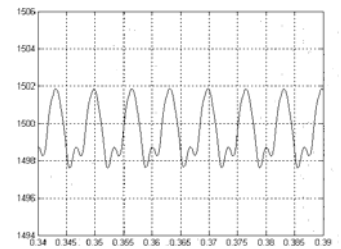


Fig. II.29 Portion de vitesse sur une période du temps.

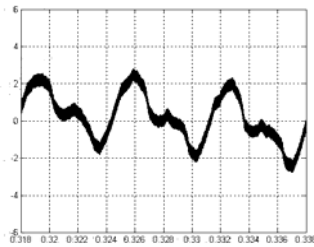


Fig. II.30 Portion du couple sur une période du temps.

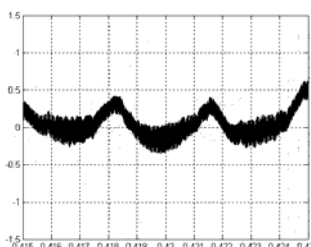


Fig. II.31 Portion du couple sur une période du temps.

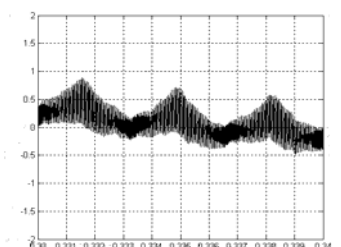


Fig. II.32 Portion du couple sur une période du temps.

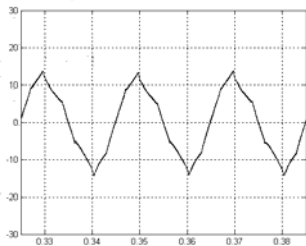


Fig. II.33 Portion du courant sur une période du temps.

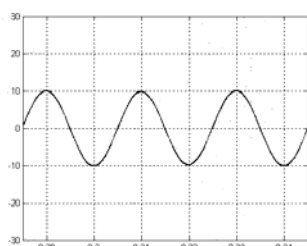


Fig. II.34 Portion du courant sur une période du temps.

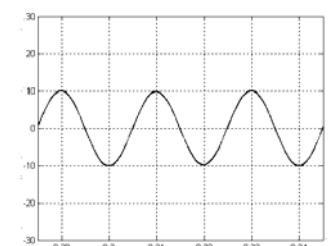


Fig. II.35 Portion du courant sur une période du temps.

CHAPITRE II
PRESENTATION ET MODELISATION DE L'ONDULEUR ET DE LA MACHINE
À COMMANDER

II.11. CONCLUSION

Après une modélisation mathématique de la machine, les résultats obtenus, par simulation montrent bien la validité du modèle de Park d'une machine asynchrone associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale

Une présentation du modèle de connaissance de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux est située en deuxième phase de ce chapitre, une comparaison entre l'onduleur simple et celui à trois niveaux nous a conduit à choisir le dernier comme un outil pour varier la vitesse de notre machine, car il délivre des signaux plus proches de la sinusoïde, avec une très bonne performance comparées avec celles de la machine alimentée à travers un onduleur simple niveau.

Nous avons présenté par la suite la simulation numérique des différentes stratégies MLI calculées utilisant le modèle de commande de cet onduleur à trois niveaux, la simulation nous permet de faire une étude comparative entre ces différentes stratégies de commande. Cette étude nous a aidé à choisir la MLI Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses comme commande pour notre onduleur, parce qu'elle présente le plus petit taux de distorsion d'harmonique par rapport aux autres stratégies étudiées.

Dans le prochain chapitre, on exposera les principes de la commande vectorielle des machines asynchrones en se limitant plus particulièrement à la commande indirecte à flux rotorique orienté appelée IRFOC puisqu'elle permet de contrôler la machine sans capteurs mécaniques (plus particulièrement celui du flux). On décrira les principales structures nécessaires pour le contrôle des courants, le choix du référentiel et le contrôle de flux, puis la commande avec estimateurs et sa limitation. L'ensemble est développé dans le cas d'une alimentation en tension à travers un onduleur à trois niveaux avec la technique M.L.I.

CHAPITRE : **3**

*La Commande Vectorielle
A Flux Rotorique Orienté*



CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Résumé:

Dans ce chapitre, nous présentons la commande vectorielle à flux rotorique orienté, le principe d'orientation directe et indirecte du flux, le développement mathématique de la méthode indirecte dans le cas d'une alimentation en tension à travers un onduleur à trois niveaux avec la technique M.L.I., puis la commande avec estimateurs et sa limitation.

Sommaire:

III.1. INTRODUCTION

III.2. CONTROLE VECTORIEL À FLUX ORIENTE

III.2.1. PRINCIPE

III.2.2. TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE

III.2.3. TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

III.2.4. COMPARAISON ENTRE LES TECHNIQUES DIRECTE ET INDIRECTE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

III.3. STRUCTURE DE LA COMMANDE INDIRECTE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE (IRFOC)

III.3.1. DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

III.3.2. CALCUL DES REGULATEURS

III.3.2.1. REGULATEUR DE FLUX

III.3.2.2. REGULATEUR DE COUPLE

III.3.2.3. REGULATEUR DE VITESSE

III.3.3. COMMANDE AVEC ESTIMATION DE VITESSE

III.4. LIMITATION DE L'IRFOC BASEE SUR LES ESTIMATEURS

III.5. CONCLUSION

III.6. BIBLIOGRAPHIE

III.1. INTRODUCTION

Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être commandé par un processus externe qui permette d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge. [CHA02 05] [FAQ 03] [CRU 00]

Les principes de la commande vectorielle à flux orienté ont été élaborés, des 1972, par F, Balachke [BLA01 72]. Historiquement il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones [GRE 97] [JEO 02]. Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode basée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine est aujourd'hui la méthode la plus utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique [WAI 05]. Ce type de contrôle est réalisé dans le référentiel tournant. [TOU 08]

L'objectif du contrôle vectoriel à flux orienté, FOC (Field Oriented Control) en anglais est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur Flux Φ et de la grandeur Courant I.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et Φ , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation – producteur de flux –, et courant d'induit – producteur de couple –).

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q), repère tournant biphasé orienté sur Φ_r (Flux rotorique) ou Φ_s (Flux statorique) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux (figure III.1).

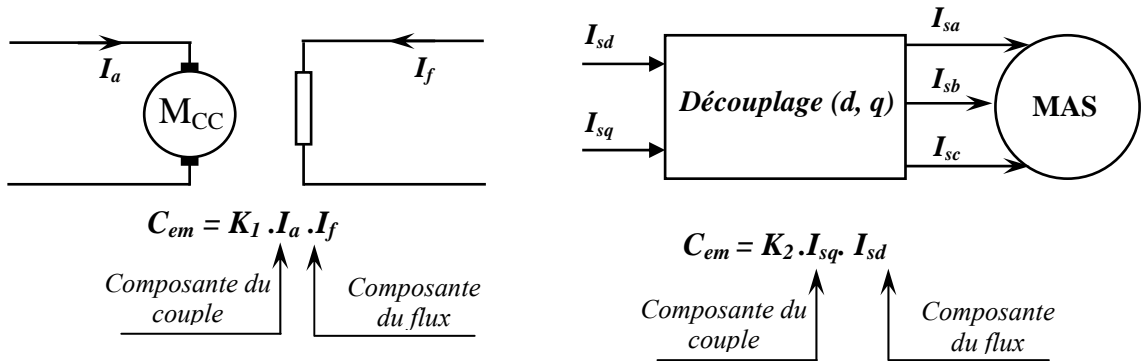


Fig. III.1 Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone.

III.2. CONTROLE VECTORIEL À FLUX ORIENTE

III.2.1. PRINCIPE

Dans une commande vectorielle du moteur asynchrone, le but est d'obtenir un couple électromagnétique proportionnel à la composante en quadrature du courant statorique I_{sq} (à flux constant) et de pouvoir commander le flux en agissant sur la composante directe de ce courant I_{sd} . Ceci permet de commander ce type de machines de façon analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la relation :

$$C_{em} = K_I \cdot I_a \cdot I_f$$

Où I_a , est le courant d'induit, I_f est le courant inducteur et K_I est une constante.

Si on oriente le flux Φ_r dans la machine asynchrone sur l'axe d , le système (II.10) nous permet d'exprimer v_{sd} et v_{sq} Φ_r et ω_s ; avec $\Phi_{rq} = 0$, et $\dot{\Phi}_{rq} = 0$:

$$\begin{cases} V_{sd} = L_s \sigma \dot{I}_{sd} + (R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}) I_{sd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ V_{sq} = L_s \sigma \dot{I}_{sq} + (R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}) I_{sq} + \omega_s L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega \Phi_r \\ T_r \dot{\Phi}_r + \Phi_r = M_{sr} I_{sd} \\ \omega_s = \frac{M_{sr}}{T_r \Phi_r} I_{sq} + p \Omega \end{cases} \quad (III.1)$$

Et l'expression de couple (II.12) devient :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq}) \quad (III.2)$$

On voit alors que :

1. la composante I_{sd} détermine seule l'amplitude de Φ_r .
2. la composante I_{sq} détermine seule l'amplitude du couple lorsque Φ_r est maintenu constant.

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

On peut constater que la machine asynchrone apparaît dans ce cas comme une machine à courant continu avec I_{sd} jouant le rôle du courant d'excitation I_f et I_{sq} jouant le rôle du courant d'induit I_a .

Il y a alors un contrôle indépendant de l'état magnétique et du couple de la machine. [RAZ 98]

III.2.2. TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE

La détermination du flux, notamment le flux rotorique qui n'est pas directement accessible, est assurée à partir des capteurs de flux à effet Hall ou magnétiques disposés à l'intérieur de la machine, effectuent une mesure de la composante directe et transversale du flux dans la machine. Ces capteurs nécessitent d'être installés à l'intérieur de la machine ce qui entraîne une augmentation du volume de celle-ci. De plus, la tension de sortie de ces capteurs à effet Hall dérive avec la température et nécessite un prétraitement mathématique plus ou moins compliqué, pour extraire l'information sur le flux capté surtout aux basses vitesses. Finalement, Ces capteurs sont notoirement sensibles aux chocs mécaniques, notamment si la machine est utilisée dans un environnement dur ou inaccessible. [SHI01 00]

III.2.3. TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

La méthode indirecte est basée sur l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine. L'équation (III. 3) appelée la relation angulaire d'autopilotage, assure à tout instant que la vitesse ω_s du référentiel d'axe d, q soit effectivement celle du champ tournant, L'intégration de cette équation fournit la position du flux (équation III. 6).

$$\omega_s = p\Omega + \omega_{rREF} \quad (\text{III.3})$$

ω_{rREF} représente la valeur de la vitesse relative du repère, estimée dans les conditions de l'orientation choisie pour le référentiel ; soit :

$$\omega_{rREF} = \frac{M_{sr}}{T_r \Phi_r} I_{sq} \quad (\text{III.4})$$

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Si on admet la parfaite régulation du flux, alors Φ_{rd} peut être remplacé par sa référence Φ_{rdREF} dans l'estimation de (III.4). Dans ces conditions, l'objectif est atteint et le courant I_{sq} devient unique grandeur de réglage du couple.

Au démarrage de la machine, le flux Φ_{rd} est nul, donc l'équation (III.4) n'est pas exploitable telle quelle, nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_{rREF} = \frac{M_{sr}}{T_r(\Phi_r + \varepsilon)} I_{sq} \quad (III.5)$$

Avec $\varepsilon = 0.01$.

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad (III.6)$$

Le système d'équation (III.1) permet d'estimer le flux Φ_r :

$$\Phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + T_r s} I_{sd} \quad (III.7)$$

La méthode d'orientation indirecte du flux rotorique souffre de l'effet de la variation des paramètres de la machine (notamment la constante du temps rotorique) sur la réponse dynamique du système. Cette variation résulte en une perte de découplage et en des erreurs stationnaires sur les sorties couple et flux de la machine comparativement à leurs consignes.

III.2.4. COMPARAISON ENTRE LES TECHNIQUES DIRECTE ET INDIRECTE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

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

sensibles aux harmoniques et vibration de la machine au cours du fonctionnement. En plus, la modification de la géométrie de la machine est indispensable pour implanter ces capteurs.

III.3. STRUCTURE DE LA COMMANDE INDIRECTE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE (IRFOC)

A partir d'une référence de flux et d'une référence de vitesse, le régulateur à orientation du flux calcule les deux consignes de tension v_{sd}^*, v_{sq}^* à imposer à la machine. Ces consignes sont exprimées dans le repère dq et doivent, avant d'être appliquées à l'onduleur MLI à imposition de tension, être converties en grandeurs de phase (a, b et c). Pour ce faire, nous avons besoin d'opérer la transformation de PARK permettant de retrouver les trois consignes de tension $v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}^*$. Ce sont ces dernières qui conduiront l'onduleur à MLI.

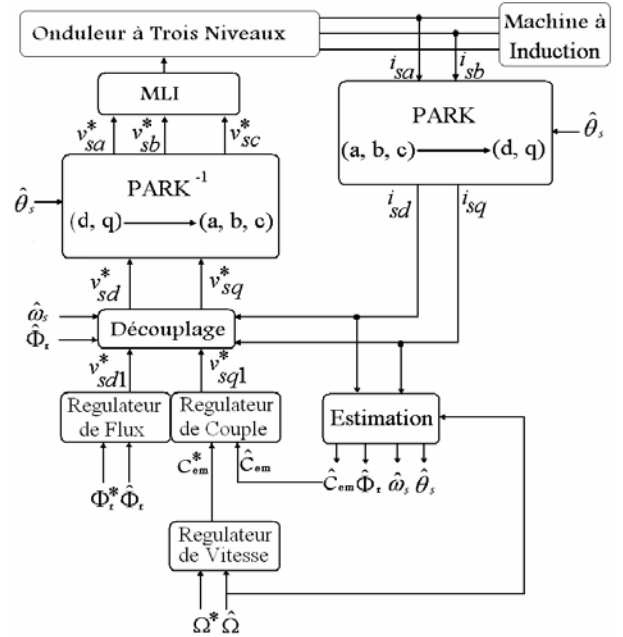


Fig. III.2 Schéma de principe de l'IRFOC.

Un sommateur algébrique peut réaliser la loi d'autopilotage ($\omega_s = p\Omega + \omega_{rREF}$) et l'intégration de la vitesse ω_s ainsi obtenue donne l'angle de calage θ_s

III.3.1. DECOUPLAGE PAR COMPENSATION [BEN01 93] [PET 96] [ABE01 06] [ABE02 06]

Définissons 2 nouvelles variables de commande v_{sd1} et v_{sq1} telles que :

$$v_{sd} = v_{sd1} - e_{sd} \quad \text{et} \quad v_{sq} = v_{sq1} - e_{sq} \quad (\text{voir figure III.3})$$

$$e_{sd} = \omega_s L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \Phi_r \quad (III.8)$$

$$e_{sq} = -\omega_s L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} I_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r \quad (III.9)$$

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

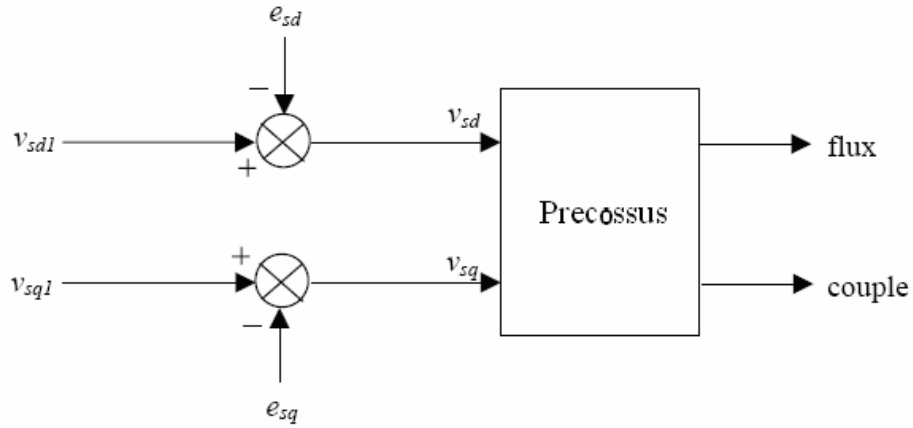


Fig. III.3 Reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq} .

III.3.2. CALCUL DES REGULATEURS

III.3.2.1. REGULATEUR DE FLUX

Le nouveau système exploité lors du découplage (Fig. III.3) nous donne :

$$v_{sd1} = \sigma L_s \dot{i}_{sd} + (R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}) i_{sd} \quad (III.10)$$

$$v_{sq1} = \sigma L_s \dot{i}_{sq} + (R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}) i_{sq}$$

Donc :

$$i_{sd} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) s + (R_s L_r^2 + R_r M_{sr}^2)} v_{sd1} \quad (III.11)$$

$$i_{sq} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) s + (R_s L_r^2 + R_r M_{sr}^2)} v_{sq1}$$

Du flux (III.1) et du couple (III.2) on à :

$$\Phi_r = \frac{K_F}{(s + \gamma) \left(s + \frac{1}{T_r} \right)} v_{sd1} \quad (III.12)$$

$$\text{Avec } \gamma = \frac{R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}}{\sigma L_s} \text{ ; } K_F = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r}.$$

La forme générale d'un régulateur PI est : $PI(s) = K_p + K_i/s$.

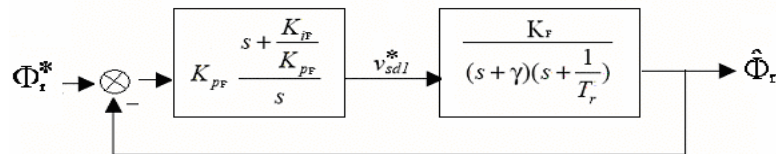


Fig. III.4 Schéma en boucle fermée d'un régulateur de flux.

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit $\left(s + \frac{1}{T_r}\right)$ par $\left(s + \frac{K_{iF}}{K_{pF}}\right)$, ce qui se traduit par la condition $\frac{K_{iF}}{K_{pF}} = \frac{1}{T_r}$.

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$s^2 + \gamma \cdot s + K_p K_F$$

Donc :

$$K_{pF} = \frac{\gamma^2}{4\zeta_F^2 K_F}, K_{iF} = \frac{1}{T_r} K_{pF}.$$

III.3.2.2. REGULATEUR DE COUPLE

De l'équation (III.2) de couple et du système (III.10) on à :

$$\hat{C}_{em} = \frac{K_C}{s + \gamma} v_{sgl}.$$

Avec $K_C = \frac{pM_{sr} \hat{\Phi}_r}{\sigma L_s L_r}.$

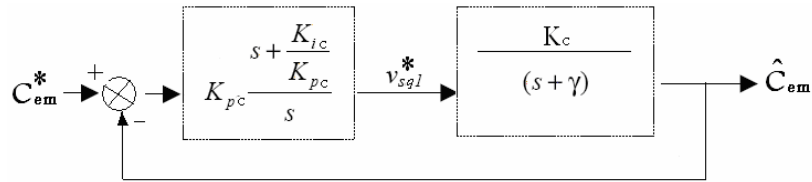


Fig. III.5 Schéma en boucle fermée d'un régulateur de couple.

Compensons le pôle $(s + \gamma)$ par $\left(s + \frac{K_{ic}}{K_{pc}}\right)$, ce qui se traduit par la condition $\frac{K_{ic}}{K_{pc}} = \gamma$.

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$1 + T_r \cdot s.$$

Avec $T_r = \frac{1}{K_{pc} K_c}$: la constante de temps.

Le régime transitoire est **apériodique** et le temps de réponse τ_r est défini par l'instant où la grandeur de sortie vaut 95 % de la valeur finale donnée lorsque le temps t devient infini, soit :

$$\tau_r = 3T_r$$

Pour un temps de réponse imposé $\tau_{rc}(5\%) :$

$$\tau_{rc} = 3 \frac{1}{K_{pc} K_c}.$$

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Donc:

$$K_{pc} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{p M_{sr} \hat{\Phi}_r \tau_{rc}} \cdot K_{ic} = \gamma K_{pc}.$$

III.3.2.3. REGULATEUR DE VITESSE

Nous avons :

$$\hat{\Omega} = \frac{1}{Js + F} (C_{em}^* - C_r).$$

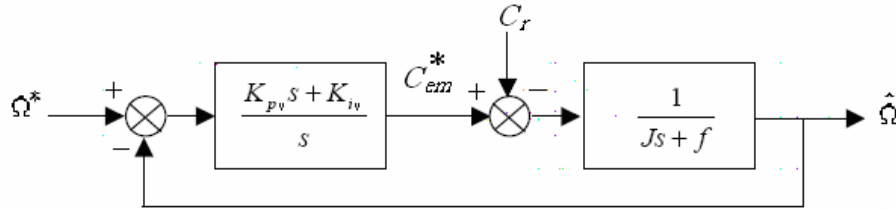


Fig. III.6 Schéma en boucle fermée d'un régulateur de vitesse.

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$s^2 + \frac{(K_{pv} + F)}{J} s + \frac{K_{iv}}{J}. \quad \text{Donc : } K_{pv} = 2J\xi\omega_n - F \quad K_{iv} = \omega_n^2 J$$

Les paramètres de régulation et les différents blocs de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté IRFOC sont présentés en annexe C.

III.3.3. COMMANDE AVEC ESTIMATION DE VITESSE

L'estimation de la vitesse mécanique est basée sur l'expression (III.3) encore connue sous l'appellation de relation d'autopilotage (voir § III.2.3). Cette méthode est attractive pour sa faible consommation en calcul et l'utilisation des grandeurs bien souvent déjà calculées par la stratégie de contrôle de la machine. [ARC 99] [BAA 92] [OUR 95]

Si on connaît parfaitement les paramètres de la machine, les résultats obtenus lors de l'application de cette méthode d'estimation sont bons (Fig. III.7), parce que le couple et le flux estimés sont tout à fait découplés, même dans des conditions de fonctionnement variables (variation sur la référence de vitesse et du couple de charge, sans modifier les paramètres de la machine).

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ

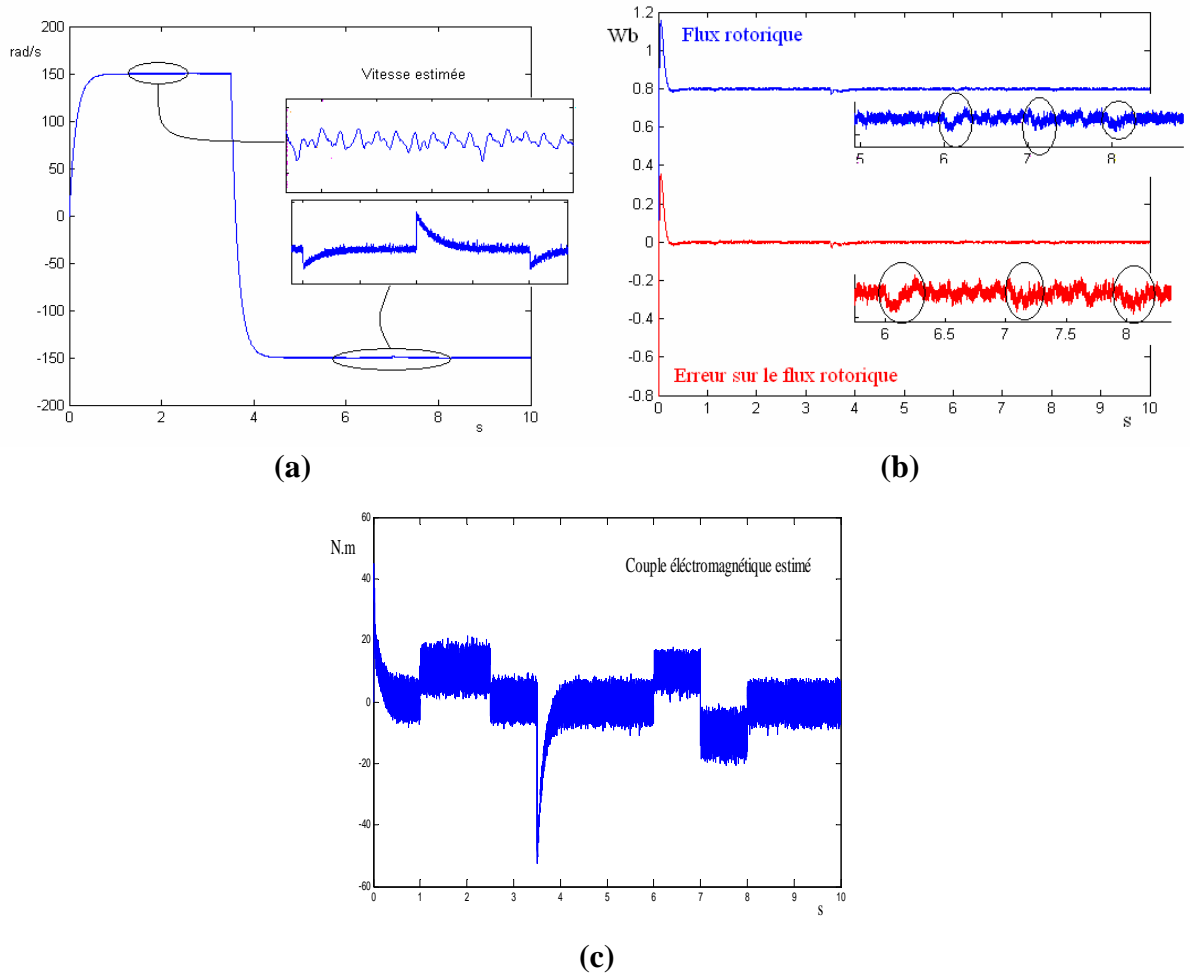


Fig. III.7 IRFOC avec estimation de vitesse, connaissance des paramètres exacts de la MAS
(a) Vitesse, (b) Flux et erreur sur le flux rotorique, (c) Couple électromagnétique.

III.4. LIMITATION DE L'IRFOC BASE SUR LES ESTIMATEURS

Comme il indique au § III.2.3 la méthode d'orientation indirecte du flux rotorique souffre de l'effet de la variation des paramètres de la machine, la modification sur les paramètres perturbe le contrôle (Fig. III.8, Fig. III.9 et Fig. III.10), surtout au niveau du découplage, parce que ceci est basé sur le modèle inverse de la machine utilisant des paramètres fixes, nous avons donc conclu sur la nécessité d'adopter un système de correction en ligne de l'effet de ces paramètres (estimateurs des paramètres pour mettre à jour celles dans les régulateurs), dans le but de pouvoir soutenir les performances dynamiques de l'entraînement à flux orienté. Ce système est utilisé pour maintenir le découplage et renforcer la robustesse de l'entraînement vis à vis de la variation des paramètres.

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

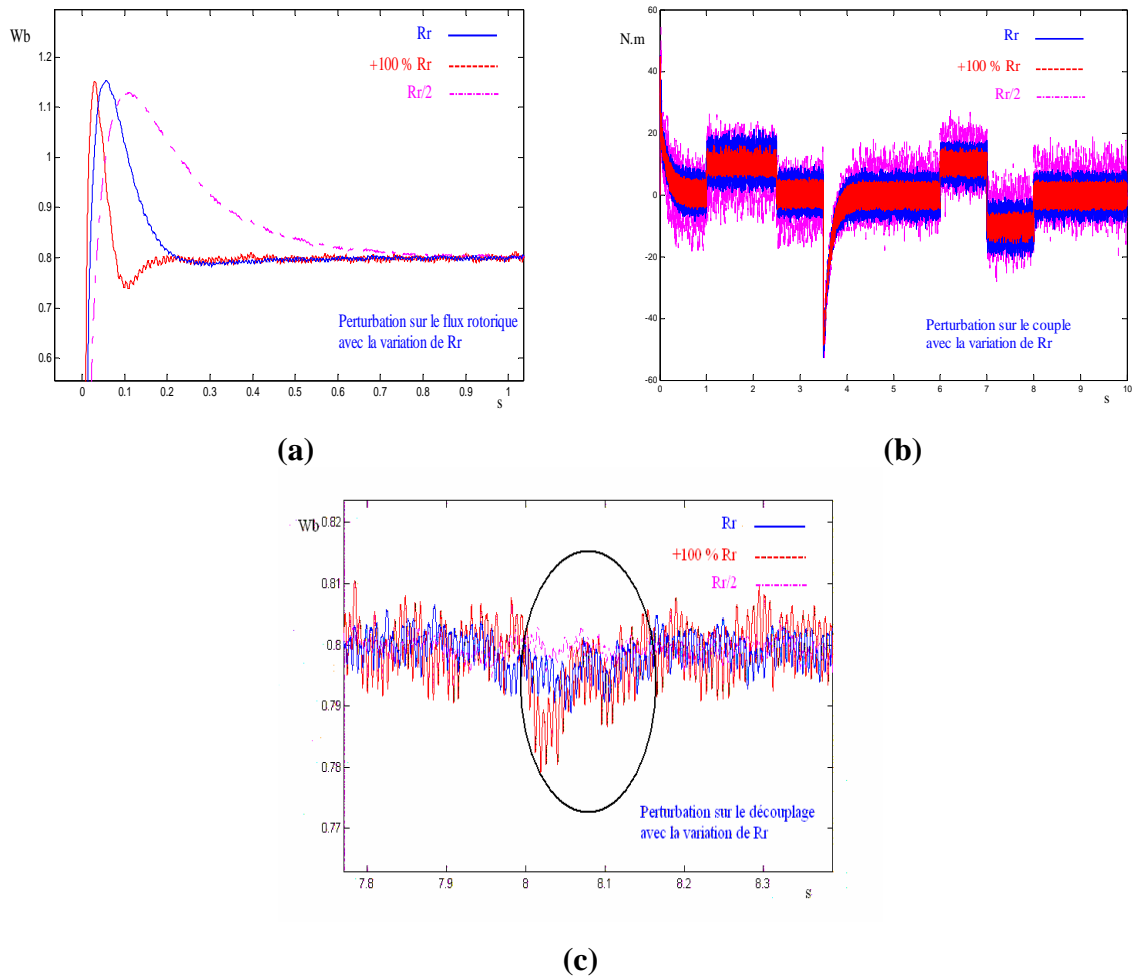


Fig. III.8 IRFOC avec estimation de vitesse, variation sur la résistance rotorique
(a) Perturbation sur le flux, (b) perturbation sur le couple, (c) perturbation sur le découplage.

Or il existe d'autres méthodes de contrôle utilisant l'IRFOC, basées sur l'approche de la non linéarité du processus, adaptatives ou aux structures variables. Ces méthodes peuvent être améliorées par l'emploi des observateurs des variables d'état de la commande (la vitesse de rotation, la position, le flux rotorique....) sans avoir connaître les paramètres de la machine. La combinaison entre eux donne des résultats très corrects permettant à la machine asynchrone de fonctionner convenablement dans une grande plage de vitesse de rotation ou du couple de charge. Le chapitre IV sera consacré à l'étude détaillée de ces méthodes.

III.5. CONCLUSION

Exposée dans ce chapitre, la commande vectorielle permet un découplage entre le couple et le flux dans les machines asynchrones grâce à une orientation du flux rotorique. Ceci conduit à les contrôler de manière congénère à celles des machines à courant continu à excitation séparée (avec un flux constant).

Cependant le schéma du contrôle à flux rotorique orienté souffre des limitations d'ordre technique (dans le cas d'une orientation directe) et autres d'ordre intrinsèque (dans le cas de la commande indirecte), ces dernières sont liées aux variations des paramètres de la machine lors du fonctionnement.

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

Les résultats obtenus assurent que, pour un comportement plus réaliste, les variations des paramètres de la machine doivent être prises en considération. Parce qu'elles exercent une influence réelle sur le comportement dynamique de l'entraînement.

Le dépassement de ce problème nous a obligé à employer d'autres techniques de contrôle, ou on ne trouve pas les paramètres de la machine dans leurs structures, parmi elles, des techniques plus ou moins attirantes surtout au niveau de leur implantation dans le processus.

Le chapitre IV sera consacré à l'étude de ces différentes techniques.

CHAPITRE : 4

*Les Différentes Techniques
D'observation
Et Amélioration De La Commande
Sans Capteur De Vitesse*



CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Résumé:

Cette quatrième partie de la thèse est consacrée à l'étude des différentes techniques d'observation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone et, si possible, le couple de charge. L'objectif visé est la réalisation d'un contrôle sans capteur de vitesse, adapté à l'application de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

Sommaire:

IV.1. INTRODUCTION

IV.2. MODELES DES OBSERVATEURS

IV.2.1. OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES LINEAIRES

IV.2.2. OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES

IV.2.3. OBSERVATEURS DE TYPE DETERMINISTES

IV.2.4. OBSERVATEURS DE TYPE STOCHASTIQUES

IV.2.5. OBSERVATEURS D'ORDRE COMPLET

IV.2.6. OBSERVATEURS D'ORDRE REDUIT

IV.3. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR DE LUENBERGER POUR LA VITESSE ET LE COUPLE DE CHARGE

IV.4. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR DE KALMAN

IV.5. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR PAR LA TECHNIQUE MRAS

IV.6. ETUDE COMPARATIVE DES DIFFERENTES STRUCTURES ET CHOIX D'UNE COMMANDE

IV.7. AMELIORATION DU CONTROLE PAR L'APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE ET LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

IV.7.1. LA COMMANDE AVEC LA LOGIQUE FLOUE

IV.7.1.1. HISTORIQUE

IV.7.1.2. LA NECESSITE TECHNIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE

IV.7.1.3. STRUCTURE DU REGULATEUR F-PI UTILISE

IV.7.1.4. SIMULATION DE LA COMMANDE AVEC DES REGULATEURS

F-PI

1- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER

2- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE KALMAN

3- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR A MRAS

IV.7.2. LA COMMANDE AVEC LE MODE DE GLISSEMENT

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.7.2.1. HISTORIQUE

*IV.7.2.2. DEFINITION ET NECESSITE TECHNIQUE DE LA COMMANDE
AVEC LE MODE DE GLISSEMENT*

IV.7.2.3. STRUCTURE DE LA CSSV-MG

IV.7.2.3.1 CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT

IV.7.2.3.2 CONDITIONS DE CONVERGENCE

IV.7.2.4. THEORIE DE LA COMMANDE

IV.7.2.5. CALCUL DES REGULATEURS POUR LA CSSV-MG

IV.7.2.5.1 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DE LA VITESSE MECANIQUE Ω

IV.7.2.5.2 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU COURANT I_{s0}

IV.7.2.5.3 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU FLUX Φ_r

IV.7.2.5.4 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU COURANT I_{sd}

IV.7.2.6. SIMULATION DE LA COMMANDE CSSV-MG

- 1- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER
- 2- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE KALMAN
- 3- SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR A MRAS

**IV.8. ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE AVEC UN
REGULATEUR F-PI ET LA CSSV-MG**

IV.9. CONCLUSION

IV.10. BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.1. INTRODUCTION

Dans la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, la connaissance de la vitesse de rotation et de la position du flux statorique est très nécessaire parce qu'elles apparaissent directement dans le contrôle du flux et du couple. Donc, les capteurs de ces grandeurs sont importants pour compléter le schéma de commande du variateur de vitesse de la machine asynchrone. Toutefois, ces capteurs créent un point faible dans l'ensemble des éléments construisant notre système, puisque ils sont sensibles aux variations et aux mouvements de la machine entraînée.

Si l'application industrielle le permet, le capteur de vitesse peut être remplacé par un estimateur, cependant, comme cité dans le chapitre précédent, les informations données par l'estimateur sont erronées à cause de l'influence de la variation des paramètres de la machine, ce qui provoque une divergence dans le système de commande, qui devient difficile à contrôler.

Dans ces conditions, l'intervention des nouvelles méthodes pour reconstruire les informations, sur la vitesse de rotation, est capitale. Dans ce chapitre, celles-ci sont surtout utilisées dans les montages avec observateurs, pour cela nous développerons tout au long du chapitre l'implantation d'observateurs dans les stratégies de commande adoptées. Lesquelles seront améliorées avec des techniques de régulation intelligentes. En fin de chapitre une étude comparative entre le temps de calcul nécessaire, la robustesse et les performances du fonctionnement est développée. Les résultats proposés seront exploités afin de choisir une structure d'observation acceptable.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.2. MODELES DES OBSERVATEURS

On prend en compte plusieurs considérations, les techniques d'observation se diffèrent en fonction de la nature du système considéré, de l'environnement considéré et de la dimension du vecteur d'état à estimer. [LAA 08] [STU 00] [DUB 80]

√ *En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories :*

IV.2.1. OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES LINEAIRES

Sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche. Ces observateurs peuvent intervenir dans les systèmes non linéaires (cas de la machine asynchrone) avec des gains fixes.

IV.2.2. OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple les observateurs à structure variables (modes glissants), que nous allons étudiés en détail dans la suite de ce chapitre.

√ *En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :*

IV.2.3. OBSERVATEURS DE TYPE DETERMINISTES

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

IV.2.4. OBSERVATEURS DE TYPE STOCHASTIQUES

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

√ *Et enfin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles :*

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.2.5. OBSERVATEURS D'ORDRE COMPLET

Ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

IV.2.6. OBSERVATEURS D'ORDRE REDUIT

Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables. Ils nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet. Notre étude est bien basée sur ce type des observateurs.

IV.3. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR DE
LUENBERGER POUR LA VITESSE ET LE COUPLE DE
CHARGE

Si on ne prend pas en considération le bruit influe sur le système à entraîner (fonctionnement dans un environnement déterministe), nous avons utilisé un Observateur de Luenberger Etendu (ELO) d'ordre 2 (Observateur d'ordre réduit) pour observer la vitesse de rotation et le couple de charge, afin de, si c'est possible, supprimer tous les capteurs mécaniques de notre modèle.

Les entrées de l'ELO sont la vitesse réelle de la machine et le courant statorique I_{sq} (on prend $\Phi_r = \text{constant}$, $\Phi_{rq} = 0$: conditions de l'IRFOC)

De (II.13) et (III.2) on prend :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} \left(p \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \cdot I_{sq} - Cr \right) - \frac{F}{J} \Omega \\ \frac{dCr}{dt} = 0 \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

Ce qui équivaut a :

$$\left\{ \begin{array}{l} X = AX + BU \\ Y = CX \end{array} \right. \quad (IV.2)$$

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

$$\text{Avec: } X = \begin{pmatrix} \Omega \\ Cr \end{pmatrix}, A = \begin{pmatrix} -\frac{F}{J} & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \frac{p}{J} \left(p \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \cdot I_{sq} \right), U = (I_{sq}), C = (1 \ 0)$$

Le modèle de l'observateur de Luenberger d'ordre 2 est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + L(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

$$\text{Avec } \hat{X} = \begin{pmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{C}r \end{pmatrix}, L = \begin{pmatrix} l1 \\ l2 \end{pmatrix}$$

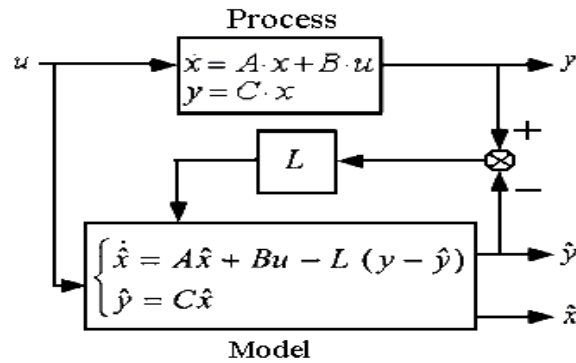


Fig. IV.1 Schéma de principe de l'observateur de Luenberger.

On obtient finalement :

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{\Omega}}{dt} \\ \frac{d\hat{C}r}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{F}{J} - l1 & -\frac{p}{J} \\ -l2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{C}r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{p}{J} \left(p \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \cdot I_{sq} \right) \\ 0 \end{pmatrix} (I_{sq}) + \begin{pmatrix} l1 \\ l2 \end{pmatrix} (\Omega) \quad (\text{IV.4})$$

Les sorties de l'observateur sont le couple de charge et la vitesse observés. Le schéma correspondant est représenté à la figure IV.2

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

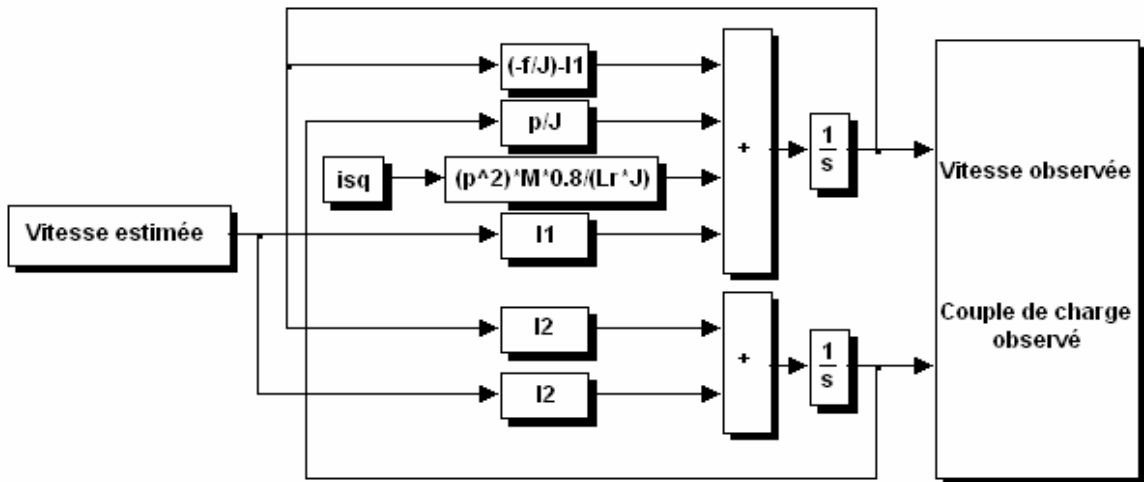


Fig. IV.2 Bloc de simulation d'un observateur de Luenberger.

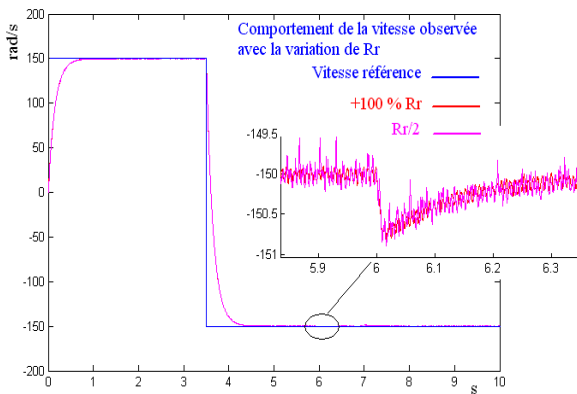


Fig. IV.3 Comportement de la vitesse observée avec la variation de Rr.

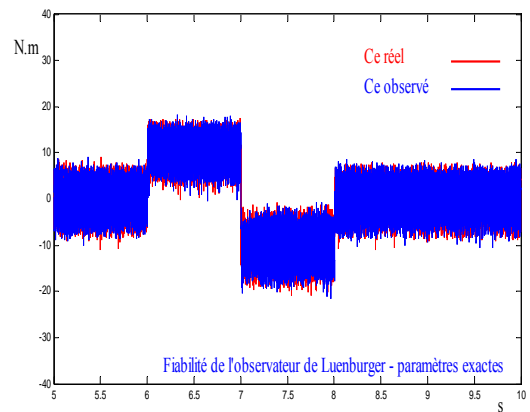


Fig. IV.4 Fiabilité de l'observateur de Luenberger paramètres exactes.

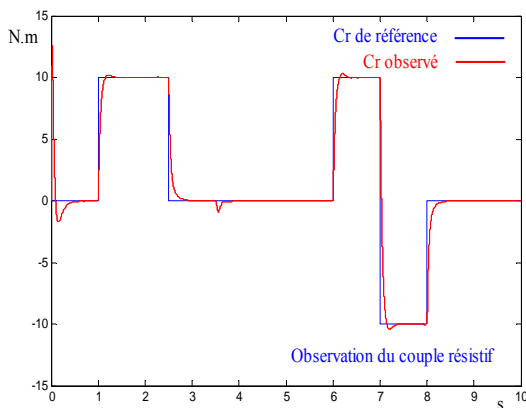


Fig. IV.5 Observation de couple de charge.

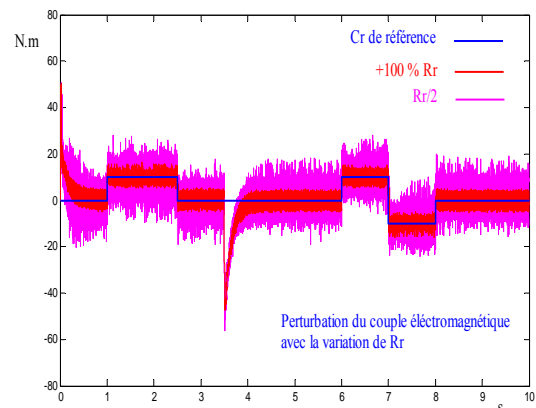


Fig. IV.6 Perturbation du couple électromagnétique avec la variation de Rr.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

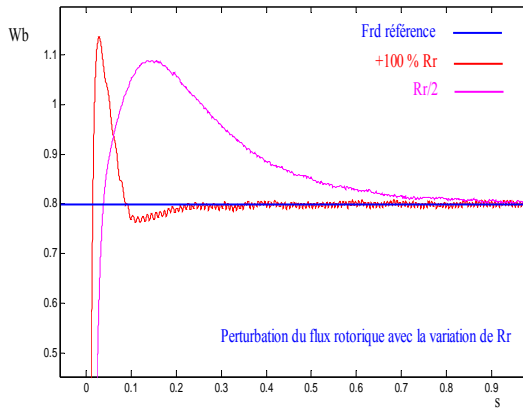


Fig. IV.7 Perturbation du flux rotorique avec la variation de R_r .

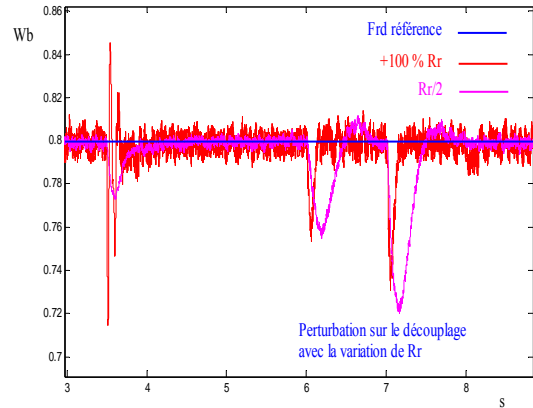


Fig. IV.8 Perturbation sur le découplage avec la variation de R_r .

IV.4. COMMANDE AVEC OBSERVATEUR DE KALMAN

Si on prend en considération les bruits influents sur le système à entraîner (fonctionnement dans un environnement stochastique), le Filtre de Kalman Etendu (EKF) est un observateur non linéaire en boucle fermée, dans la pratique, il reste sensible aux variations des paramètres surtout aux basses vitesses, et les bruits dans le système à entraîner sont colorés, c'est pourquoi la minimisation des erreurs ne peut être garantie [SHI01 00] [COM01 01] [ZEI 01] [SHI02 02] [ALR 04]

Les sorties de l'observateur sont la vitesse et la position du rotor, observées. Le schéma correspondant est représenté à la figure IV.8.

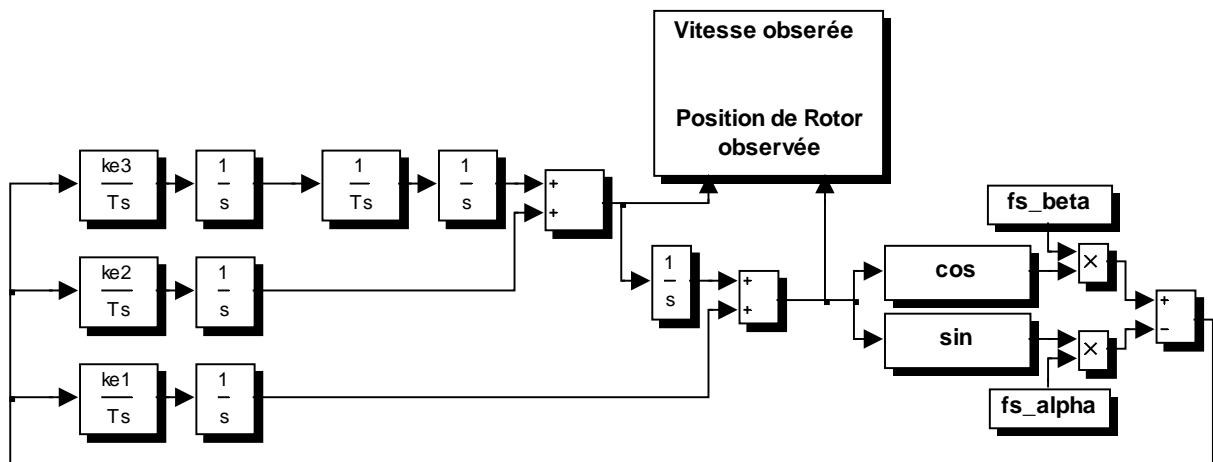


Fig. IV.9 Bloc de simulation d'un observateur de Kalman.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

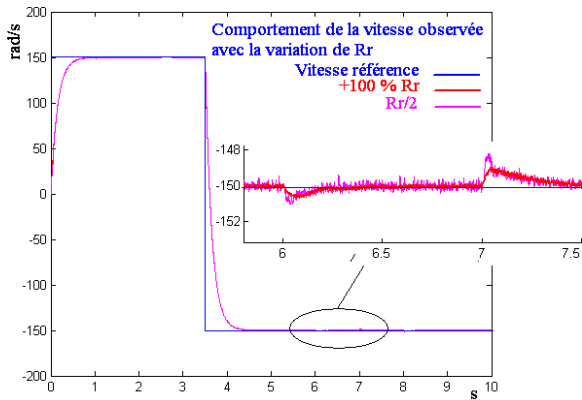


Fig. IV.10 La vitesse observée paramètres exactes.

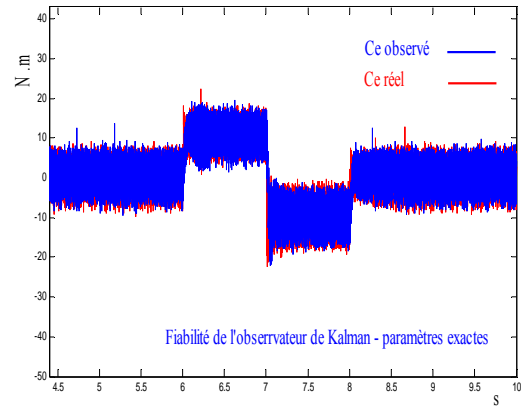


Fig. IV.11 Fiabilité de l'observateur de Kalman paramètres exactes.

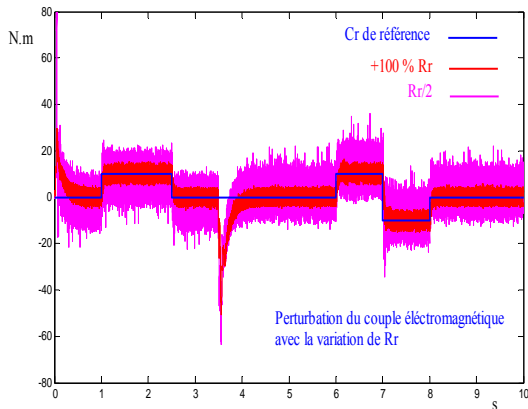


Fig. IV.12 Perturbation du couple électromagnétique avec la variation de R_r .

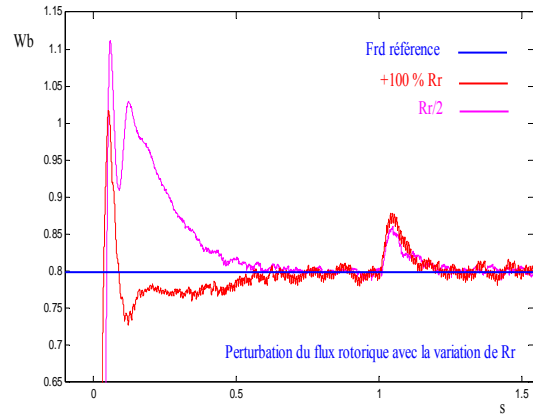


Fig. IV.13 Perturbation du flux rotorique avec la variation de R_r .

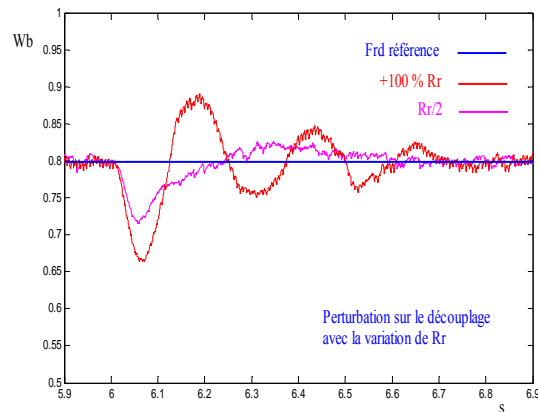


Fig. IV.14 Perturbation sur le découplage avec la variation de R_r .

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.5. COMMANDE AVEC OBSERVATION PAR LA TECHNIQUE MRAS

Cette technique est basée sur un Système Adaptatif utilisant un Modèle de Référence (MRAS) comprenant deux estimateurs de puissance réactive (de force électromotrice ou du flux) (voir figure IV.14). Le premier, n'introduisant pas la grandeur qu'on cherche à déterminer (dans ce cas la vitesse de rotation), est appelé modèle de référence (ou modèle-tension). Le second, qui est fonction de la vitesse, est appelé modèle ajustable (ou modèle-courant). L'erreur constituée par l'écart entre les sorties des deux modèles, est corrigée par un mécanisme d'adaptation qui détermine la nouvelle valeur de la vitesse observée. [CÁR01 05] [COM02 06] [KOU 06] [SCH01 89] [SCH02 92] [TAM 87].

Utilisant le modèle de la puissance réactive comme grandeur de comparaison [SUM 07], le développement mathématique est donné par la suite :

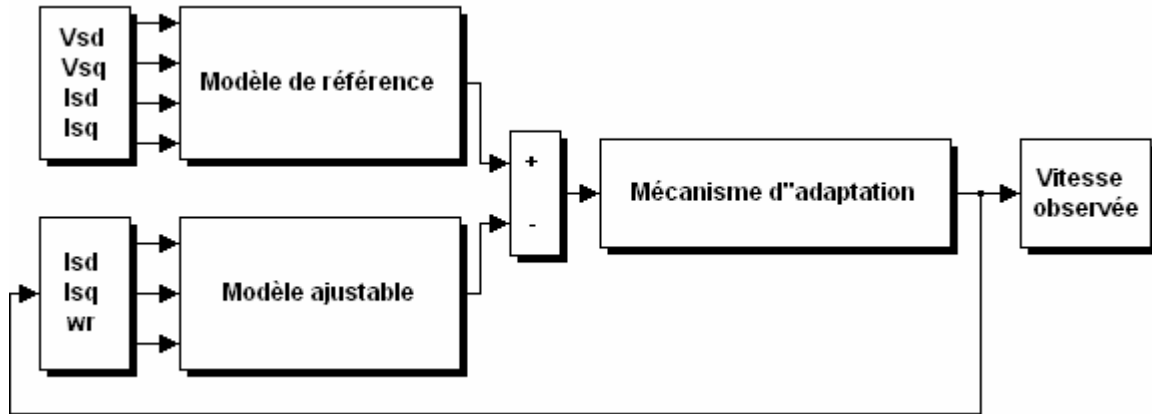


Fig. IV.15 Bloc de simulation d'un observateur basé sur MRAS

$$Q_1 = (V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}) \quad (IV.5)$$

Dans II.24 donne :

$$Q_1 = \sigma L_s (\dot{I}_{sq} I_{sd} - \dot{I}_{sd} I_{sq} + w_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2)) - \frac{M_{sr}}{L_r} (\dot{\Phi}_{rd} I_{sq} - \dot{\Phi}_{rq} I_{sd} + w_s (\Phi_{rq} I_{sq} + \Phi_{rd} I_{sd})) \quad (IV.6)$$

Avec: $\Phi_{rd} = cte = M_{sr} I_{sd}$; $\Phi_{rq} = \dot{\Phi}_{rq} = \dot{\Phi}_{rd} = \dot{I}_{sd} = \dot{I}_{sq} = 0$ donc:

$$Q_2 = \sigma L_s w_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + \frac{M_{sr}^2}{L_r} I_{sd}^2 \quad (IV.7)$$

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Comme on peut le calculer à partir des tensions et des courant directes et quadratures, on met Q_1 le modèle de référence, et Q_2 le model ajustable dépend de w_s

L'erreur entre Q_1 et Q_2 est corrigée par le mécanisme d'adaptation qui détermine la nouvelle valeur de la vitesse observée, et le feed-back vers le modèle ajustable assure la convergence de l'erreur vers le zéro désiré.

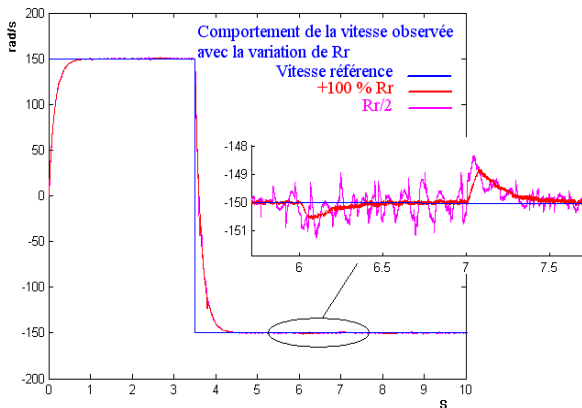


Fig. IV.16 La vitesse observée paramètres exactes.

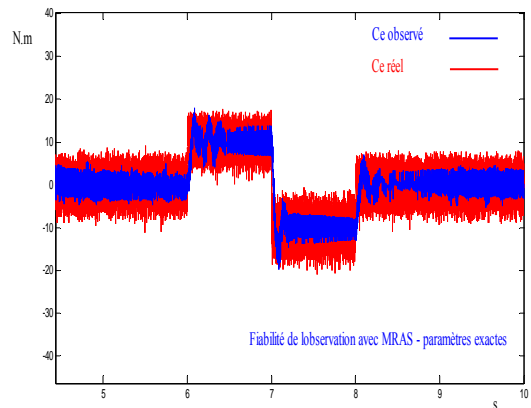


Fig. IV.17 Fiabilité de l'observateur à MRAS paramètres exactes.

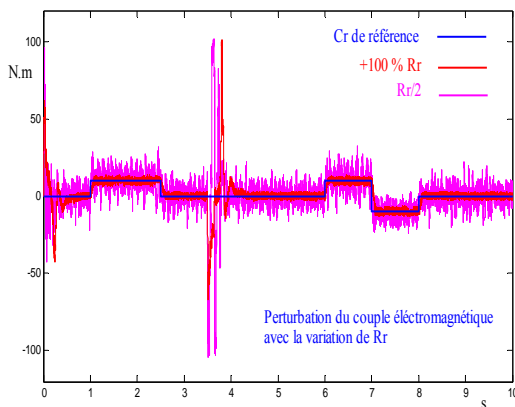


Fig. IV.18 Perturbation du couple électromagnétique avec la variation de Rr.

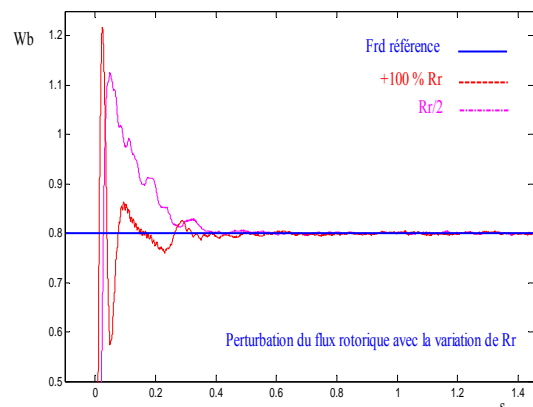


Fig. IV.19 Perturbation du flux rotorique avec la variation de Rr.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

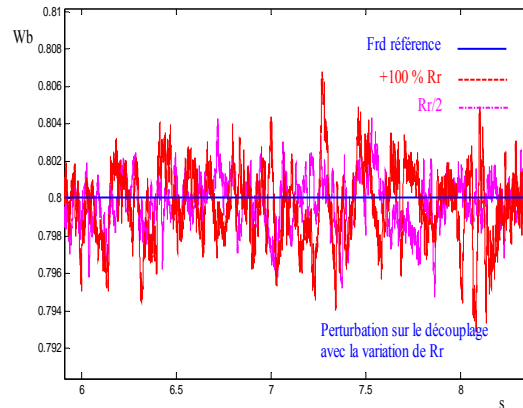


Fig. IV.20 Perturbation sur le découplage avec la variation de R_r .

IV.6. ETUDE COMPARATIVE DES DIFFERENTES STRUCTURES ET CHOIX D'UNE COMMANDE

La robustesse et les exploits du fonctionnement de la commande avec les perturbations internes et externes dans le processus (changement sur les paramètres de la machine, la vitesse de référence et le couple de charge) sont les deux critères de comparaison entre les différents types de commande présentés précédemment. Les résultats proposés seront exposés à titre de choisir une structure d'observation appropriée avec le IRFOC.

Pour juger la robustesse, nous allons suivre le comportement de temps de réponse et le dépassement dans les signaux observés (convergence temporaire) par rapport aux signaux de référence, et pour cela, nous allons effectuer des variations au niveau des références de la vitesse et du couple de charge le long de fonctionnement et à des temps distincts.

Pour les exploits du fonctionnement de la commande, le jugement sera basé sur les perturbations du découplage vues dans les courbes du couple électromagnétique et du flux rotorique, et pour cela, nous allons effectuer une augmentation de 100 % dans la résistance rotorique de la machine asynchrone (réellement trouvées à cause de l'échauffement dans le bobinage de la machine ou d'une mauvaise estimation (surestimation, sous-estimation)).

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

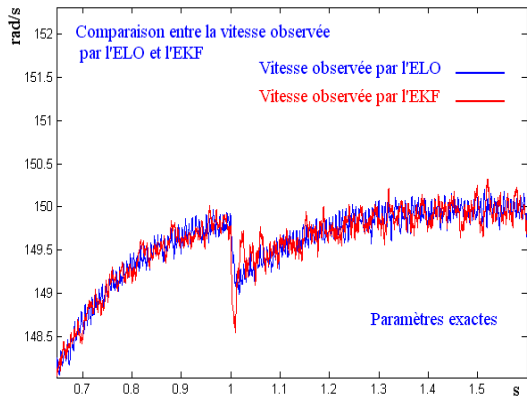


Fig. IV.21 Comparaison entre la vitesse observée par l'ELO et l'EKF.

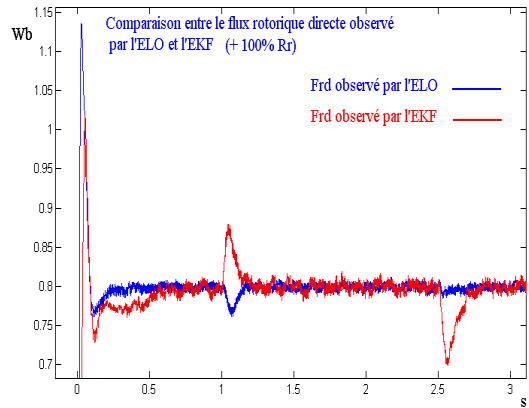


Fig. IV.22 Comparaison entre le flux rotorique observé par l'ELO et l'EKF.

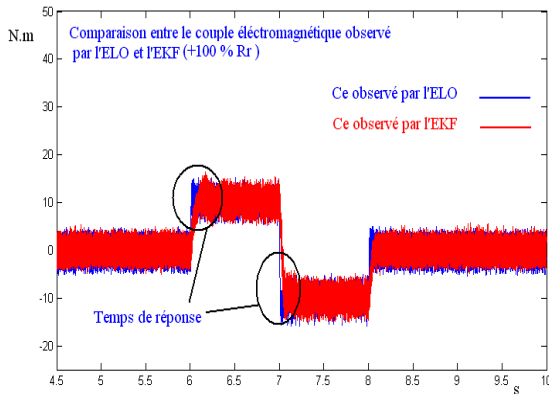


Fig. IV.23 Comparaison entre le couple électromagnétique observé par l'ELO et l'EKF.

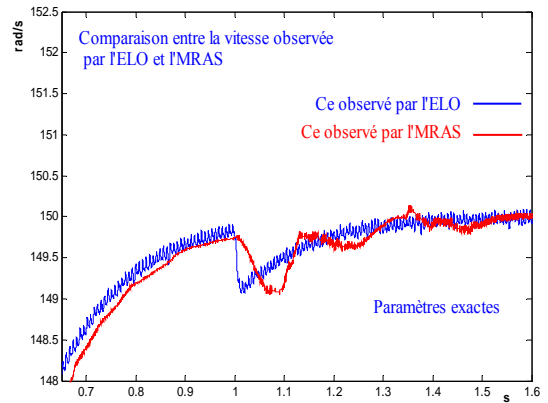


Fig. IV.24 Comparaison entre la vitesse observée par l'ELO et l'MRAS.

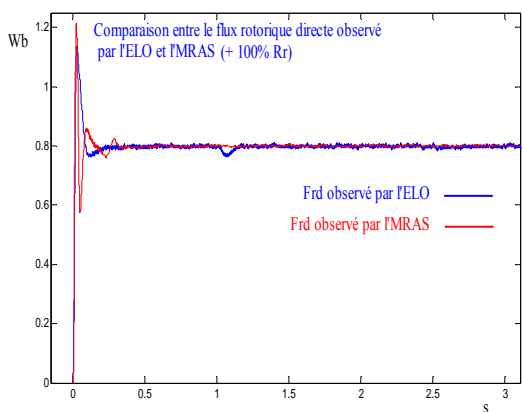


Fig. IV.25 Comparaison entre le flux rotorique observé par l'ELO et l'MRAS.

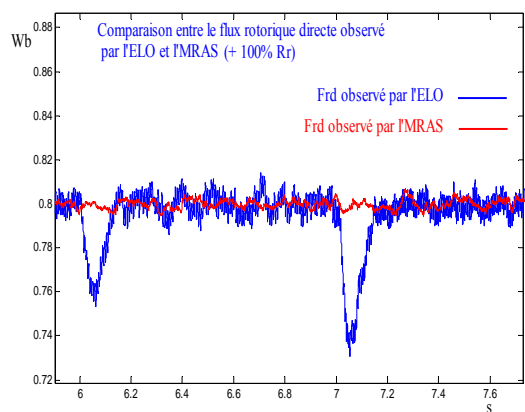


Fig. IV.26 Zoom sur Fig. IV.25 invariance sur le découplage dans l'observation par l'MRAS.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

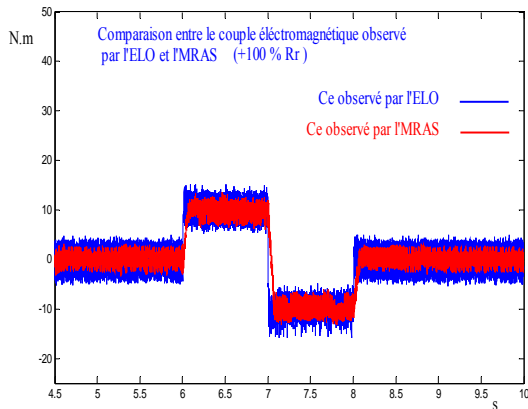


Fig. IV.27 Comparaison entre le couple électromagnétique observé par l'ELO et l'MRAS.

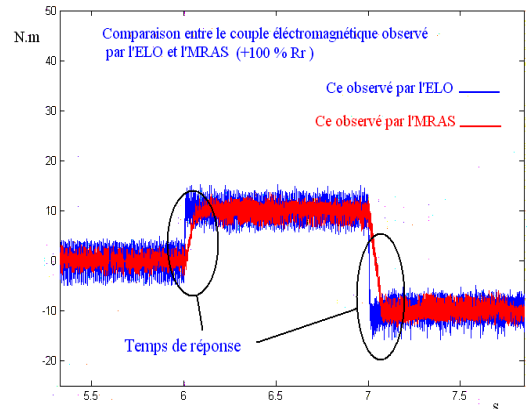


Fig. IV.28 Comparaison entre le temps de réponse du couple électromagnétique observé par l'ELO et l'MRAS.

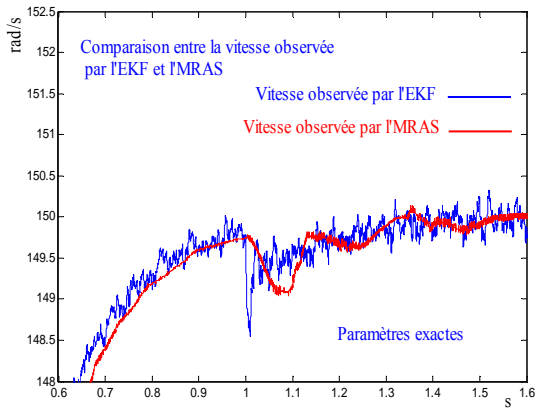


Fig. IV.29 Comparaison entre la vitesse observée par l'EKF et l'MRAS.

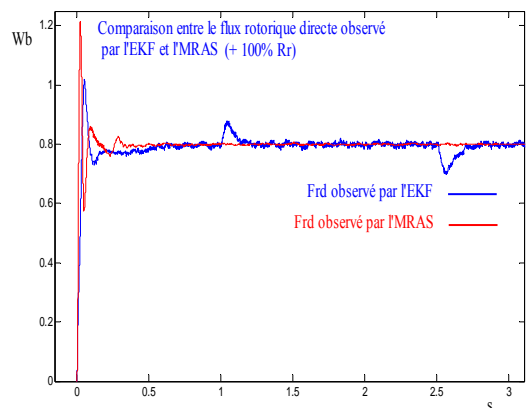


Fig. IV.30 Comparaison entre le flux rotorique observé par l'EKF et l'MRAS.

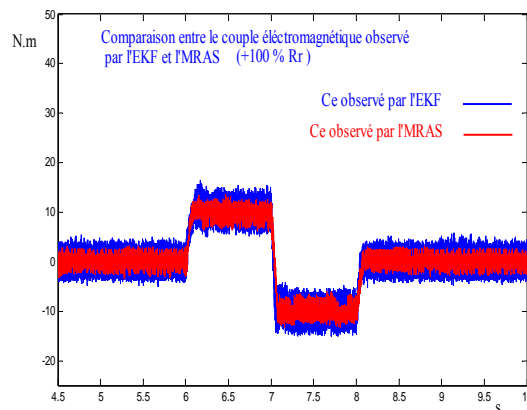


Fig. IV.31 Comparaison entre le couple électromagnétique observé par l'EKF et l'MRAS.

Les résultats d'observation de la vitesse de rotation révèlent des meilleures performances en présence des observateurs et des boucles de régulation. En général, la vitesse de

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

rotation obtenue suit sa référence avec un bon rejet des perturbations dues aux variations sur le couple de charge.

Dans la comparaison entre l'ELO et l'EKF, les figures IV.21, IV.22 et IV.23 exploitent que l'ELO est capable de capter rapidement les variations sur les références du couple de charge et de la vitesse de rotation. Le temps de réponse de l'ELO sur le couple électromagnétique dans la Fig. IV.23, et le dépassement sur la vitesse de rotation dans la Fig. IV.21 et le flux rotorique dans la Fig. IV.22 lui permet d'être préféré devant l'EKF. En plus, voire dans le tableau IV.1, le Taux de Distorsion des Harmoniques (THD), généré au niveau de la tension d'alimentation V_{sa} à la sortie de l'onduleur dans le schéma de contrôle avec l'ELO, est inférieur à celui généré dans le système contrôlé par l'EKF, ce phénomène est dû à la matrice d'erreur ajoutée dans les boucles de l'observateur Kalman, ce qui fait l'ELO le plus convenable pour les commandes à hautes performances.

Structure d'observation	THD max	THD min
EKF	1.4783	1.2189
ELO	1.4629	1.1737

Tabl. IV.1 Comparaison entre les THD des systèmes contrôlés par l'ELO et l'EKF.

Entre l'ELO et l'observateur à MRAS, le dernier donne un très bon résultat vis-à-vis les ondulations du couple électromagnétique mais avec un temps de réponse peu long par rapport à l'ELO (Fig.IV.28), aussi vu dans la courbe du flux rotorique (Fig. IV.25) le dépassement généré dans le système contrôlé avec l'MRAS au démarrage de la machine est supérieur à celui contrôlé avec l'ELO, mais le découplage est assuré même avec les agitations sur les paramètres externes du contrôle au moment où l'ELO présente peu de fluctuations aux instants de changement des références du couple de charge et de la vitesse de rotation (Fig. IV.26).

A partir de ces résultats, on peut constater que la performance du système, contrôlé par un observateur de Kalman, est insatisfaisante, nous résumons dans le tableau suivant, les spécifications de chaque observateur en terme de performances dynamiques, sensibilité et robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique, et leur comportement avec la commande [DU 95].

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Structure d'observation		Estimateur	Observateur de Luenberger	Observateur de Kalman	Observateur à MRAS
Critères de comparaison					
Performances dynamiques (Robustesse vis-à-vis la variation des références)	Temps de réponse du signal (Convergence temporaire)	Bon	Bon	Médiocre	Médiocre
	Fluctuations sur le signal	Bon	Bon	Médiocre	Bon
Sensibilité et robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique		Très sensible	Bon	Sensible	Insensible
Fonctionnement de la commande (perte de découplage)		Mauvais	Performant	Mauvais	Très performant

Tabl. IV.2 Tableau récapitulatif des principales spécifications des observateurs étudiés

À partir du tableau, si nous comparons les trois dernières méthodes d'observation, nous pouvons tirer que l'EKF ne peut donner des résultats agréables pour la commande à hautes performances, autant que les deux autres ont presque, les mêmes spécifications, sauf que l'observateur à MRAS admet un temps de réponse relativement long par rapport au l'ELO mais avec une meilleure assurément de découplage lors du fonctionnement.

L'auteur Shi K. L., dans la référence [SHI01 00] à fait une étude sur l'estimation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone utilisant l'observateur de Kalman étendu, il a trouvé que l'EKF n'est plus capable de suivre la référence de la vitesse dans le cas où les paramètres de la MAS sont variables (Fig. IV.32 & Fig. IV.33).

CHAPITRE IV

LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

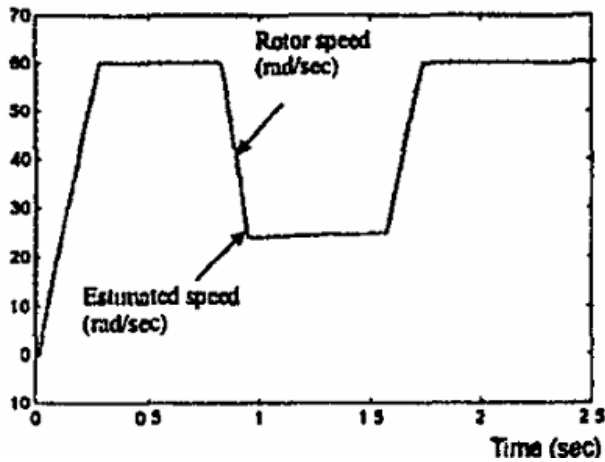


Fig. IV.32 Observation de la vitesse avec EKF paramètres exactes de la machine

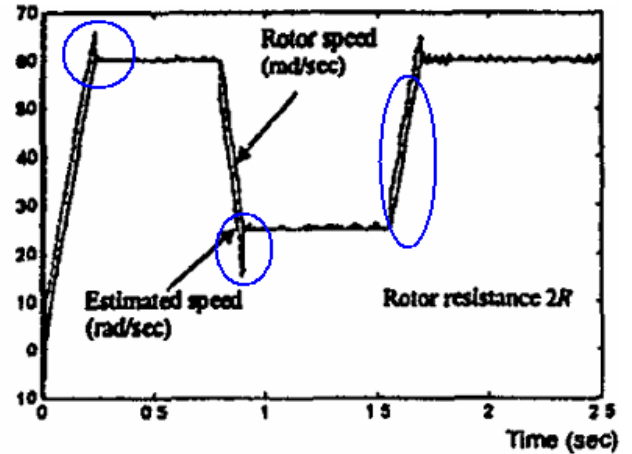


Fig. IV.33 Observation de la vitesse avec EKF variation de 100% de R_r [SHI01 00]

Afin d'améliorer l'observation, nous allons développer, par la suite, des méthodes avancées employant les techniques dites "Intelligentes" sur notre processus de contrôle. Ces techniques agissent fondamentalement sur les contrôleurs que les simples structures usitées, dans notre cas, on remplace le correcteur PI par un PI-Flou, ou par un correcteur glissant dans la sortie de l'observateur.

IV.7. AMELIORATION DU CONTROLE PAR L'APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE ET LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

IV.7.1. LA COMMANDE AVEC LA LOGIQUE FLOUE

IV.7.1.1. HISTORIQUE

La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en *intelligence artificielle*. En réalité elle existait déjà depuis longtemps, ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "*logique à valeurs multiples*" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe *Max Black* a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur *Lotfi A. Zadeh* de l'université de Californie de Berkeley. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commence à se répandre sur une grande échelle [BAG01 99] [KHE 07]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie était appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [TOU 08].

IV.7.1.2. LA NECESSITE TECHNIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE

Le point négatif d'un correcteur PI est que leur équation caractéristique, dans le calcul des éléments Kp et Ki , fait appel aux paramètres de la machine (voir § III.3.2). Ce qui nous donne, dans le cas des variations dans ces paramètres (l'échauffement de la machine, sur ou sous-estimation), une mauvaise correction non contrôlable. Donc, et pour résoudre ce problème, on utilise des éléments flous permettant d'obtenir un réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies.

Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques [DAR 99] [BÜH02 94] [MEN01 95].

Dans la suite, nous allons développer la structure fondamentale de notre régulateur flou F-PI, et la procédure de la conception de la commande utilise ce régulateur dans sa stratégie

IV.7.1.3. STRUCTURE DU REGULATEUR F-PI UTILISE

Dans notre cas du réglage par logique floue, on utilise des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires dans la fuzzification (Fig.IV.34). Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites réparties dans " $r = trois$ " univers de discours, dont le nombre " $m_i = sept$ " ensembles flou dans chaque univers, donc " $n_{max} = vingt et un$ " est le nombre maximal des règles floues (équation IV.5) à définir par l'expert.

$$n_{max} = \prod_{i=1}^r m_i \tag{IV.5}$$

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

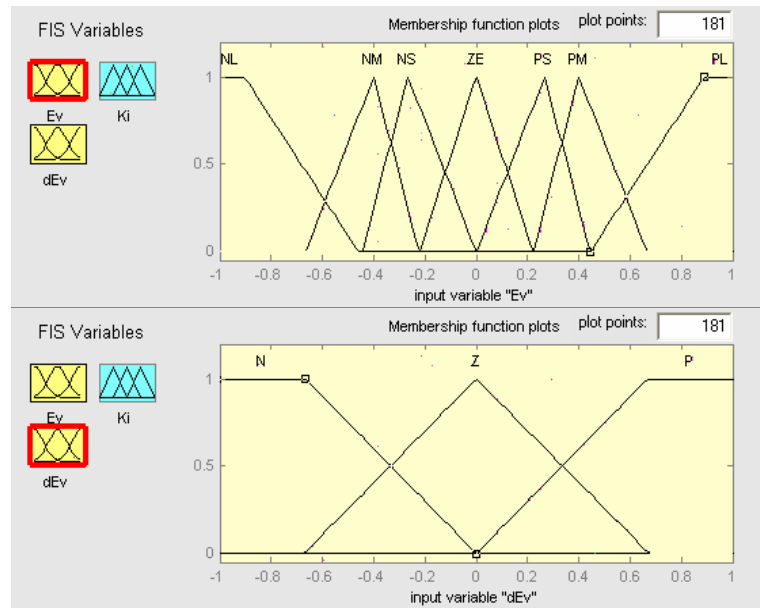


Fig. IV.34 Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification

La méthode d'inférence qui lie les règles fait appel aux opérateurs Max-min (inférence de Mamdani), ce moteur fournit les informations floues pour la variable de sortie du contrôleur. La stratégie de la défuzzification utilisée est celle de la détermination du centre de graviter, avec des fonctions d'appartenance de même type que l'entrée (Fig. IV.35).

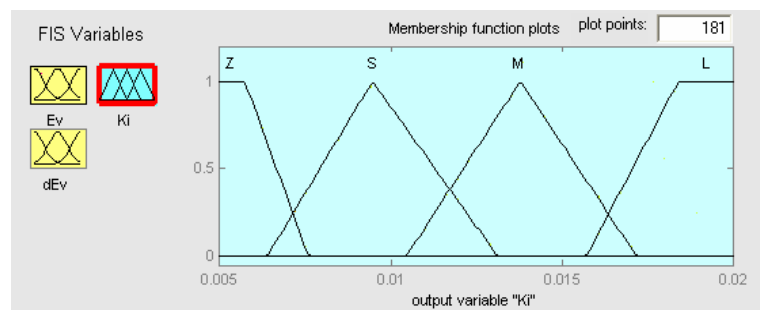


Fig. IV.35 Fonctions d'appartenance utilisées dans la défuzzification

- Les entrées du régulateur de **vitesse** sont :

$$Ev \text{ (l'erreur sur la vitesse de rotation)} = \Omega^* - \hat{\Omega}$$

$$dEv \text{ (la dérivée de l'erreur sur la vitesse de rotation)} = \frac{d}{dt}(\Omega^* - \hat{\Omega}).$$

- Les entrées du régulateur du **couple électromagnétique** sont :

$$EIsq \text{ (l'erreur sur le courant statorique en quadrature)} = Isq^* - \hat{Isq}$$

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

$$dEIsq \text{ (la dérivée de l'erreur sur le courant statorique en quadrature)} = \frac{d}{dt}(Isq^* - \hat{Isq}).$$

- Les entrées du régulateur du **flux rotorique** sont :

$$EIsd \text{ (l'erreur sur le courant statorique en quadrature)} = Isd^* - \hat{Isd}$$

$$dEIsd \text{ (la dérivée de l'erreur sur le courant statorique en quadrature)} = \frac{d}{dt}(Isd^* - \hat{Isd}).$$

Tandis que ces sorties sont les éléments **Ki** du régulateur PI classique.

Le schéma bloc d'un régulateur F-PI est représenté dans la figure IV.35.

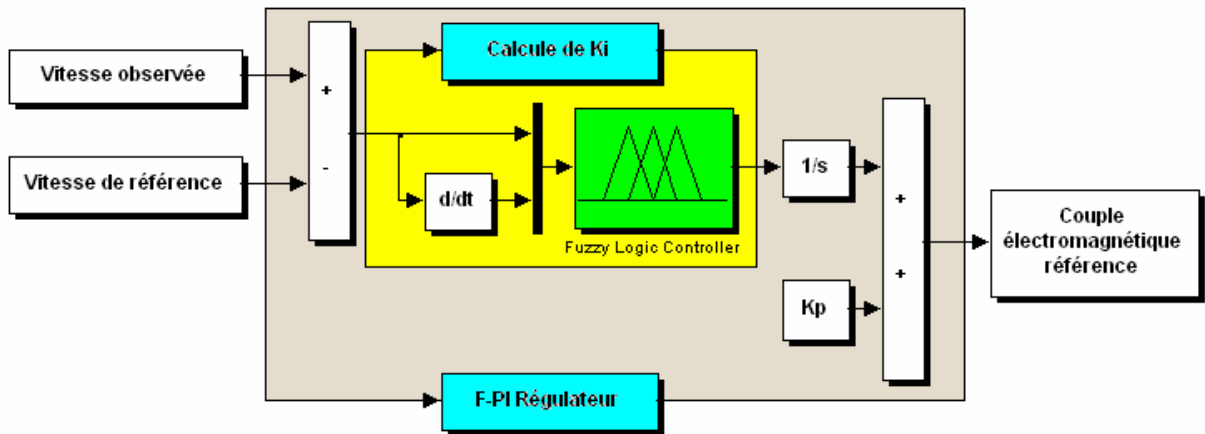


Fig. IV.36 Bloc de simulation du régulateur F-PI proposé

Il utilise la présentation linguistique suivante: NL (Negative Large), NM (Negative Medium), NS (Negative Short), ZE (Zero), PS (Positive Short), PM (Positive Medium), PL (Positive Large), les règles floues du régulateur proposé sont données dans le tableau IV.3. Elles se formulent comme suit :

Si E_v est **NL** et ΔE_v est **N** donc K_i est **ZE**.

$\Delta E_v \backslash E_v$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
N	ZE	S	M	L	M	S	ZE
ZE	ZE	S	M	L	M	S	ZE
P	ZE	M	L	L	L	M	ZE

Tabl. IV.3 Les règles d'inférence floues utilisée dans le F-PI proposé

IV.7.1.4. SIMULATION DE LA COMMANDE AVEC DES REGULATEURS F-PI

Les régulateurs F-PI proposés remplacent les régulateurs PI classiques et s'appliquent aux toutes les méthodes de commande précédemment présentées. Dans les mêmes formalités de

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

contrôle (références du couple de charge et de la vitesse de rotation, augmentation de 100% dans la résistance rotorique), les résultats de simulation avec Simulink de Matlab sont donnés comme suit.

1. SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER

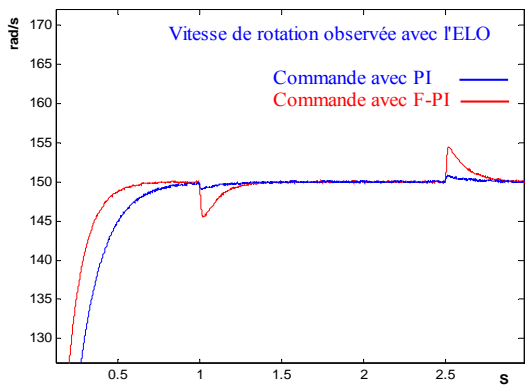


Fig. IV.37 La vitesse observée avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI

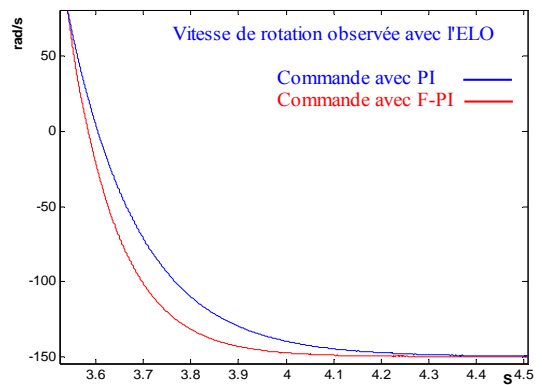


Fig. IV.38 Zoom sur la vitesse observée avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI

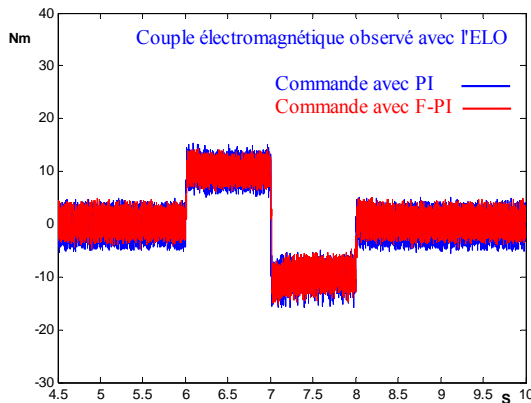


Fig. IV.39 Le couple électromagnétique observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI

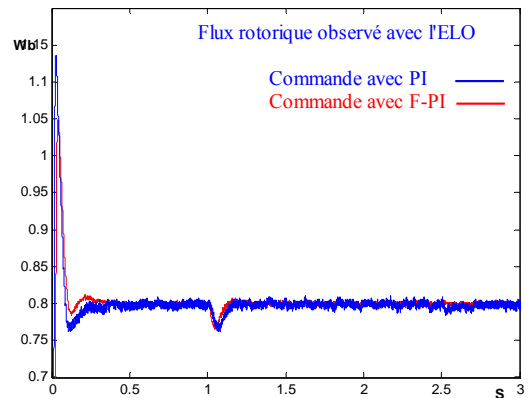


Fig. IV.40 Le flux rotorique observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI

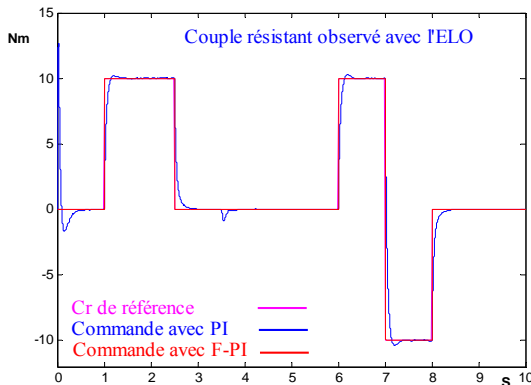


Fig. IV.41 Le couple de charge observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI

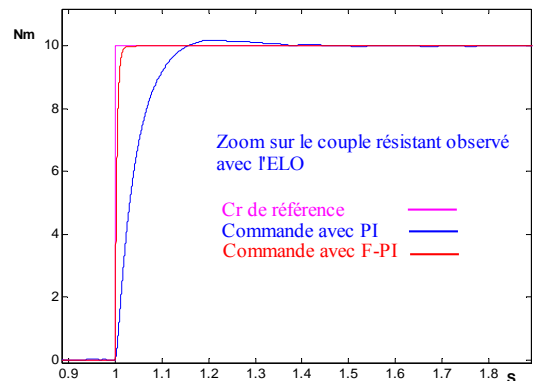


Fig. IV.42 Zoom sur le couple de charge observé avec l'ELO utilisant le régulateur F-PI

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

2. SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE KALMAN

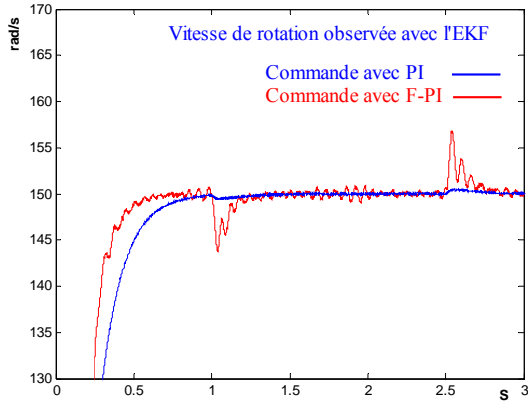


Fig. IV.43 La vitesse observée avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI

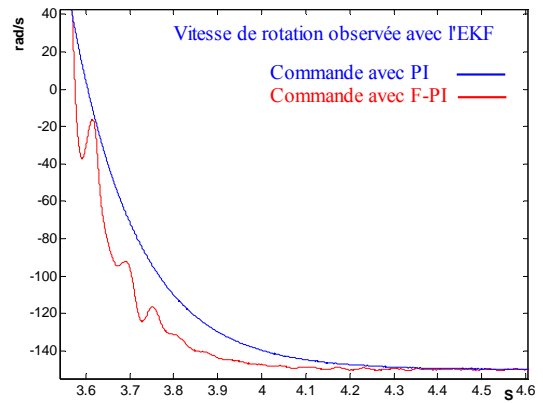


Fig. IV.44 Zoom sur la vitesse observée avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI

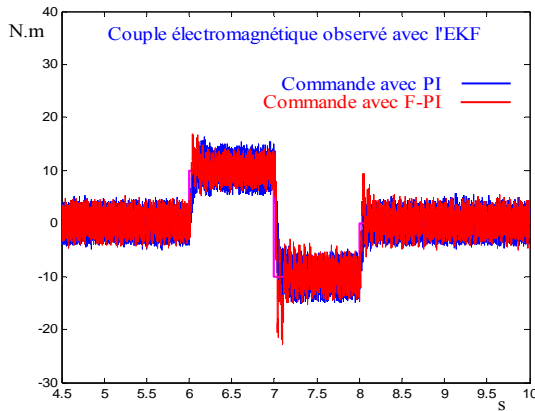


Fig. IV.45 Le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI

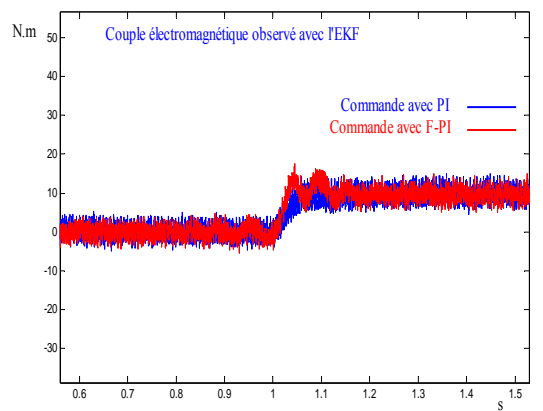


Fig. IV.46 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI

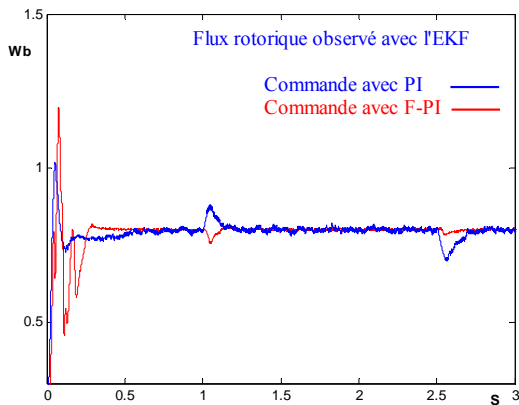


Fig. IV.47 Le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI

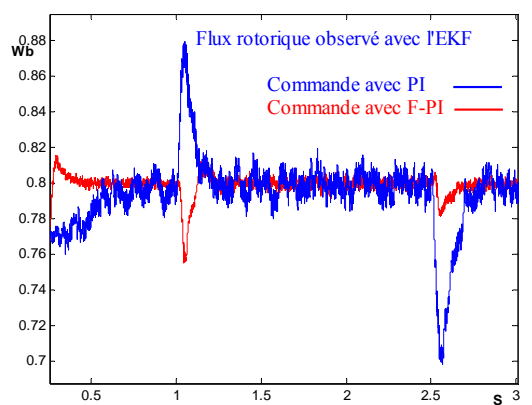


Fig. IV.48 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant le régulateur F-PI

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

3. SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR A MRAS

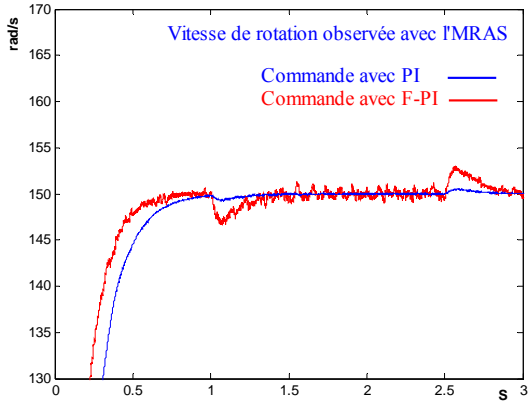


Fig. IV.49 La vitesse observée avec l'MRAS utilisant le régulateur F-PID

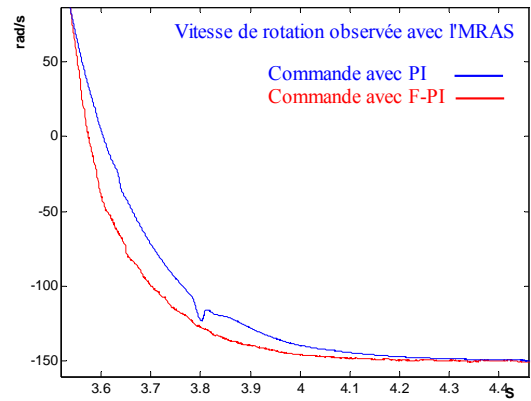


Fig. IV.50 Zoom sur la vitesse observée avec l'MRAS utilisant le régulateur F-PID

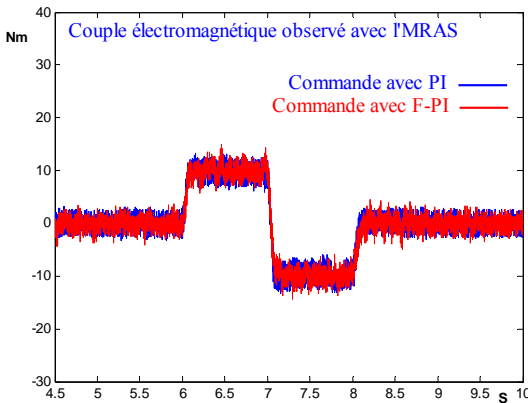


Fig. IV.51 Le couple électromagnétique observé avec l'MRAS utilisant le régulateur F-PID

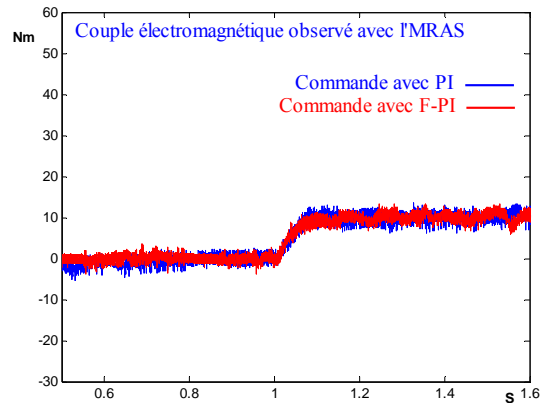


Fig. IV.52 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'MRAS utilisant le régulateur F-PID

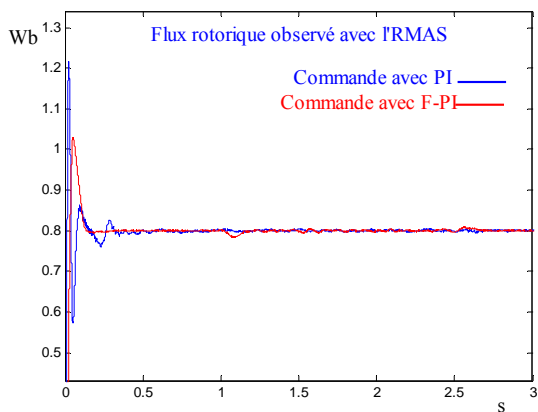


Fig. IV.53 Le flux rotorique observé avec l'MRAS utilisant le régulateur F-PID

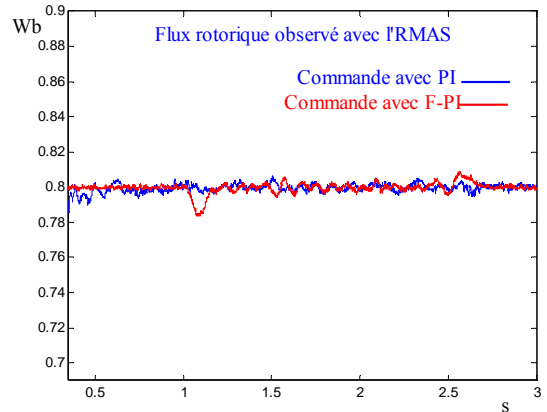


Fig. IV.54 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'MRAS utilisant le régulateur F-PID

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Les résultats trouvés montrent la fiabilité d'un régulateur PI flou pour la commande vectorielle sans capteur de vitesse mais, malheureusement, ne répond pas aux exigences fondamentales du l'IRFOC (Performances dynamiques et robustesse vis-à-vis le changement sur les références de vitesse et du couple de charge) et surtout ce qui concerne la perte de découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

C'est vrai que le F-PI améliore le temps de réponse des signaux figurés (Fig. IV.37, Fig. IV.38, Fig. IV.42, Fig. IV.43, Fig. IV.44, Fig. IV.49 et Fig. IV.50) avec tous les types des observateurs, cependant, il provoque des fluctuations énormes (Fig. IV.43, Fig. IV.49 et Fig. IV.54) et des dépassements des consignes (Fig. IV.37, Fig. IV.43, Fig. IV.45, Fig. IV.49 et Fig. IV.54), ce qui nous oblige d'être circonspect devant l'utilisation de ce type de régulation.

IV.7.2. LA COMMANDE AVEC LE MODE DE GLISSEMENT

IV.7.2.1. HISTORIQUE

Le mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin [UTK01 77] à partir des résultats des études du mathématicien Filipove sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par Slotine [SLO01 84] [SLO02 85] [SLO03 91], et au Japon par Young, Harashima et Hashimoto [YOU 78] [HAR01 85] [HAS01 86] [HAS02 88]. Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [SAB01 81] [SAB02 89] [SLO03 91] [NEM 02].

IV.7.2.2. DEFINITION ET NECESSITE TECHNIQUE DE LA COMMANDE AVEC LE MODE DE GLISSEMENT

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation, ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant [HUN 93]. Dans la Commande des Systèmes à Structure Variable par Mode de Glissement (CSSV-MG), la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée d'y rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement. [SLO01 84][HUN 93]. De plus amples détails peuvent être trouvés dans les ouvrages [EDW 98] [PER 02] [UTK01 77]

IV.7.2.3. STRUCTURE DE LA CSSV-MG

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [HUN 93] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

IV.7.2.3.1 CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Nous trouvons dans la littérature des différentes formes de la surface de glissement, et chaque surface présente de meilleures performances pour une application donnée [SLO01 84]. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire.

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par : [KER 99]

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} . e(x) \quad (IV.6)$$

Avec :

$e(x)$ est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = x - \hat{x}^*$

λ_x est une constante positive .

r est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [MAH 99].

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

IV.7.2.3.2 CONDITIONS DE CONVERGENCE

La condition de convergence est le critère qui permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y **rester indépendamment de la perturbation**. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

✚ LA FONCTION DISCRETE DE COMMUTATION

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

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

✚ LA FONCTION DE LYAPUNOV

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}.S^2(x) \quad (IV.8)$$

Avec $V(x)$ est une fonction scalaire positive.

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x).\dot{S}(x) \quad (IV.9)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci n'est vérifié que si que si la condition (IV.7) est vérifiée.

IV.7.2.4. THEORIE DE LA COMMANDE

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions de convergence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (IV.10)$$

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.11). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{x} = A(x,t)x + B(x,t)u \quad (IV.11)$$

Et la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \quad (IV.12)$$

En remplaçant (IV.10) et (IV.11) dans (IV.12), nous trouvons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial}{\partial x} \cdot (A(x,t)x + B(x,t)u_{eq} + B(x,t)u_n) \quad (IV.13)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)\right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x,t) \quad (IV.14)$$

Avec $\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \neq 0$.

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.14), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)u_n \quad (IV.15)$$

Et la condition d'attractivité exprimée par (IV.7) devient :

$$S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)u_n < 0 \quad (IV.16)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est :

[ABE07 08]

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (IV.17)$$

CHAPITRE IV

LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.7.2.5. CALCUL DES REGULATEURS POUR LA CSSV-MG

On suppose que le degré relatif r est égale à un dans le calcul de tous les régulateurs.

IV.7.2.5.1 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DE LA VITESSE MECANIQUE Ω

La surface de régulation de la vitesse est donnée comme suit :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \widehat{\Omega} \quad (IV.18)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\widehat{\Omega}} \quad (IV.19)$$

En tenant compte de l'expression de $\widehat{\Omega}$ (chapitre II), l'équation (IV.19) devient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \left(\frac{M_{sr} \cdot p}{J \cdot L_r} \Phi_r^* \cdot I_{sq} - \frac{f}{J} \widehat{\Omega} - \frac{1}{J} C_r \right) \quad (IV.20)$$

Maintenant, nous remplaçons le courant I_{sq} par le courant de commande I_{sq}^* et nous constatons que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface. Et comme

$I_{sq}^* = I_{sqeq} + I_{sqn}$, l'équation (IV.20) peut s'écrire comme suit :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \left(\frac{M_{sr} \cdot p}{J \cdot L_r} \Phi_r^* \cdot I_{sqeq} + \frac{M \cdot p}{J \cdot L_r} \Phi_r^* \cdot I_{sqn} - \frac{f}{J} \widehat{\Omega} - \frac{1}{J} C_r \right) \quad (IV.21)$$

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(\Omega) = 0$ et par suite

$\dot{S}(\Omega) = 0$ et $I_{sqn} = 0$, d'où nous tirons la formule de la commande équivalente I_{sqeq} :

$$I_{sqeq} = \frac{J \cdot L_r}{p \cdot M_{sr} \cdot \Phi_r^*} \left(\frac{f}{J} \widehat{\Omega} + \frac{1}{J} C_r \right) \quad (IV.22)$$

- Durant le mode de convergence, la condition $\dot{S}(\Omega) \cdot S(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant la formule de I_{sqeq} dans (IV.21), nous trouvons :

$$\dot{S}(\Omega) = - \frac{M_{sr} \cdot p}{J \cdot L_r} \Phi_r^* I_{sqn} \quad (IV.23)$$

En choisissant la forme de commande discontinue, nous posons donc :

$$I_{sqn} = K_{\Omega} \cdot \text{Sign}(S(\Omega)) \quad (IV.24)$$

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

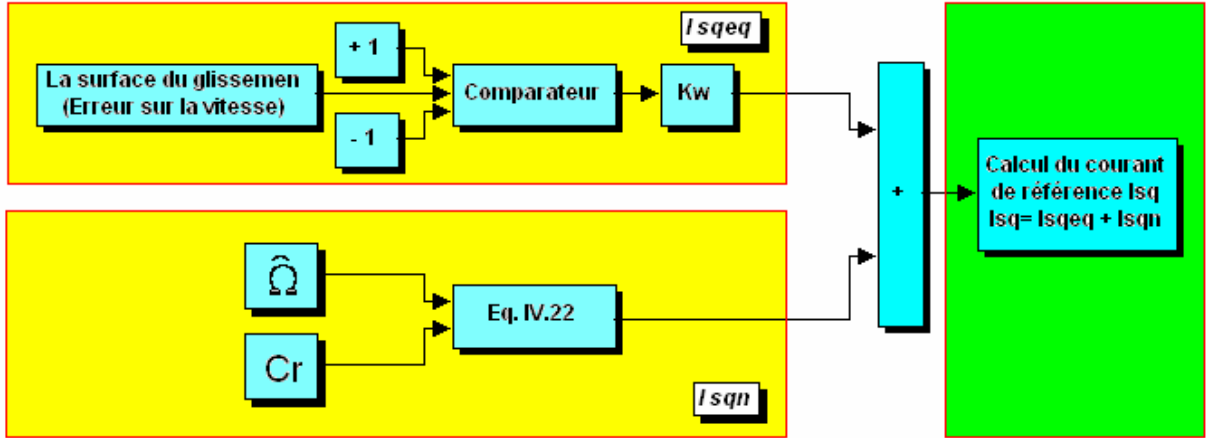


Fig. IV.55 Bloc de simulation du régulateur glissant - exemple d'un régulateur de la vitesse.

IV.7.2.5.2 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU COURANT I_{sq}

Nous avons :

$$S(I_{sq}) = I_{sq}^* - I_{sq} \quad (IV.25)$$

la dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^* - \dot{I}_{sq} \quad (IV.26)$$

En tenant compte de l'expression de I_{sq} (chapitre III), l'équation (IV.26) devienne :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^* - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(-R_s \cdot I_{sq} - \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{sd} - \omega_s \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r + V_{sq} \right) \quad (IV.27)$$

En remplaçant la tension V_{sq} par la tension de commande $V_{sq}^* = V_{sqeq} + V_{sqn}$, nous trouvons :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^* - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(-R_s \cdot I_{sq} - \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{sd} - \omega_s \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r + V_{sqeq} + V_{sqn} \right) \quad (IV.28)$$

- Durant de mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(I_{sq}) = 0$ et par suite $\dot{S}(I_{sq}) = 0$ et $V_{sqn} = 0$, d'où nous tirons la formule de la commande équivalente V_{sqeq} :

$$V_{sqeq} = R_s \cdot I_{sq} + \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{sd} + \omega_s \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \quad (IV.29)$$

- Durant le mode de convergence, la condition $\dot{S}(I_{sq}) \cdot S(I_{sq}) < 0$ doit être vérifiée.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

En remplaçant la formule de V_{sqeq} dans (IV.28), nous trouvons :

$$\dot{S}(I_{sq}) = -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{sqn} \quad (IV.30)$$

Nous posons donc :

$$V_{sqn} = K_{Isq} \cdot \text{Sign}(S(I_{sq})) \quad (IV.31)$$

IV.7.2.5.3 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU FLUX Φ_r

Nous posons :

$$S(\Phi_r) = \Phi_r^* - \widehat{\Phi} \quad (IV.32)$$

La dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \dot{\widehat{\Phi}} \quad (IV.32)$$

En tenant compte de l'expression de $\widehat{\Phi}_r$ donnée dans le chapitre III l'équation (IV.32) devienne :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r} \cdot I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \widehat{\Phi}_r \quad (IV.33)$$

En remplaçant le courant I_{sd} par le courant de commande $I_{sd}^* = I_{sdeq} + I_{sdn}$, nous trouvons :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r} \cdot I_{sdeq} - \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r} \cdot I_{sdn} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_r \quad (IV.34)$$

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(\Phi_r) = 0$ et par suite $\dot{S}(\Phi) = 0$ et $I_{sdn} = 0$, d'où nous tirons la formule de la commande équivalente I_{sdeq} :

$$I_{sdeq} = \frac{1}{M_{sr}} \Phi_r \quad (IV.35)$$

- Durant le mode de convergence, la condition $\dot{S}(\Phi_r) \cdot S(\Phi_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant la formule de I_{sdeq} dans (IV.34), nous trouvons :

$$\dot{S}(\Phi_r) = -\frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r} I_{sdn} \quad (IV.36)$$

Nous posons donc :

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

$$I_{sdn} = K_{\phi_r} \cdot \text{Sign}(S(\Phi_r)) \quad (\text{IV.37})$$

IV.7.2.5.4 CALCUL DE REGULATEUR GLISSANT DU COURANT I_{sd}

Nous posons :

$$S(I_{sd}) = I_{sd}^* - I_{sd} \quad (\text{IV.38})$$

La dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^* - \dot{I}_{sd} \quad (\text{IV.39})$$

En tenant compte de l'expression de \dot{I}_{sd} donnée dans le chapitre III l'équation (IV.39) devient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^* + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \left(\left(R_s + \frac{R_r \cdot M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \dot{I}_{sd} - \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{sq} - \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r^2} \cdot \Phi_r - V_{sd} \right) \quad (\text{IV.40})$$

En remplaçant la tension V_{sd} par la tension de commande $V_{sd}^* = V_{sdeq} + V_{sdn}$, nous trouvons :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^* + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \left(\left(R_s + \frac{R_r \cdot M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \dot{I}_{sd} - \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{sq} - \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r^2} \cdot \Phi_r - V_{sdeq} - V_{sdn} \right) \quad (\text{IV.41})$$

- Durant de mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(I_{sd}) = 0$ et par suite $\dot{S}(I_{sd}) = 0$ et $V_{sdn} = 0$, d'où nous tirons la formule de la commande équivalente V_{sdeq} :

$$V_{sdeq} = \left(R_s + \frac{R_r \cdot M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \dot{I}_{sd} - \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{sq} - \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r^2} \cdot \Phi_r \quad (\text{IV.42})$$

- Durant le mode de convergence, la condition $\dot{S}(I_{sd}) \cdot S(I_{sd}) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant la formule de V_{sdeq} dans (IV.42), nous trouvons :

$$\dot{S}(I_{sd}) = -\frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot V_{sdn} \quad (\text{IV.43})$$

Nous posons donc :

$$V_{sdn} = K_{I_{sd}} \cdot \text{Sign}(S(I_{sd})) \quad (\text{IV.44})$$

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.7.2.6. SIMULATION DE LA COMMANDE CSSV-MG

Comme dans la commande précédente, les régulateurs glissants remplacent les régulateurs F-PI, avec des paramètres de réglages donnés au tableau IV.4, et s'appliquent à toutes les méthodes de commande précédemment présentées. Dans les mêmes formalités de contrôle (références du couple de charge et de la vitesse de rotation, avec une augmentation de 100% dans la résistance rotorique), les résultats de simulation sont donnés comme suit.

Surface de réglage	Ω	I_{sq}	Φ_r	I_{sd}
K	50	150	300	100

Tabl. IV.4 Paramètres du réglage proposés dans les régulateurs glissants.

1. SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER

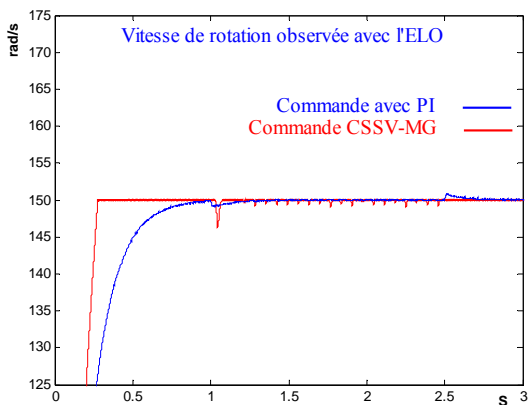


Fig. IV.56 La vitesse observée avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.

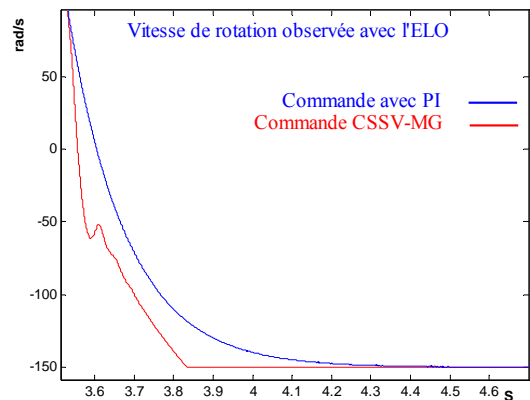


Fig. IV.57 Zoom sur la vitesse observée avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.

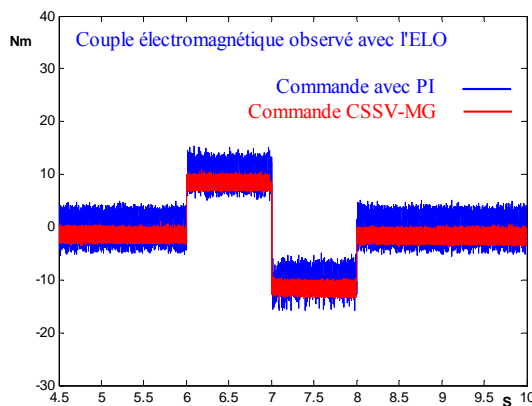


Fig. IV.58 Le couple électromagnétique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.

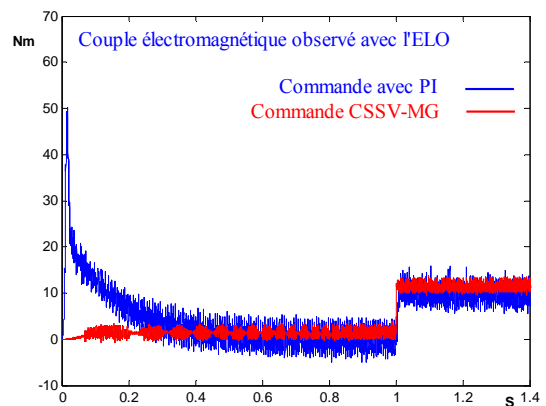


Fig. IV.59 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

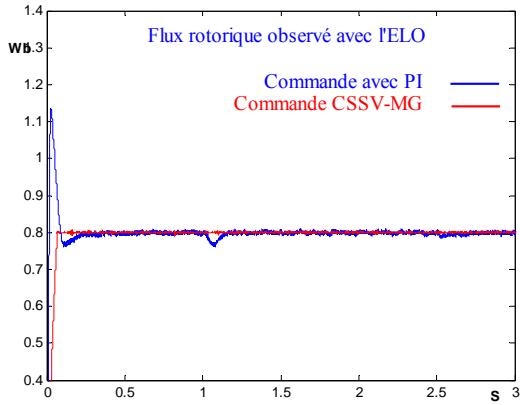


Fig. IV.60 Le flux rotorique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.

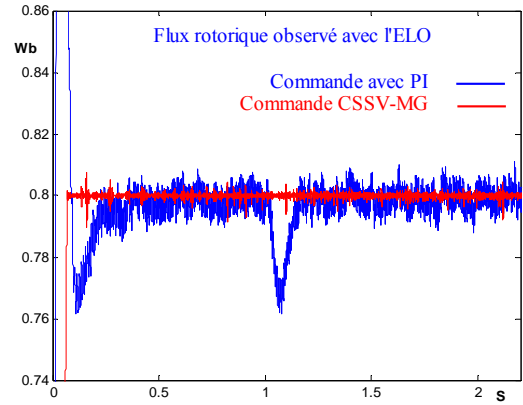


Fig. IV.61 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'ELO utilisant la CSSV-MG.

2. SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR DE KALMAN

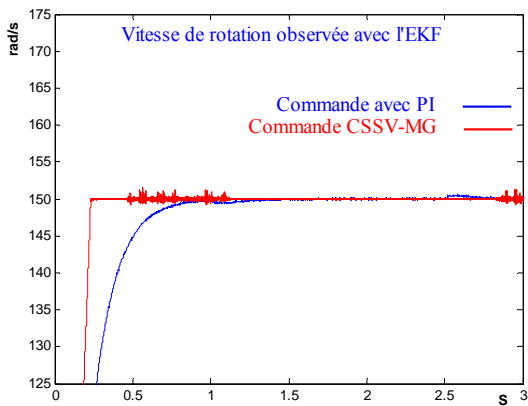


Fig. IV.62 La vitesse observée avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.

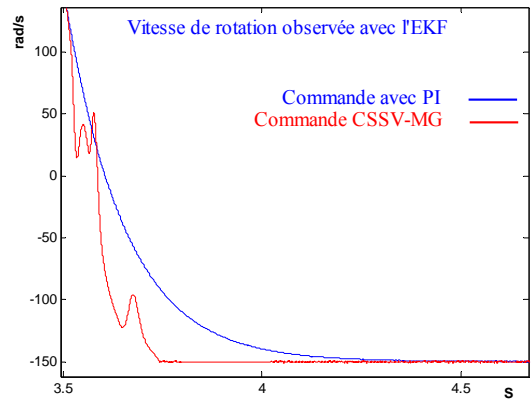


Fig. IV.63 Zoom sur la vitesse observée avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.

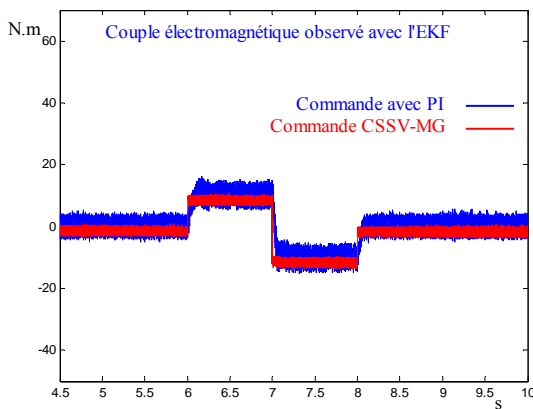


Fig. IV.64 Le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.

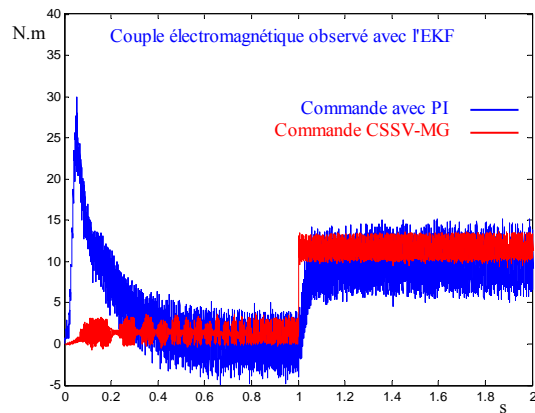


Fig. IV.65 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

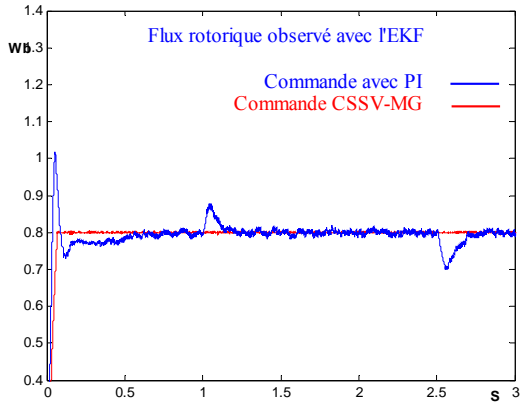


Fig. IV.66 Le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.

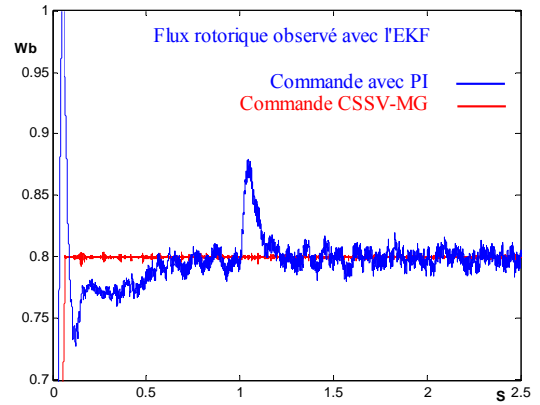


Fig. IV.67 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'EKF utilisant la CSSV-MG.

3. SIMULATION AVEC L'OBSERVATEUR A MRAS

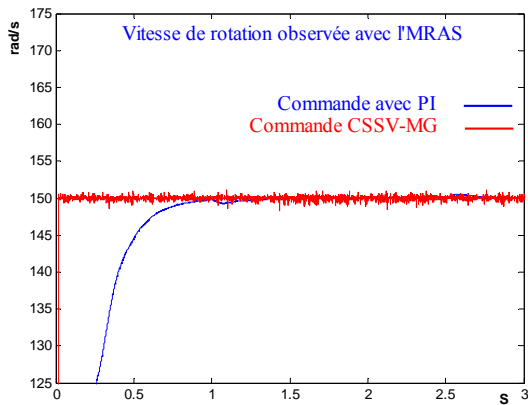


Fig. IV.68 La vitesse observée avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.

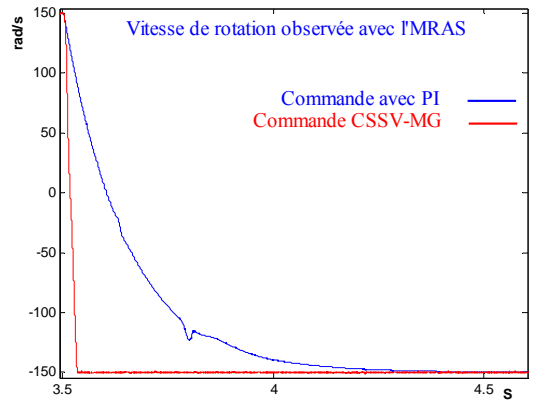


Fig. IV.69 Zoom sur la vitesse observée avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.

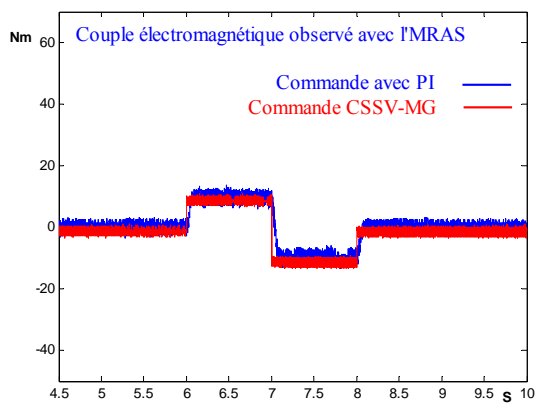


Fig. IV.70 Le couple électromagnétique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.

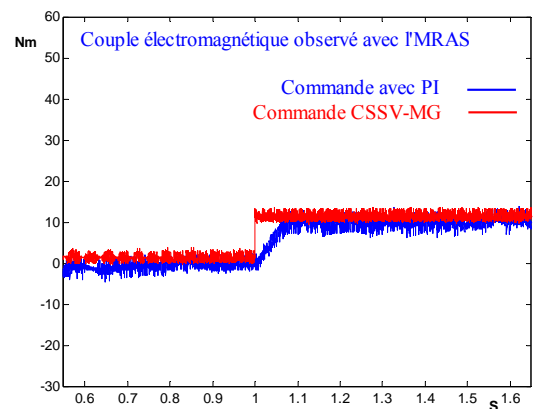


Fig. IV. 71 Zoom sur le couple électromagnétique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

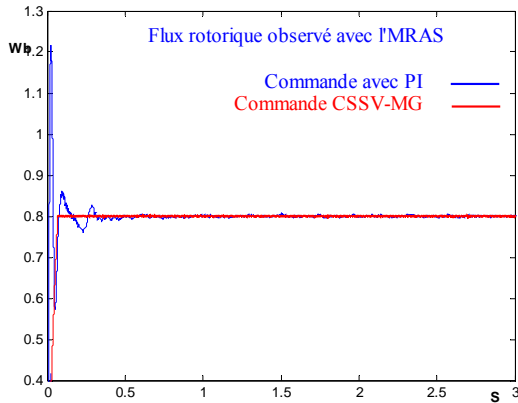


Fig. IV.72 Le flux rotorique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.

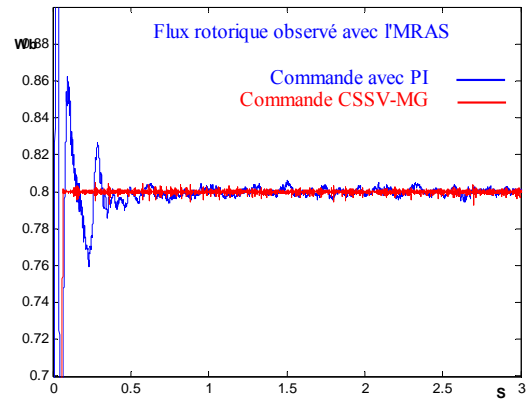


Fig. IV.73 Zoom sur le flux rotorique observé avec l'MRAS utilisant la CSSV-MG.

Dans ces résultats on observe clairement l'excellente interaction entre le régulateur glissant et les observateurs utilisés dans notre commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Les figures présentées montrent l'amélioration du temps de réponse sans aucun dépassement des consignes, et la conservation absolue du découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique le long de l'essai, malgré le concours des troubles internes et externes dans le processus (changement sur la résistance rotorique de la machine et sur les références de la vitesse et du couple de charge)

A par la figure IV.56, de la commande avec un ELO, qui présente un dépassement non surveillé de la vitesse de rotation le temps de l'application du couple de charge, le contrôle du couple au démarrage de la machine (Fig. IV.59 et Fig. IV.65), ou du flux le long de l'entraînement (Fig. IV.60, Fig. IV.61, Fig. IV.66, Fig. IV.67, Fig. IV.72 et Fig. IV.73), avec tous les types des observateurs, est magnifique. Cependant, ils existent des petites oscillations dans la vitesse et le flux rotorique (Fig. IV.56, Fig. IV.61, Fig. IV.62, Fig. IV.67, Fig. IV.68 et Fig. IV.73), ces oscillations sont dues au phénomène appelé le phénomène de broutement (CHATTERING en anglais), bien connu dans le domaine de la commande par mode de glissement des systèmes à structures variables.

En mode de glissement, la commande commute entre deux valeurs ($\pm K$) à une fréquence théorique infinie. Ceci est impossible à réaliser à cause de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande d'une part, et de la fréquence de commutation des interrupteurs d'autre part. Par conséquent, des oscillations de hautes fréquences se produisent. Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (CHATTERING en anglais). [SLO03 91].

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.8. ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES DIFFERENT
OBSERVATEURS UTILISANT UN REGULATEUR GLISSANT

Comme on la vue dans le paragraphe IV.6, *La robustesse et les exploits du fonctionnement* de la commande son toujours les deux critères de comparaisons entre les deux types de régulation présentés précédemment. Dans les mêmes formalités de contrôle (références du couple de charge et de la vitesse de rotation, augmentation de 100% dans la résistance rotorique), les résultats de simulation sont donnés comme suit.

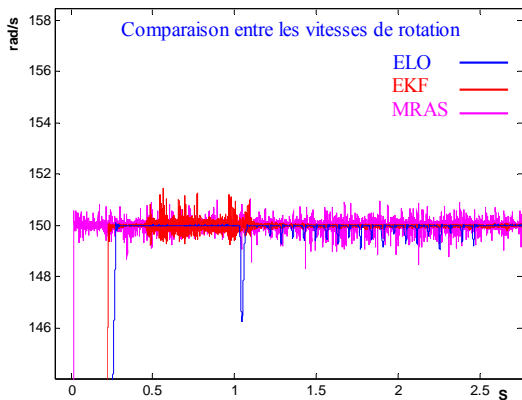


Fig. IV.74 Comparaison entre les vitesses observées utilisant la CSSV-MG.

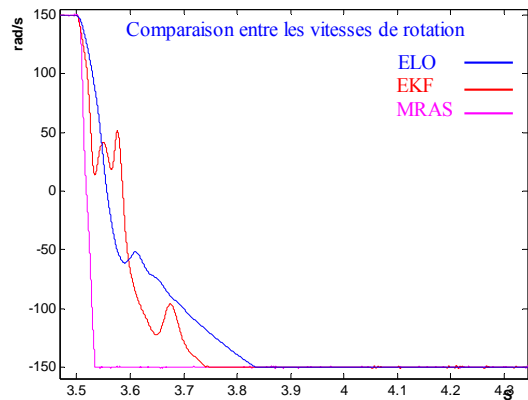


Fig. IV.75 Zoom sur les vitesses observées utilisant la CSSV-MG.

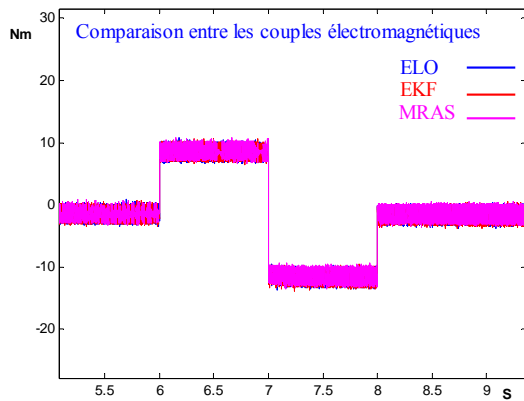


Fig. IV.76 Comparaison entre les couples électromagnétiques observés utilisant la CSSV-MG.

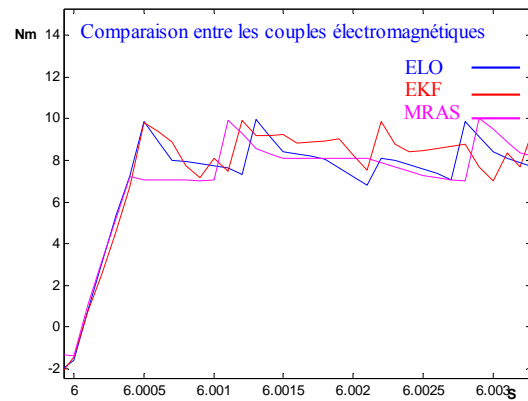


Fig. IV.77 Zoom sur les couples électromagnétiques observés utilisant la CSSV-MG.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

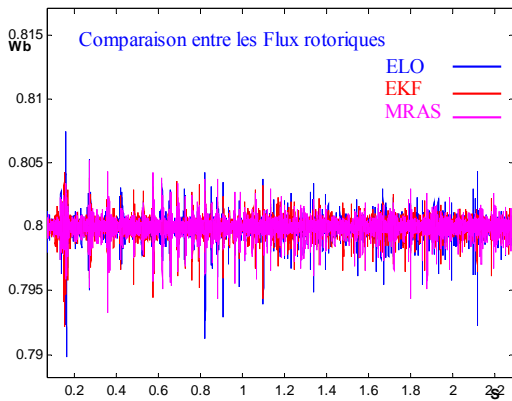


Fig. IV.78 Comparaison entre les flux rotoriques observés utilisant la CSSV-MG.

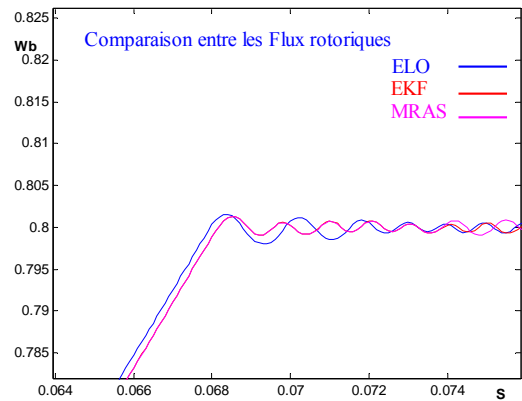


Fig. IV.79 Zoom sur les flux rotoriques observés utilisant la CSSV-MG.

En général, et dans les résultats présentés, la commande avec l'MRAS utilisant un régulateur glissant révèle des meilleures performances vue le temps de réponse, les fluctuations, et même les dépassements dans les signaux observés.

La vitesse de rotation observée avec l'MRAS dans la figure IV.74 suit formidablement la référence, tendit que les deux autres observateurs marquent un léger retard de réponse. Ce retard est remarquable aussi dans le temps du changement du sens de rotation (Fig. IV.75). L'observateur de Kalman présente la plus mauvaise réaction au niveau des fluctuations remarquées aux moments d'application du couple de charge, et quand on change le sens de rotation de la machine.

La réaction de tous les observateurs devant les exploits du fonctionnement de la commande est la même, aucune perte de découplage remarquée dans les courbes du couple électromagnétique et du flux rotorique (Fig. IV.76 et Fig. IV.78), sans oublier qu'on a effectué une augmentation de 100 % dans la résistance rotorique de la machine asynchrone.

Le phénomène de CHATTERING est bien clair dans les figures IV.74 et IV.78.

A partir de ces résultats, on peut constater que la performance du système, contrôlé avec un observateur adaptatif utilisant un régulateur glissant dans sa sortie est formidable. L'auteur S. Rao dans la référence [RAO 08] présente une étude d'un observateur à MRAS supporté par le régulateur glissant, le résultat trouvé (présenté dans la figure IV.81) a permis pour lui de juger positivement l'intervention de l'observateur MRAS-Glissant utilisé, malgré qu'il a appliqué seulement une variation sur la vitesse présentée sur la figure IV.80, on comparant avec notre

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

résultat (présenté dans Fig.IV.82), les performances de la commande dans notre système est les meilleurs.

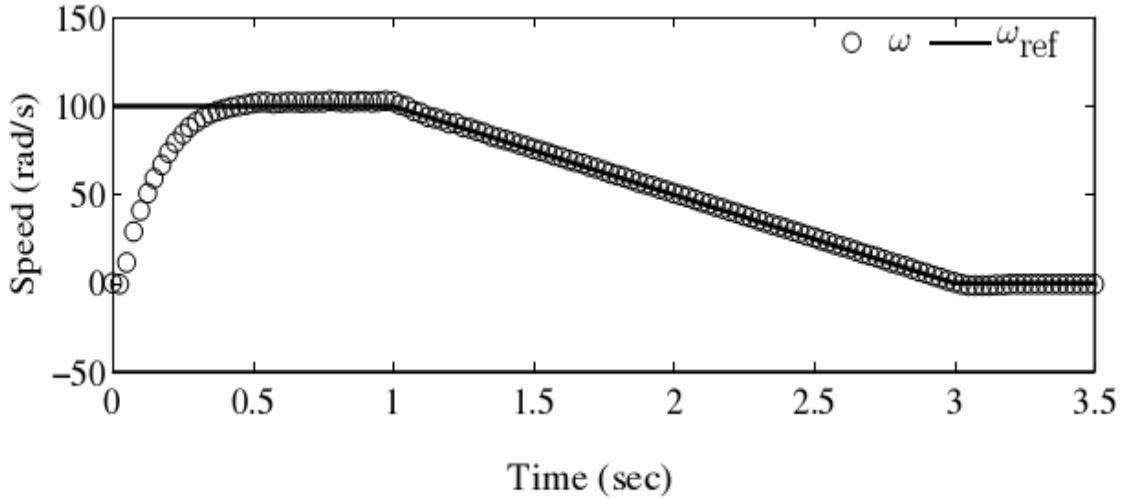


Fig. IV.80 Référence sur la vitesse [RAO 08].

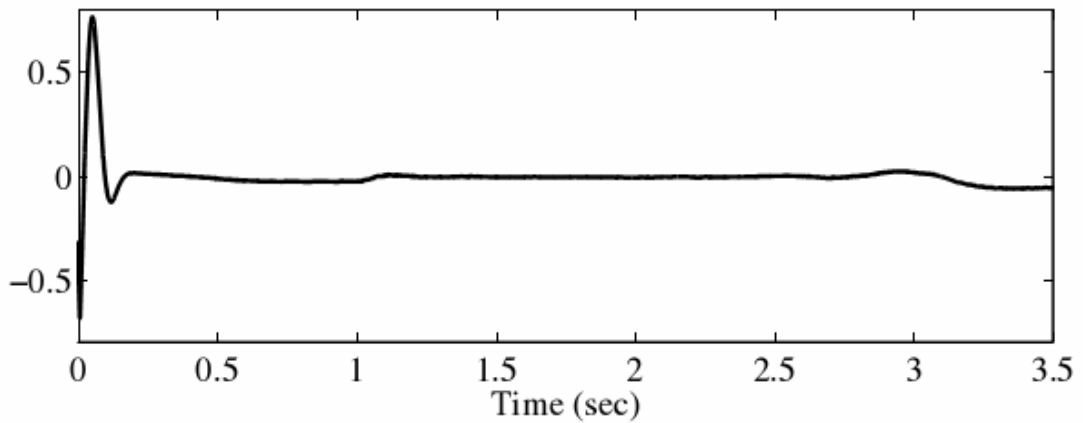


Fig. IV.81 Erreur sur le flux rotorique trouvé dans [RAO 08].

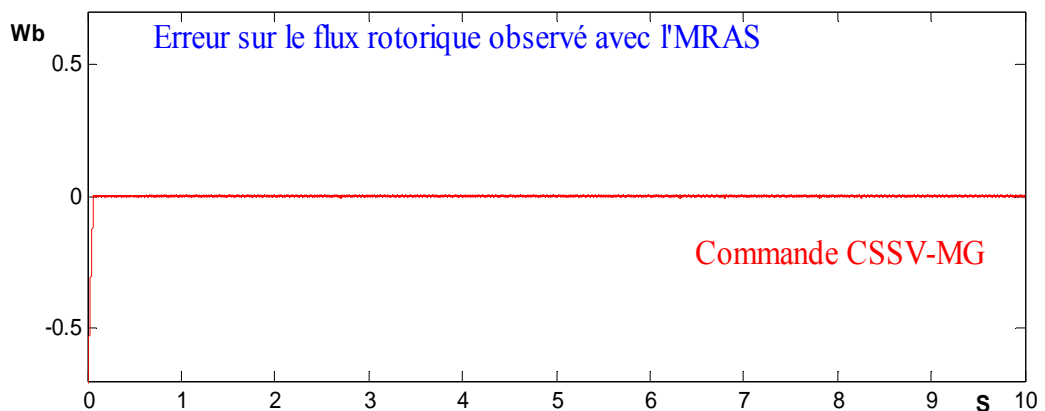


Fig. IV.82 Erreur sur le flux rotorique trouvé dans notre étude.

CHAPITRE IV

LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Nous exposons, dans le tableau suivant, les répercussions de chaque observateur sur les performances dynamiques du système, et leur comportement avec la CSSV-MG.

Structure d'observation		Observateur de Luenberger	Observateur de Kalman	Observateur à MRAS
Critères de comparaison				
Performances dynamiques (Robustesse vis-à-vis la variation des références)	Temps de réponse du signal (Convergence temporaire)	Médiocre	Médiocre	Excellent
	Fluctuations sur le signal	Médiocre	Mauvais	Bon
Fonctionnement de la commande (perte de découplage)		Très performant	Très performant	Très performant

Tabl. IV.5 Tableau expose les répercussions des observateurs sur la CSSV-MG.

CHAPITRE IV
LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'OBSERVATION ET AMELIORATION DE
LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

IV.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, et comme notre IRFOC est réalisée sans capteur de vitesse, le schéma de la commande étudié propose l'utilisation des observateurs qui remplacent ce capteur.

Le but de l'étude des différents modèles des observateurs est bien le choix d'un observateur qui répond aux exigences de la IRFOC et, donc, donne des informations insensibles par la variation des paramètres de la machine.

Les résultats d'observation trouvés nous ont permis de conclure au rejet l'utilisation de l'observateur de Kalman, puisque il présente la plus mauvaise réflexion vis-à-vis le changement des références, avec une grande sensibilité par les variations des paramètres de la machine et un mauvais fonctionnement de la commande signalée dans la perturbation du découplage

L'observateur de Luenberger arrive au deuxième choix, il présente un temps de réponse et dépassements inférieurs à celui de Kalman, en plus, un THD, généré au niveau de la tension d'alimentation, minimal.

L'observateur à MRAS donne un très bon résultat vis-à-vis les ondulations du couple électromagnétique, avec un découplage assuré dans toutes les conditions d'entraînement, au moment où l'ELO présente peu de perturbation sur le découplage aux instants de changement des références du couple de charge et de la vitesse de rotation.

L'intervention des techniques de régulation intelligentes, dans la suite de chapitre, améliore l'observation. Le remplacement des correcteurs PI par des PI-Flou, ou par des correcteurs glissants dans les sorties des l'observateurs donne des résultats très satisfaisants et surtout avec l'observateur adaptatif à MRAS.

L'utilisation d'un observateur à structures variables de type modes glissants nécessite un temps de calcul important et la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée. Le phénomène de "CHATTERING" constitue un inconvénient majeur de cette structure, mais, à titre de comparaison, nous avons remarqué toutefois que cette commande à structure variable, utilisant le régulateur glissant, donne des résultats formidables surtout avec le modèle adaptatif à MRAS.

Conclusion Générale



CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté est une contribution à la commande vectorielle de la machine à induction sans capteurs de vitesse, avec des techniques modernes du contrôle utilisant des observateurs et des régulateurs intelligents. Avec une alimentation de la machine effectuée à travers un onduleur de tension à trois niveaux.

Dans le **premier chapitre**, nous avons exposé, brièvement, les différentes techniques de commande exploitées dans les laboratoires, puis nous avons donné les principes de ces commandes avec leurs avantages et leurs inconvénients majeurs.

Nous avons vu, comme synthèse du chapitre, que la commande vectorielle donne des résultats plus acceptables par rapport à la commande scalaire, et surtout aux basses vitesses où la chute de tension statorique est ni compensée ni négligeable, malgré que la dernière (la commande scalaire) est exposée dans des simples structures. L'algorithme de la commande vectorielle à flux orienté est plus compliqué, il nécessite l'intervention des estimateurs donnant des informations instantanées pour chaque période de calcul, ce qui rend le temps d'exécution plus long, et nécessite un calculateur plus puissant. Mais malgré cette constitution compliquée, le FOC présente des performances médiocres à très basses vitesses et une très faible robustesse vis-à-vis de la variation de la constante du temps rotorique, qui forme l'élément le plus discutable dans la machine. L'amélioration de ces performances est le but de nos études dans ce champ de travail.

Entamées dans le **deuxième chapitre**, la modélisation mathématique et la simulation numérique de la machine asynchrone, associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale, montrent bien la validité du modèle de Park. Aussi, une présentation du modèle de connaissance de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC est située en deuxième phase de ce chapitre, une comparaison entre l'onduleur simple et à trois niveaux nous a conduit à choisir le dernier comme un outil pour varier la vitesse de notre machine, car il délivre des signaux plus proches de la sinusoïde, et permet à la machine un entraînement avec de très bonnes performances comparées avec celles de la machine alimentée à travers un onduleur simple niveau.

Le choix du convertisseur et le contrôle de la machine asynchrone avec la commande vectorielle ne sont pas suffisants pour assurer de hautes performances, dépendantes de la qualité de la modulation des tensions délivrées par l'onduleur, c'est à dire, du contenu des harmoniques

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

de ces tensions. Le choix de la stratégie de modulation des largeurs d'impulsions influence directement sur la « propreté » des signaux de sortie de l'onduleur, et donc, sur les performances de la machine.

Nous avons présenté par la suite, dans ce deuxième chapitre, la simulation numérique des différentes stratégies MLI calculées, utilisant le modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux, la MLI permet d'obtenir un courant presque sinusoïdal si la fréquence de commutation est suffisamment élevée par rapport aux fréquences propres de la machine. Les ondulations du couple sont alors réduites. La simulation nous a permis de faire une étude comparative entre ces différentes stratégies de commande. Cette étude nous a aidé de choisir la MLI Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses comme commande pour notre onduleur, parce qu'elle donne une entière satisfaction, vu son aptitude à minimiser les harmoniques du couple et les ondulations au niveau de la vitesse mécanique, donc des performances dynamiques plus proches de celles d'une machine alimentée directement par le réseau.

Dans le **troisième chapitre**, nous avons exposé par une étude détaillée le principe de la commande vectorielle, en se limitant plus particulièrement à la commande indirecte à flux rotorique orienté appelée IRFOC puisqu'elle permet de contrôler la machine sans capteurs mécaniques (plus particulièrement celui du flux). Nous avons détaillé les principales structures nécessaires pour le contrôle des courants, le choix du référentiel et le contrôle de flux, puis la commande avec estimateurs et sa limitation. L'ensemble est développé dans le cas d'une alimentation en tension à travers un onduleur à trois niveaux avec la technique M.L.I.

Cependant, nous avons trouvé que le schéma du contrôle indirect à flux rotorique orienté souffre des limitations d'ordre intrinsèque, liés aux variations des paramètres de la machine lors du fonctionnement. Les résultats obtenus assurent que, pour un comportement plus réaliste, les variations de ces paramètres doivent être prises en considération. Parce qu'elles exercent une influence réelle sur le comportement dynamique de l'entraînement. Pour dépasser ce problème nous avons employé des techniques de contrôle où les paramètres de la machine n'interviennent pas, d'une façon directe, dans leurs structures.

Dans le **quatrième chapitre**, le schéma de la commande étudié propose l'utilisation des observateurs dont des différentes structures. Leur étude a pour but de choisir un observateur qui répond aux exigences de l'IRFOC et, donc, donne des informations insensibles par la variation des paramètres de la machine.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le premier observateur étudié est l'observateur de Luenberger, simple à construire, et déterministe ne prend pas en considération les bruits de mesures ni de l'environnement, donc il ne nécessite pas un temps de calcul long. Les résultats trouvent que celui-ci peut répondre aux exigences de la commande, il donne un taux d'harmonique, un temps de réponse et une robustesse acceptables.

Le deuxième observateur étudié est l'observateur de Kalman, c'est un observateur plus compliqué que son congénère (de Luenberger), stochastique, parce qu'il prend en considération la matrice de bruit, donc il nécessite un temps de calcul plus long. Les résultats obtenus montrent que cet observateur présente un THD plus grand et un temps de réponse et dépassements supérieurs à celui de Luenberger, surtout lorsqu'on change les références de la vitesse et du couple de charge. Il donne aussi une grande sensibilité par les variations des paramètres de la machine surtout au niveau de découplage. Ce qui nous a permis de conclure au rejet l'observateur de Kalman.

L'observateur à MRAS, est un observateur adaptatif, basé sur un système utilisant un modèle de référence, simple à exploiter dans l'algorithme de la commande, et donne un très bon résultat vis-à-vis les ondulations du couple électromagnétique, avec un découplage assuré dans toutes les conditions d'entraînement.

Un tableau récapitulatif des principales spécifications des observateurs étudiés est donné en fin du chapitre quatre.

Pour confirmer que l'observateur intégré dans l'algorithme de commande assure une robustesse et une stabilité ainsi que des performances acceptables, il faut qu'on le suive par un correcteur pour garantir une dynamique rapide, une sensibilité réduite par rapport aux variations paramétriques et une bonne atténuation des harmoniques. Pour ce but, nous avons amélioré la commande étudiée avec deux genres de correcteurs robustes par l'intervention de la logique floue et le mode de glissement. Les résultats trouvés montrent le bon choix et le meilleur raisonnement de travail, ils donnent des performances très satisfaisantes et surtout avec l'observateur adaptatif à MRAS qui présente l'avantage d'être indépendant des incertitudes paramétriques.

L'utilisation d'un observateur à structures variables de type mode glissant nécessite un temps de calcul important et la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

élevée. Le phénomène de "*Chattering*" constitue un inconvénient majeur de cette structure, mais, à titre de comparaison, nous avons remarqué toutefois que cette commande à structure variable, utilisant le régulateur glissant, donne des résultats formidables par rapport au régulateur flou, et surtout avec la commande à MRAS.

Finalement, dans cette thèse, vous trouvez des tentatives d'amélioration pour l'algorithme de la commande vectorielle, apparaissent dans l'application de différentes techniques d'observation. Assurément ce n'est pas ici que se trouve l'originalité de notre travail puisque le sujet a été largement étudié dans la littérature. Mais la majeure contribution est dans l'assemblage des différentes tentatives d'amélioration qui, rarement, donnent les résultats satisfaisants.

Les perspectives proposées pour la suite de ce travail sont multiples, en particulier une réalisation expérimentale à laquelle il faut ajouter l'étude des problèmes suivants :

- Au premier lieu il faut définir un modèle plus précis de la machine asynchrone en prenant en compte la saturation du circuit magnétique et les pertes magnétisantes.
- De même l'estimation en temps réel des paramètres de la machine est nécessaire, surtout la constante du temps rotorique, et la compensation de la chute de tension particulièrement aux basses vitesses.
- L'implémentation de l'algorithme de commande sur des machines de plus fortes puissances pour valider l'application de l'onduleur multi niveaux sur des variateurs de forte puissance.

Bibliographie



BIBLIOGRAPHIE

- [AGU 04] AGUGLIA D. Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle. Thèse de doctorat de Université Laval Québec, Canada. Déc. 2004.
- [ALR 04] AL-ROUH I. Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone. Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I, 2004.
- [ARC 99] ARCKER A. M. Contrôle direct du couple électromagnétique de machines asynchrones de grande puissance: alimentation par onduleurs de tension à 2-niveaux ou 3-niveaux (NPC), Observation à structure variable de la vitesse mécanique, Réalisations expérimentales en technique numérique et analogique. Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Fév. 1999.
- [BAA 92] BAADER U. DEPENBROCK M. GIERSE G. Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: a basis for speed control without speed measurement. IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 28, N°3, pp. 581-588, Mai / Juin 1992.
- [BAG01 99] BAGHLI L. Contribution a la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, 1999.
- [BEN01 93] BEN AMMAR F. Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance: Modulation vectorielle, Estimation par filtrage de Kalman, Contrôle par orientation de flux. Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, avril 1993.
- [BEN02 09] BENSLIMANE T. Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse, Thèse de doctorat de l'Université de Boumerdès, 2009.
- [BER 95] BERKOUK. E. M. Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux, Thèse de doctorat de C.N.A.M, Paris, 1995.
- [BEU 01] BEUM K. L. HO-SONG J. CHOY I. YOON J. Y. Improvement of low-speed operation performance of DTC for three-level inverter-fed induction machine. IEEE trans. Industrial Electronics, vol.48, No 5, Oct. 2001.

BIBLIOGRAPHIE

- [BLA01 72] BLASCHKE. F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, Siemens Rev., vol. 34, pp. 217–220, May 1972.
- [BLA03 72] BLASCHKE. F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, Siemens Rev., vol. 34, pp. 217–220, May 1972.
- [BOJ 08] BOJOI R. GUGLIELMI P. PELLEGRINO G. Sensorless stator field-oriented control for low cost induction motor drives with wide field weakening range, Industry Applications Society Annual Meeting, IAS '08, IEEE, 2008.
- [BÜH02 94] BÜHLER H. Le réglage par la logique floue. Presses Polytechniques Romandes, 1994.
- [BUS 04] BUSQUETS-MONGE. S. BORDONAU. J. BORROYEVICH. D. GILABERT. V. SALAET. J. Output voltage distortion characterization in multilevel PWM converters, Power Electronics Letters, IEEE vol. 2, N° 1, pp. 24 – 28. Mar. 2004.
- [CAN 00] CANUDAS DE WIT C. Commande des moteurs asynchrones, optimisation discrétisation et observateurs, Hermès Science Publications, 286 p., Paris, 2000
- [CÁR01 05] CÁRDENAS R. PEÑA R. PROBOSTE J. ASHER G. CLARE J. MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, N° 4, pp. 710- 718, Dec. 2005.
- [CAS 96] CASADEI. D. SERRA. G. TANI. A. Constant frequency operation of a DTC induction motor drive for electric vehicle. ICEM'96, vol. 3, pp. 224–229, Sept. 1996.
- [CHA01 90] CHATLIN Machine électrique, Presse Polytechniques Normandes, 1990.
- [CHA02 05] CHAOUCH S. Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse. Thèse de doctorat de l'université de Batna, Déc. 2005.
- [CHA03 08] CHAO Y. FINCH J. W. A comparison of induction motor speed estimation using conventional MRAS and AI-based MRAS with a dynamic reference model, Proceedings of the World Congress on Engineering 2008, vol. I, WCE 2008, July 2-4, 2008, London, UK.

BIBLIOGRAPHIE

- [CHO 97] CHOUITER D.R Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone, Thèse de CEGELY, Ecole Centrale de Lyon, Lyon, 192 p., 1997
- [COM01 01] COMNAC V. CERNAT M. COTOROGEA M. DRAGHICI I. Sensorless direct torque and stator flux control of induction machines using an extended Kalman filter. Proceeding of the 2001 IEEE international conference on control applications, Mexico City, Mexico, Sep. 2001.
- [COM02 06] COMANESCU M. XU L. Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, no. 1, pp. 146- 153, Feb. 2006.
- [CRU 00] CRUZ C. JAIME J. RIVAS R. Induction motor space vector control using adaptive reference model direct and indirect methods. Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium, vol.1, pp. 300 – 305, 2000.
- [DAR 99] DARIUSZ L. S. Application of ANN for control of PWM inverter-fed induction motor drives. Thèse de doctorat de Warsaw University of Technology Poland, 1999.
- [DEA 00] DE ALMEIDA C. Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux a fréquence imposée. Thèse de doctorat de l'ENSEEIH, 2000.
- [DEH 07] DEHIBA B. MEROUFEL A. BENDAOU M. BENABDELLAH M. B. Commande en vitesse par mode de glissement d'un motor asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation, Acta Electrotechnica, vol. 48, N° 3, 2007.
- [DU 95] DU T. VAS P. STRONACH F. Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives. IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 142, No. 2, March. 1995.
- [DUB 80] DUBIS D. PARADE H. Fuzzy sets and systems, theory and applications. Academic press, 1980.
- [EBR 07] EBRAHIM O.S. JAIN P.K. NISHITH G. Discrete-time Optimal Controller for the Stator Field Oriented Induction Motor Drives, Industrial Electronics Society, IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE, 2007.

BIBLIOGRAPHIE

- [EDW 98] EDWARDS C. SPURGEON S. K. Sliding mode control – Theory and application, Taylor and Francis, 1998.
- [ELM 02] EI MOUCARY C. MENDES E. RAZEK A. Decoupled direct control for PWM inverter-fed induction motor drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, pp. 1307 – 1315, Sep. / Oct. 2002
- [FAQ 03] FAQIR A. Commande a structure variable d'un entraînement a machine asynchrone soumis a un environnement mécanique variable, thèse de doctorat de l'Université de Picardie Jules Verne, France, Déc. 2003.
- [FRA 05] FRANCK M. Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones, Thèse de doctorat EEA de l'INSA de Lyon, Lyon, 188 p., 2005.
- [GAD 06] GADOUE S. M. GIAOURIS D. FINCH J. W. Low speed operation improvement of MRAS sensorless vector control induction motor drive using neural network flux observers, IECON'06, 2006
- [GAY 96] GAYED A. contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de doctorat de l'université de Nantes, 1996.
- [GRE 97] GRELET G. CLERC G. Actionneurs électriques, principes modèles commande, Editions Eyrolles, 491 p., 1997.
- [GUN 09] GUNABALAN R. SUBBIAH V. REDDY B. R. Sensorless control of induction motor with extended Kalman filter on TMS320F2812 processor, International Journal of Recent Trends in Engineering, vol. 2, N° 5, November 2009.
- [HAR01 85] HARASHIMA F. HASHIMOTO H. KONDO S. Mosfet converter fed position servo system with sliding mode control. IEEE Trans. Idust. Elect., Vol.32, N° .3, pp.238-244, 1985.
- [HAS 69] HASSE K. On the dynamics of speed control of a static AC drive with a Squirrel-cage induction machine, PhD Dissertation, Tech. Hochsch, Darmstadt, 1969.

BIBLIOGRAPHIE

- [HAS01 86] HASHIMOTO H. MAYURAMA K. Practical realization of VSS controller for robotic arm. IEEE, IECONF, pp.34-40, 1986.
- [HAS02 88] HASHIMOTO H. YAMAMOTO H. YANAGISAWA S. HARASHIMA F. Brushless servo motor control using variable structure approach. IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.24, N°1, pp.160-170, 1988.
- [HUN 93] HUNG J. Y.GAO W. HUNG J. C. Variable structure control: A survey. IEEE Trans. Indust. Elec., Vol.40, N°1, pp.2-22, 1993.
- [IME 06] IMECS M. SZABÓ C INCZE J. J. Stator-Field-oriented control of the variable-excited synchronous motor: Numerical simulation, the 7th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence, 2006.
- [JAM 07] JAMOUSSE K. OUALI M. CHARRADI H. A sliding mode speed control of an induction, The American Journal of Applied Sciences, vol. 4, N° 12, pp. 987-994, 2007.
- [JEO 02] JEON S.H., OH. K.K. CHOI J.Y. Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 3, June 2002.
- [JOR 95] JORDA X. Conception et réalisation d'une commande économique de couple d'une machine asynchrone pour la traction électrique, Thèse de doctorat de CEGELY, Lyon, INSA de Lyon, 1995.
- [KAZ 95] KAZMIERKOWSKI. M. P. KASPROWICZ. A. B. Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, pp. 344–349, Aug. 1995.
- [KER 99] KERBOUA A. Commandes et observateur par mode de glissement, application à une machine asynchrone alimentée en tension. Mémoire de Magister, ENP, 1999.
- [KHE 07] KHELDOUN A. Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté. Thèse de doctorat de l'université de boumerdès, 2007.

BIBLIOGRAPHIE

- [KOU 06] KOUZI K. NAÏT-SAÏD M. S. Fuzzy speed sensorless vector control of induction motor using MRAS approach. International Conference, Djelfa, Algeria, Nov. 2006.
- [KRE 98] KREIN. P. T. Elements of Power Electronics, Oxford University press, New York 1998.
- [KUM 09] KUMAR R. S. KUMAR K. V. RAY K. K. Sliding mode control of induction motor using simulation approach, The International Journal of Computer Science and Network Security (IJCSNS), vol.9, N°.10, October 2009.
- [LAA 08] LAAMAYAD T. Commande optimale d'une machine asynchrone apport de la logique floue, Magister de l'université de Batna, 2008.
- [LAB 97] LABRIQUE. F. SEGUIER. G. BAUSIERE. R. Les Convertisseurs de l'Electronique de puissance, vol. 4. Technique & documentation - Lavoisier, 2^e édition 1997.
- [LAS 07] LAZARINI M. V. FILHO E. R. Sensorless three-phase induction motor direct torque control using sliding mode control strategy laboratory set-up for motor speed control teaching, The International Conference on Engineering Education – ICEE 2007, Coimbra, Portugal September 3 – 7, 2007.
- [LES 81] LESENNE J. NOTELET F. SEGUIR G. Introduction a l'électrotechnique approfondie, Technique et documentation - Lavoisier, Paris, 1981.
- [LUE 71] LUENBERGER D. G. An introduction to observers, IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-16, no. 6, pp. 596-602, Dec. 1971.
- [MAH 99] MAHMOUDI O. MADANI N. BENKHOUSIS M. F. BOUDJEMA F. Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive. The European Physical Journal, April, 1999.
- [MAR 02] MARTINS A.C. ROBOAM X. MEYNARD T.A. CARVAIHO A.S. Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using multilevel converter, IEEE Tran. on Power Electronics, vol. 17, No 2, Mar. 2002.
- [MAY 06] MAYE P. Aide-mémoire électrotechnique. Edition DUNOD, 2006.

BIBLIOGRAPHIE

- [MEH 09] MEHAZZEM F. REAMA A. BENALLA H. Sensorless nonlinear adaptive backstepping control of induction motor, ICGST-ACSE Journal, vol. 8, N° 3, January 2008.
- [MEN01 95] MENDEL J. M. Fuzzy systems for engineering; a tutorial. IEEE Proc, Vol. 83, N°3, pp347-377, March, 1995.
- [MEN02 97] MENDES. E. TIJERINA-ARAIZA. A. Experimental comparison between field oriented control and passivity based control of induction motors, ISIE'97, Guimarães, Portugal, pp. 84–88, July 1997.
- [MES01 08] MESSAOUDI M. SBITA L. BEN HAMED M. KRAIEM H. MRAS and Luenberger observer based sensorless indirect vector control of induction motors, Asian Journal of Information Technology, vol. 7 ,N°5, pp. 232-239, 2008.
- [MES02 08] MESSAOUDI M. KRAIEM H. BEN HAMED M. SBITA L. and ABDELKRIM M. N. A robust sensorless direct torque control of induction motor based on MRAS and extended Kalman filter, Leonardo Journal of Sciences, Issue 12, pp. 35-56, January-June 2008
- [MEZ 08] MEZIANE S. TOUFOUTI R. BENALLA H. Nonlinear control of induction machines using an extended Kalman filter international, Journal of Applied Sciences Supported at Budapest Technique Polytechnic Institution, vol. 5 N° 4, 2008.
- [MIC 02] MICHAEL. F. Digital control of a three phase induction motor. Thèse de doctorat de l'université de Queensland, Oct. 2002.
- [MOH 05] MOHANTY K. B. A fuzzy sliding mode controller for a field-oriented induction motor drive, Journal of the Institution of Engineering (India), vol. 86, pp. 160-165, Dec. 2005.
- [MUH 01] MUHAMMAD. H. Power electronics handbook. Academic Press, 2001.
- [NAB01 08] NABTI K. ABED K. BENALLA H. Sensorless direct torque control of induction machine using Luenberger observer and simplified extended Kalman filter, International Review of Automatic Control (IREACO). vol. 1 N° 1, 2008.
- [NAB02 08] NABTI K. ABED K. BENALLA H. Sensorless direct torque control of brushless AC machine using Luenberger observer, Journal of Theoretical and Applied Information Technology (JATIT). vol. 4 N° 8, pp 725-730, 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [NEM 02] NEMMOUR A. L. Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation. Mémoire de magistère de l'Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2002.
- [OJO 90] OJO O. VIPIN M. Steady state performance evaluation of saturated field oriented induction motors, IEEE-IAS Annual Meeting, Part 1, pp. 51-60, 1990.
- [OUR 95] OURTH T. Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse – Observation déterministe du flux rotorique, Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Nov. 1995.
- [PER 02] PERRUQUETTI W. BARBOT J.P. Sliding mode control in engineering. Control engineering Series, Marcel Dekker Inc, 2002.
- [PET 96] PETER-CONTESSÉ L. Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de forte puissance: Modulation vectorielle pour un onduleur à trois niveaux de tension, observation par filtrage de Kalman, Contrôle sans capteur de vitesse, thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Nov. 1996.
- [RAZ 98] BA-RAZZOUK A. F. Estimation par réseaux de neurones de la constante de temps rotorique des machines asynchrones. Thèse de doctorat de l'Ecole Polytechnique de Montréal, Juin 1998.
- [RAO 08] S. RAO M. BUSS V. UTKIN An adaptive sliding mode observer for induction machines, 2008 American Control Conference, USA, June, 2008.
- [ROY 00] ROYE D. Modélisation, contrôle vectoriel et DTC. HERMES Science Europe Ltd., sous la direction de Carlos Canudas de Wit, pp. 81 -132, 2000.
- [SAB01 81] SABANOVIC A. IZOZIMOV B. V. Application of sliding modes to induction motor control. IEEE Trans. Idust. Applic., Vol. 13, N°1, pp.41, 1981.
- [SAB02 89] SABANOVIC A. BILALOVIC F. Sliding modes control of AC motor drive. IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.25, N°1, pp.70-75, 1989.
- [SBI 07] SBITA L. BEN HAMED M. An MRAS - based full order Luenberger observer for sensorless DRFOC of induction motors, ICGST-ACSE Journal, vol. 7, N° 1, May 2007.

BIBLIOGRAPHIE

- [SCH01 89] SCHAUDER C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, Proceeding of IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 493-499, Oct. 1989.
- [SCH02 92] SCHAUDER C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, IEEE transactions on Industry Applications, vol. 28, N° 5, pp. 1054-1061, Sep. /Oct. 1992.
- [SEG 99] SEGUIER G. Electronique de puissance: les fonctions de base et leurs principales applications, 7^{ème} édition, DUNOD, Paris, 1999.
- [SHI01 00] SHI K. L. CHAN T. F. WONG Y. K. HO S. L. Speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter, Proceeding of Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 1, pp. 243-248, Jan 2000.
- [SHI02 02] SHI K. L. CHAN T. F. WONG Y. K. HO S. L. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 1, pp. 124-133, Feb. 2002.
- [SIA 92] SIALA S. Motorisation asynchrone d'un robot mobile: observation et régulation de flux, Contrôle d'alimentation pour le suivi de trajectoire, Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Fév. 1992.
- [SIM 98] Simovert Master Drives, Vector Control, SIEMENS AG, Version AE, 1998.
- [SLO01 84] SLOTINE J. J. Sliding controller design for nonlinear systems. I. J. C. Journal, Vol.4, N°.2, pp.421-434, 1984.
- [SLO02 85] SLOTINE J. J. HEDRICK J. K. MIZAWA E. A. On sliding observer for nonlinear systems. Jour. Dynam. Syst. Measur. Control, Vol.109-245, 1987.
- [SLO03 91] SLOTINE J. J. Applied nonlinear control. Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall, 1991.
- [STU 00] STURTZER G. SIMIGIEEL E. Modélisation et commande des moteurs triphasés commande vectorielle des moteurs synchrones commande numérique par contrôleurs DSP. Ellipses Edition Marketing, U.S.A.2000.

BIBLIOGRAPHIE

- [SUM 07] SUMAN M. CHANDAN C. SABYASACHI S. Adaptive estimation of speed and rotor time constant for the vector controlled induction motor drive using reactive power. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Taipei, Taiwan, Nov. 2007.
- [TAJ01 00] TAJIMA H. GUIDI G. UMIDA H. Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed sensorless vector control of induction motor drives, Proceeding of Industry Applications Conference, vol. 3, pp. 1787-1793, Oct. 2000.
- [TAJ02 02] TAJIMA H. GUIDI G. UMIDA H. Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed sensorless vector control of induction motor drives, IEEE trans. on Ind. Appl., vol. 38, N° 5, pp. 1282-1289, Sep. /Oct. 2002.
- [TAM 87] TAMAI S. SUGIMOTO H. YANO M. Speed sensorless vector control of induction machine with model reference adaptive system, Proceeding of IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 189-195, Oct. 1987.
- [TOU 08] TOUFOUTI R. Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone, Thèse de doctorat de l'Université Mentouri de Constantine, Constantine, Algérie, 2008.
- [UTK01 77] UTKIN V. Variable structure systems with sliding modes. IEEE Trans. Auto. Control, Vol. AC-22, N°.1, pp.212-222, April, 1977.
- [UTK02 78] UTKIN V. I. Sliding modes and their application in variable structures systems, Edition MIR, Moscou, 1978.
- [UTK03 91] UTKIN V. I. Sliding modes in control optimization, Springer-Verlag, 1991.
- [VAS01 98] VAS P. Sensorless vector and direct torque control, oxford university press, Oxford, 1998.
- [VAS02 01] VASIC V. VUKOSAVIC S. Robust MRAS-Based algorithm for stator resistance and rotor speed identification, IEEE Power Engineering Review, pp. 39-41, November 2001

BIBLIOGRAPHIE

- [VAS03 03] VASIC V. VUKOSAVIC S. N. LEVI E. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, N° 4, Dec. 2003.
- [VID 04] VIDAL P. E. Commande non linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation, Thèse de Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de Toulouse (LEEI) et de l'ENSEEIH., 2004.
- [WAI 05] WAI R.J. LEE J.D. LIN K.M. Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive industrial electronics. *IEEE Transactions on* vol. 52, N° 3, pp. 837 – 854, June 2005.
- [XU 92] XU X. NOVOTNY D. W. Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region, *IEEE trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, N° 6, pp. 1353-1358, Nov. /Dec. 1992.
- [YOU 78] YOUNG K. K. Controller design a manipulator using theory of variable structure systems. *IEEE Trans. Syst. Man. Cybe.*, Vol.SMC-8, N°.2, 1978.
- [ZEI 01] ZEIN I. LORON L. FORGEZ C. An extended Kalman filter and an appropriate model for the real-time estimation of the induction motor variables and parameters, *IASTED International Conference on Measurement and Control MECO*, Pittsburgh, USA, MAI 2001.

Annexes



ANNEXE A

A.1 PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Puissance nominale	P	4	Kw
Tension d'alimentation	V	220 / 380	V
Vitesse nominale	N_n	1440	tr / min
Couple nominale	C_n	27	N.m
Courant nominale	I_n	15 / 8.6	A
Résistance statorique	R_s	1.2	Ω
Résistance rotorique	R_r	1.8	Ω
Inductance mutuelle	M_{sr}	0.15	H
Inductance statorique	L_s	0.1554	H
Inductance rotorique	L_r	0.1568	H
Fréquence	F	50	Hz
Paire de pôles	p	2	

Tabl. A.1 Paramètres de la machine asynchrone.

A.2 IMPLANTATION DES PARAMETRES DANS MATLAB

% Modélisation de la machine asynchrone

% appel des paramètres

R_s =1.2; % Résistance statorique par phase

R_r =1.8; % Résistance rotorique par phase

M_{sr} =0.15; % La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques

L_s =0.1554; % Inductance propre statorique par phase

L_r =0.1568; % Inductance propre rotorique par phase

J =0.07; % Inertie

f =0; % Frottement visqueux

p =2; % Nombre de paire de pôles

ANNEXE A

$\sigma = 1 - ((Msr^2)/(Ls * Lr));$ % Coefficient de dispersion de Blondel

$Tr = Lr/Rr;$ % Constante de temps rotorique

$\gamma = (Rs + (Rr * ((Msr/Lr)^2))) / (\sigma * Msr);$

$k = Msr / (\sigma * Lr * Ls);$

A.3 STRUCTURE DES PRINCIPAUX BLOCS DE SIMULATION – MAS

A partir de la modélisation analytique de la MAS (system I.24), nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation numérique du procédé.

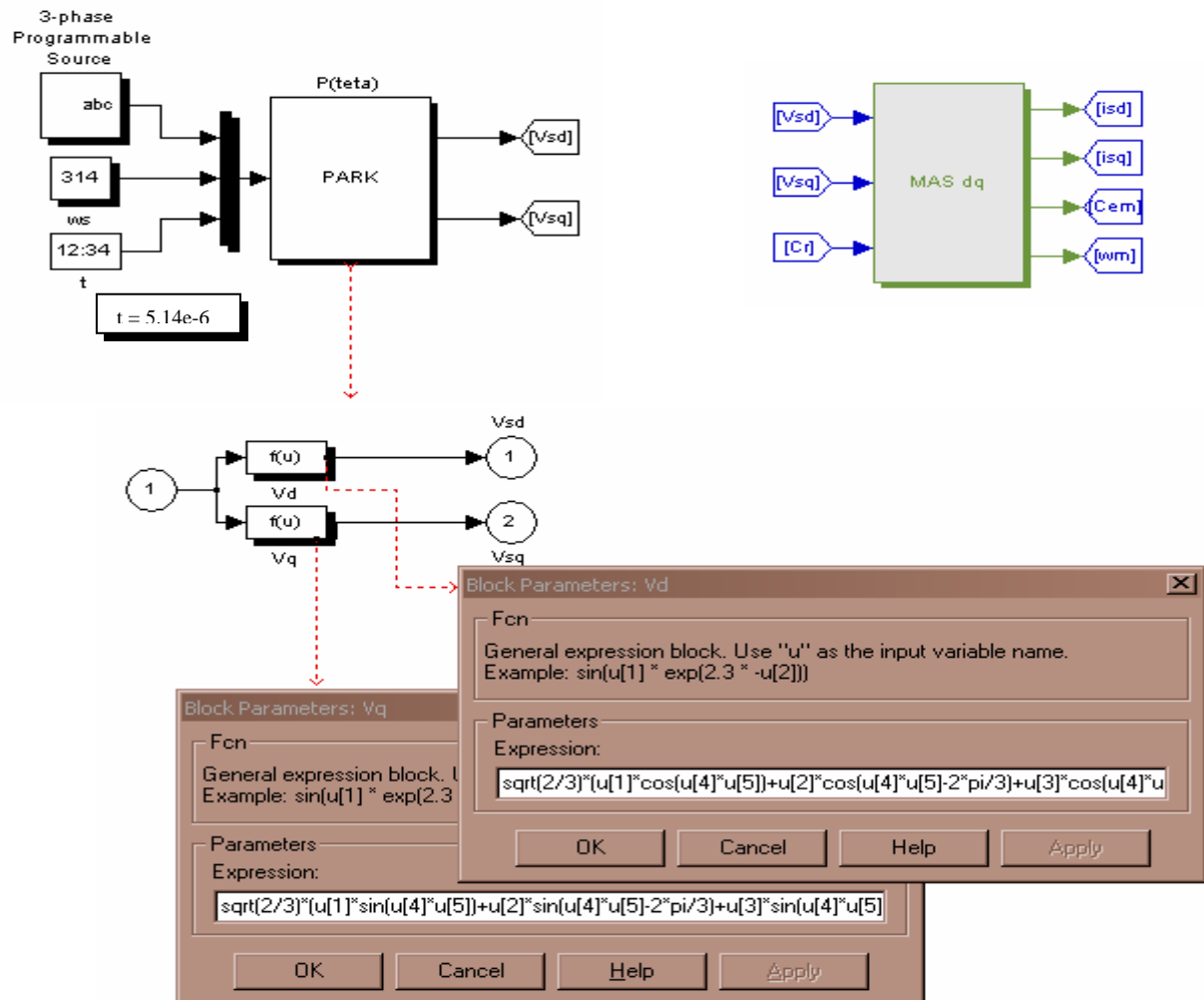


Fig. A.1 Bloc transformation de Park.

ANNEXE A

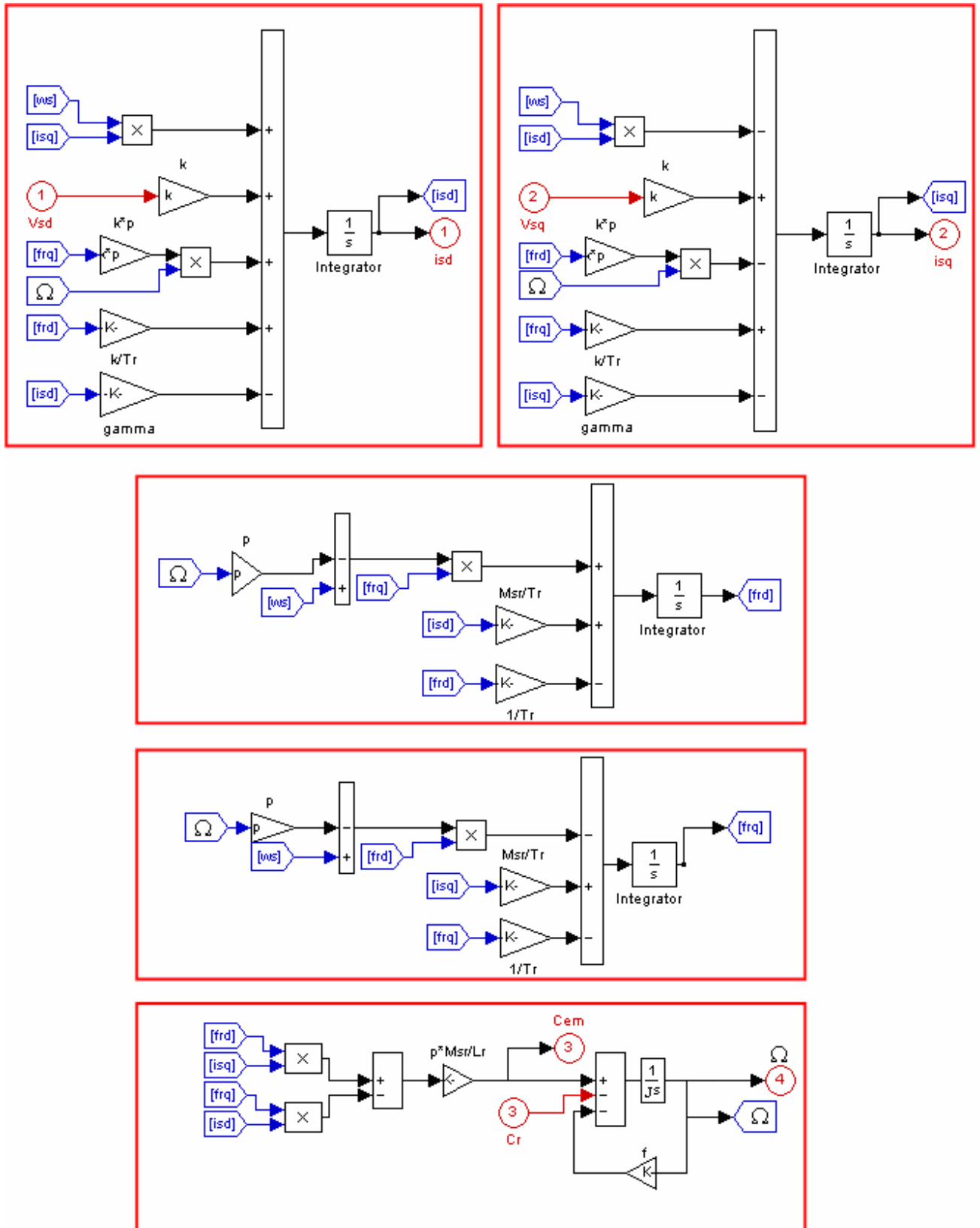


Fig. A.2 Bloc modèle Moteur asynchrone.

B.1. MODELISATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

Pour un bras K du l'onduleur à trois niveaux (Figure II.7) en définit la commande complémentaire.

B.1.1 COMMANDE COMPLEMENTAIRE DES ONDULEURS À TROIS NIVEAUX

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tension désirés, trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{K2}} \\ F_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ F_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{K4}} \\ F_{K2} = \overline{F_{K3}} \end{array} \right. \quad (B.1)$$

Le tableau correspondant à ces commandes possibles est défini dans Tabl. B.1. On retire de ce tableau :

B.1.1.1 COMMANDE COMPLEMENTAIRE N° 1 :

Pour trois cas possibles, on ne connaît pas la tension qu'aura le bras puisque sa configuration dépend, dans ces cas, en plus des grandeurs électriques du système (commande interne). Donc cette commande complémentaire le système est pratiquement incommandable.

B.1.1.2 COMMANDE COMPLEMENTAIRE N° 2 :

Dans cette commande complémentaire le système est commandable uniquement en deux niveaux ($-U_{C2}$ et U_{C1}). Dans les deux cas inconnus cette commande est interne.

B.1.1.3 COMMANDE COMPLEMENTAIRE N° 3 :

Dans ce cas, le système est commandable en trois niveaux, si on interdisant le cas inconnu (où la commande est interne), Cette commande permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possibles pour un bras (U_{C1} , 0, $-U_{C1}$).

ANNEXE B

Commande complémentaire N°1	$F_{K2} = \overline{F_{K1}} ; F_{K4} = \overline{F_{K3}}$				
	F_{K1}	$F_{K2} = \overline{F_{K1}}$	F_{K3}	$F_{K4} = \overline{F_{K3}}$	V_K
	0	1	0	1	inconnue
	0	1	1	0	$V = 0$ ou $I = 0$ (inconnue)
	1	0	0	1	$V = 0$ ou $I = 0$ (inconnue)
	1	0	1	0	$V = 0$
Commande complémentaire N°2	$F_{K3} = \overline{F_{K1}} ; F_{K4} = \overline{F_{K2}}$				
	F_{K1}	F_{K2}	$F_{K3} = \overline{F_{K1}}$	$F_{K4} = \overline{F_{K2}}$	V_K
	0	0	1	1	$-U_{C2}$
	0	1	1	0	inconnue
	1	0	0	1	inconnue
	1	1	0	0	U_{C1}
Commande complémentaire N°3	$F_{K2} = \overline{F_{K3}} ; F_{K4} = \overline{F_{K1}}$				
	F_{K1}	F_{K2}	$F_{K3} = \overline{F_{K2}}$	$F_{K4} = \overline{F_{K1}}$	V_K
	0	0	1	1	$-U_{C2}$
	0	1	0	1	inconnue
	1	0	1	0	$V = 0$
	1	1	0	0	U_{C1}

Tabl. B.1 Les commandes complémentaires possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux.

La commande donnée par la relation (B.2) est celle qui donne les trois niveaux U_{C1} , 0 et U_{C2} de façon optimale, qui permet donc le fonctionnement en mode commandable, mais après l'élimination du cas inconnu[DEA 00].

ANNEXE B

$$\begin{cases} F_{K1} = \overline{F_{K4}} \\ F_{K2} = \overline{F_{K3}} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Avec F_{KS} est la commande de la base du transistor T_{KS}

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par la relation B.3

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

On peut modéliser le bras K comme deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune (Fig. B.1). Ces deux cellules sont constituées respectivement des paires d'interrupteurs :

- (TD_{K1} , TD_{K4}) Lorsque TD_{K3} est fermé (Fig. B.1.A)
- (TD_{K2} , TD_{K3}) Lorsque TD_{K1} est fermé (Fig. B.1.B).

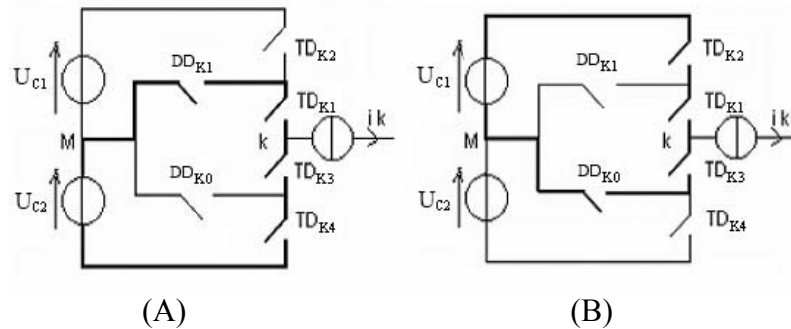


Fig. B.1 Modélisation d'un bras par deux cellules de commutation.

On définit une fonction de commutation F_K^i associée à la cellule i du bras K ($i=1$ ou 2).

On appellera cellule 1 du bras la paire d'interrupteurs (TD_{K1} , TD_{K4}) et la cellule 2 la paire (TD_{K2} , TD_{K3}).

- On a alors :
- F_K^1 = fonction de commutation associée à la cellule 1
 - F_K^2 = fonction de commutation associée à la cellule 2

Les fonctions de connexion des interrupteurs s'expriment à l'aide de ces fonctions de commutations comme suit :

ANNEXE B

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^1(t)] \\ F_{K2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^2(t)] \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{K4}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^1(t - \frac{T}{2})] \\ F_{K3}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^2(t - \frac{T}{2})] \end{array} \right. \quad (B.4)$$

On définira une fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{Km}^b avec k = numéro du bras, $m = 1$ pour le demi bras du haut, et $m = 0$ pour le demi-bras du bas.

Pour un bras K les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonction de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} \cdot F_{K4} \end{array} \right. \quad (B.5)$$

F_{K1}^b Est associée au demi-bras du haut (la paire (TD_{K1}, TD_{K2})), F_{K0}^b au demi-bras du bas (la paire (TD_{K3}, TD_{K4})).

Le système d'équations (B.5) montre que la fonction de connexion du demi-bras F_{Km}^b vaut 1 dans le cas ou les deux interrupteurs du demi-bras associées a F_{Km}^b sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

B.1.2. FONCTION DE CONVERSION

Les potentiels des nœuds A.B.C du redresseur à trois niveaux par rapport au point milieu M de la source de tension continu, sont donnés par le système :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{11} F_{12} U_{C1} - F_{13} F_{14} U_{C2} = (F_{11} F_{12} - F_{13} F_{14}) U_C / 2 \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} U_{C1} - F_{23} F_{24} U_{C2} = (F_{21} F_{22} - F_{23} F_{24}) U_C / 2 \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} U_{C1} - F_{33} F_{34} U_{C2} = (F_{31} F_{32} - F_{33} F_{34}) U_C / 2 \end{array} \right. \quad (B.6)$$

On constate d'après le système (B.6), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

ANNEXE B

Les fonctions de connexion des demi bras définis selon la relation (B.5) sont :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}; & F_{21}^b = F_{21}F_{22}; & F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14}; & F_{20}^b = F_{23}F_{24}; & F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi-bras dans le système (B.6) on aboutit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C/2 \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C/2 \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C/2 \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Les différentes tensions composées du l'onduleur triphasé a trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des demi bras comme suit :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{BM} \\ V_B = V_{BM} - V_{CM}; \\ V_C = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C / 2 \quad (\text{B.9})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{cases} V_{AM} = \frac{V_A - V_C}{3} \\ V_{BM} = \frac{V_B - V_A}{3} \\ V_{CM} = \frac{V_C - V_B}{3} \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Les tensions simples sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_C \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

B.2 LES DIFFERENTS BLOCS DE SIMULATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX :

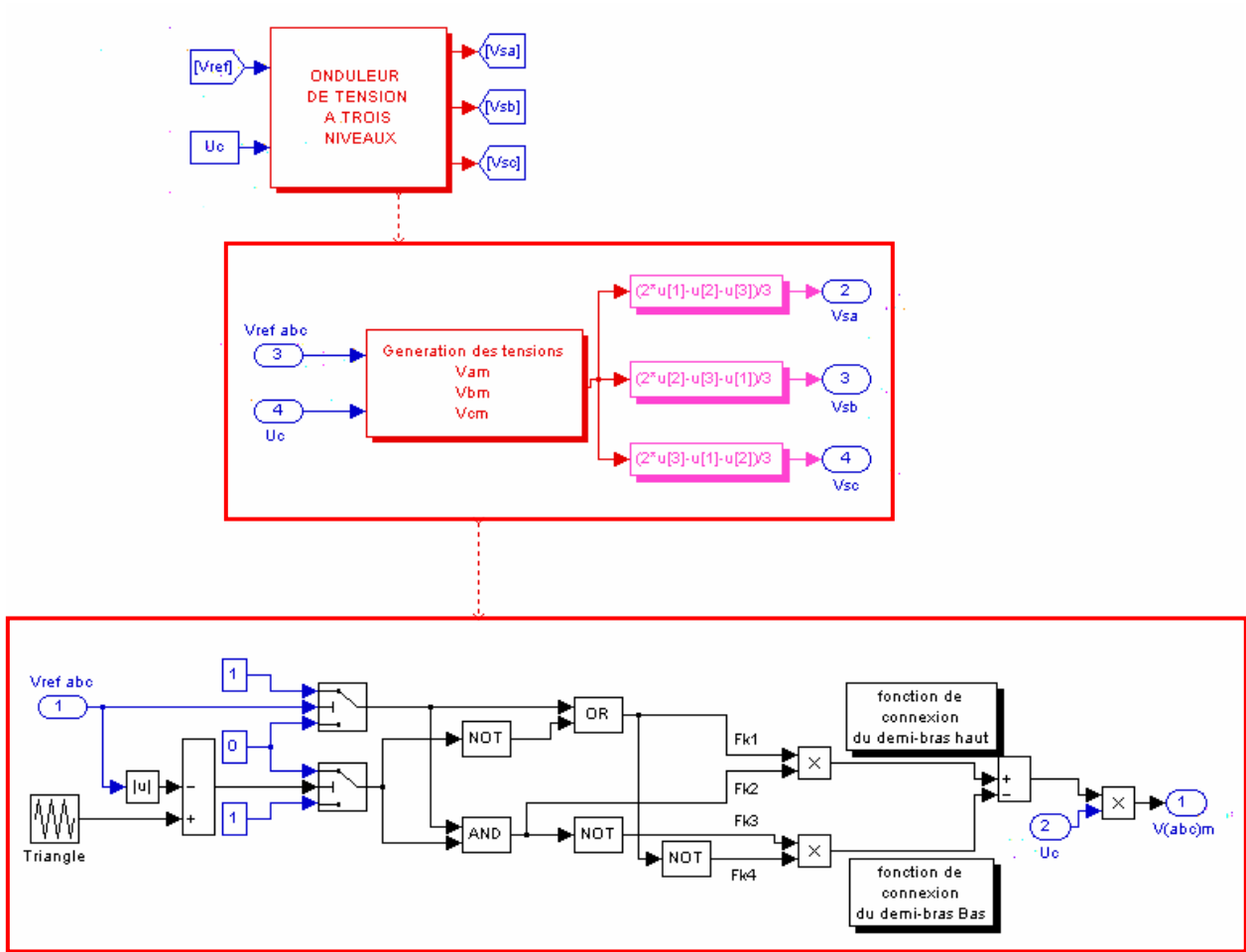


Fig. B.2 Bloc modèle onduleur à 3 niveaux.

B.3 STRATEGIES DE COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR

A TROIS NIVEAUX : [ELM 02] [CAS 96] [KAZ 95] [MEN 97] [BLA 72]

B.3.1 COMMANDE TRIANGULO SINUSOIDALE À UNE SEULE PORTEUSE

B.3.1.1 PRINCIPE

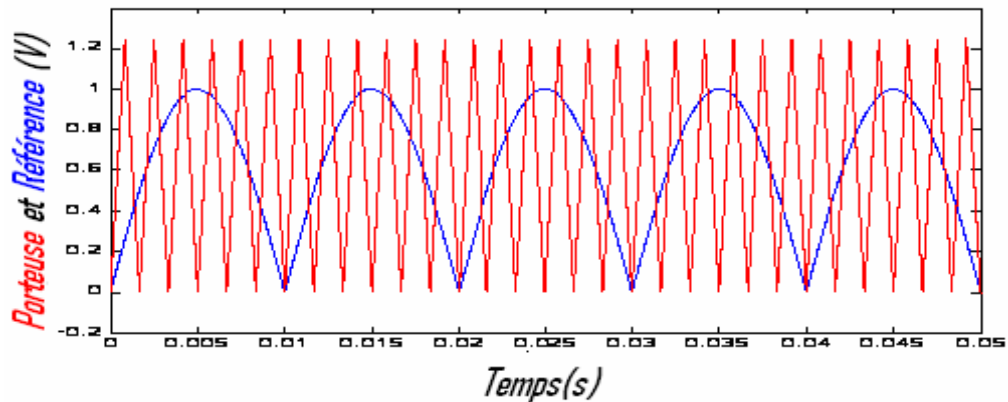
Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie.

Pour l'onduleur à trois niveaux, c'est la porteuse triangulaire unipolaire qui donne les meilleures performances de cette stratégie [TAL 05] [BER 95].

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale pour cet onduleur s'écrit :

$$\begin{aligned}
 (|V_{ref.K}| \leq U_p) &\Rightarrow F_{K1} = 1, F_{K2} = 0. \\
 (|V_{ref.K}| > U_p) &\Rightarrow .et.(V_{ref.K} > 0) \Rightarrow F_{K1} = F_{K2} = 1. \\
 (|V_{ref.K}| > U_p) &\Rightarrow .et.(V_{ref.K} < 0) \Rightarrow F_{K1} = F_{K2} = 0.
 \end{aligned}
 \tag{B.12}$$

La figure B.3 montre la porteuse unipolaire et la tension de référence de la première phase en valeur absolue pour $m = 12$ et $r = 0,8$. On a également donné les impulsions de commande des transistors du demi bras issus de la comparaison du signal de référence avec la porteuse.



ANNEXE B

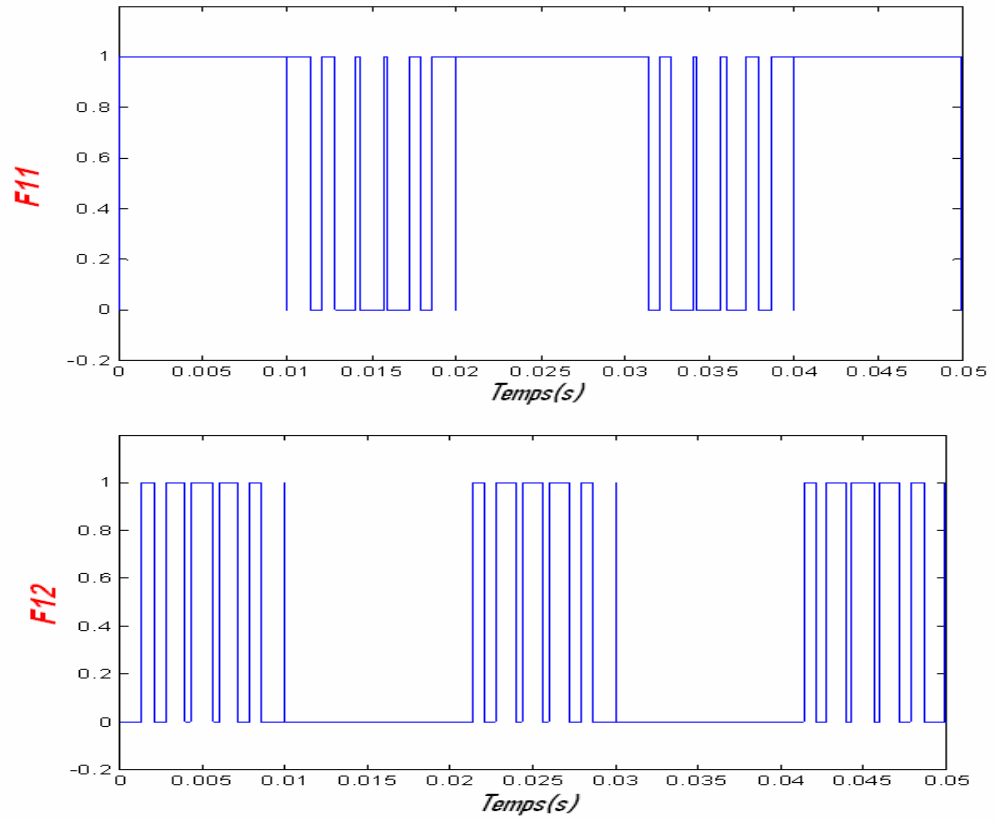


Fig. B.3 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, pour $m = 12$, $r = 0,8$.

Les ordres de commande obtenus lors d'une réalisation pratique sont donnés au Figure B.4.

[TAM 03]

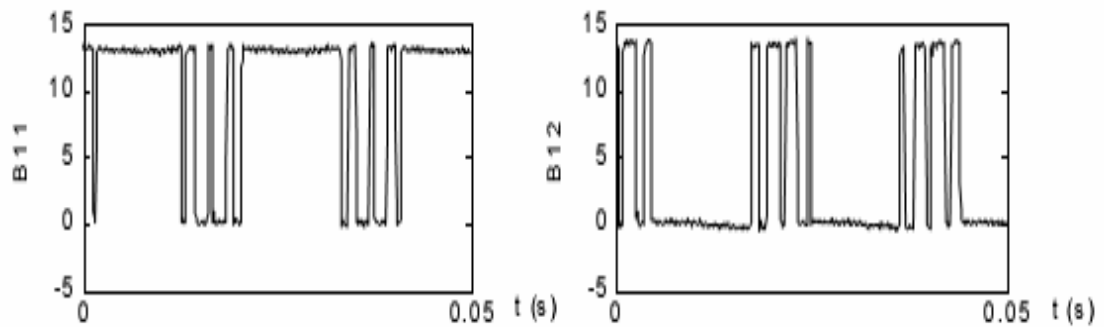


Fig. B.4 Les ordres de commande K_{11} et K_{12} [TAM 03].

ANNEXE B

B.3.1.2. RESULTATS DE SIMULATION

La figure B.5 montre la tension du bras et la tension de sortie de la première phase de l'onduleur pour $m = 12$ et $r = 0.8$.

On remarque que le nombre de commutations par période d'un interrupteur de l'onduleur est **2P**.

$$P = \frac{m}{2} - 1 \quad \text{Si } m \text{ est pair.}$$

$$P = \frac{m-1}{2} \quad \text{Si } m \text{ est impair.}$$

Dans notre cas : $m = 12$ donc $P = 5$.

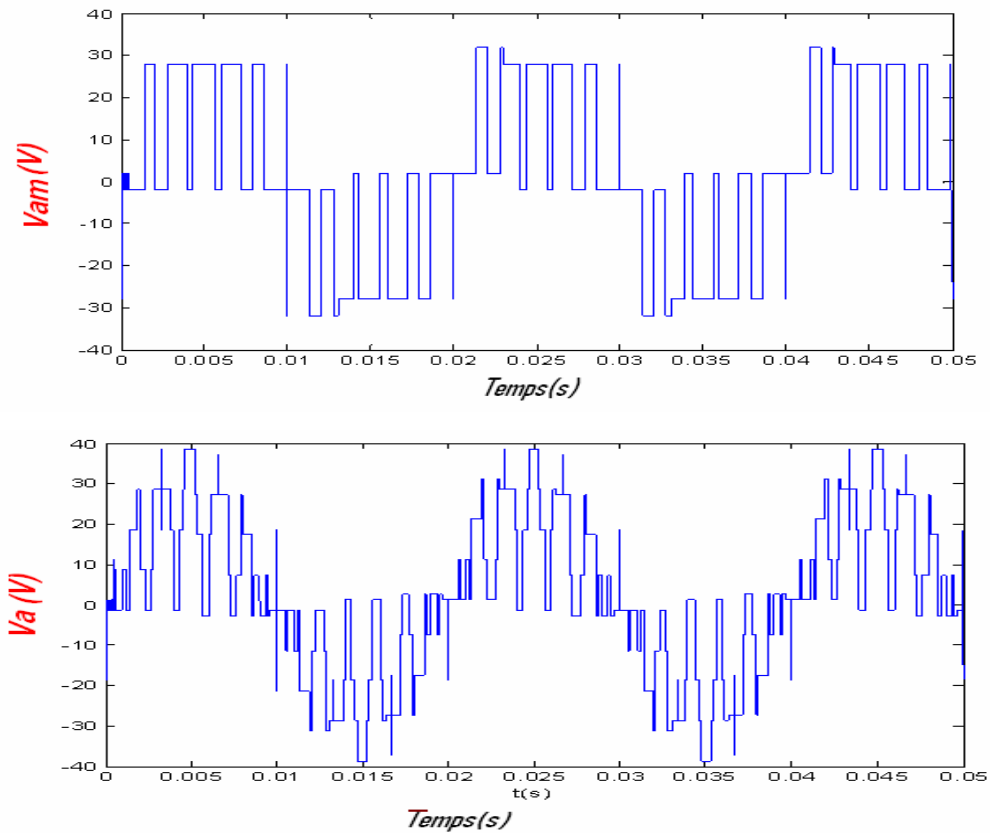


Fig. B.5 Tensions V_{am} et V_a pour $m = 12$, $r = 0.8$.

ANNEXE B

B.3.1.3 RESULTATS PRATIQUES

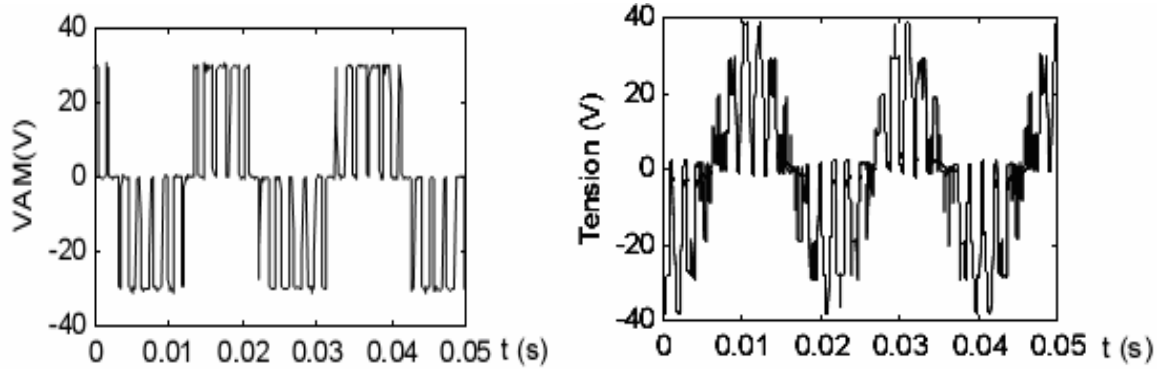


Fig. B.6 Tensions V_{am} et V_a (une porteuse) [TAM 03].

B.3.2 COMMANDE TRIANGULO - SINUSOÏDALE À DEUX PORTEUSES

B.3.2.1 PRINCIPE

Dans cette partie, on présente le cas de deux porteuses en dents de scie bipolaires. Les algorithmes de cette commande sont écrits comme suit :

- Détermination des signaux intermédiaires V_{K1} , V_{K0}

$$\begin{cases} (V_{refK} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{K0} = 0 \\ (V_{refK} < U_{p2}) \Rightarrow V_{K0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad \begin{cases} (V_{refK} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{K1} = \frac{E}{2} \\ (V_{refK} < U_{p1}) \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \quad (B.13)$$

- Détermination du signal V_{K2} et des ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{K2} = \frac{E}{2} \Rightarrow F_{K1} = 1, F_{K2} = 1 \\ V_{K2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow F_{K1} = 0, F_{K2} = 0 \\ V_{K2} = 0 \Rightarrow F_{K1} = 1, F_{K2} = 0 \end{cases} \quad \text{Avec :} \quad \begin{cases} V_{K2} = V_{K0} + V_{K1} \\ F_{K3} = \overline{F_{K2}} \\ F_{K4} = \overline{F_{K1}} \end{cases} \quad (B.14)$$

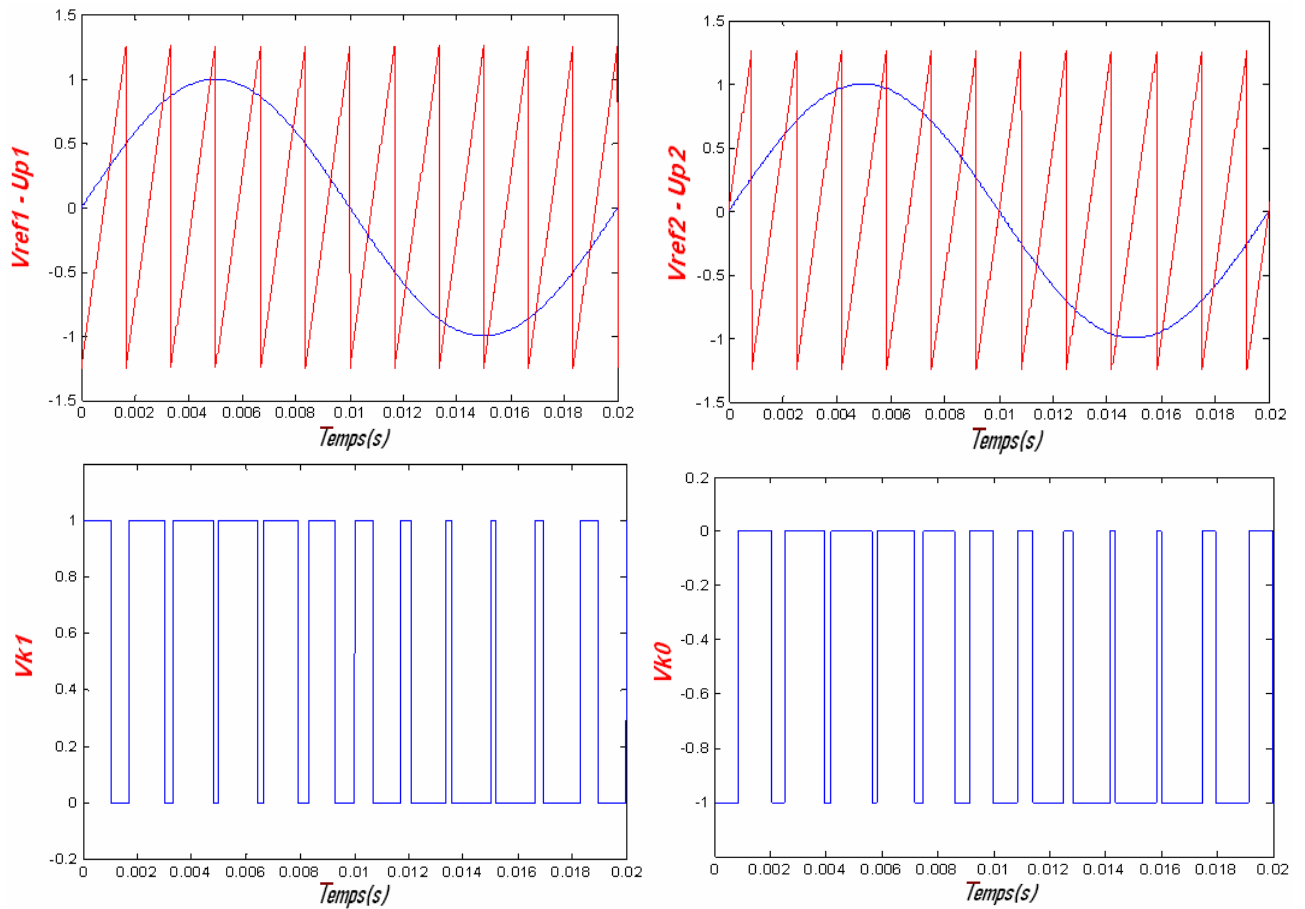


Fig. B.7 Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, pour $m = 12$, $r = 0,8$.

B.3.2.2 RESULTATS DE SIMULATION

La figure B.8 montre la tension V_{am} et la tension de sortie de la première phase de l'onduleur pour $m = 12$ et $r = 0.8$.

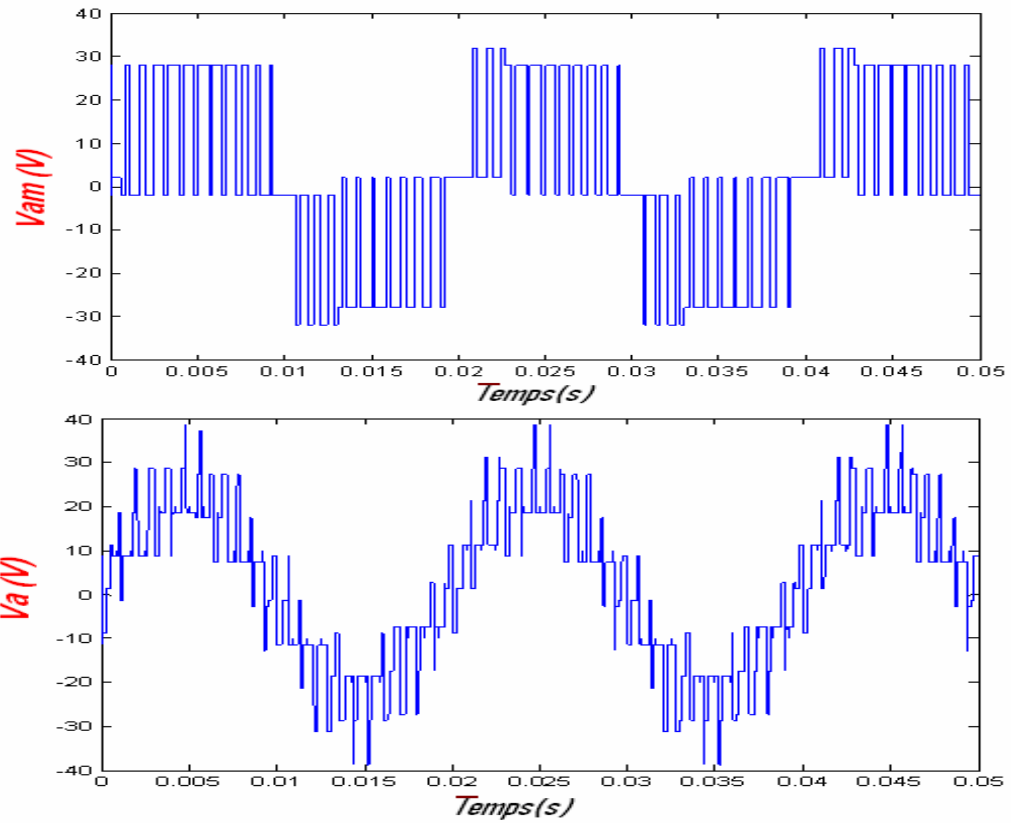


Fig. B.8 Tensions V_{am} et V_a pour $m = 12$, $r = 0.8$.

B.3.2.3 RESULTATS PRATIQUES

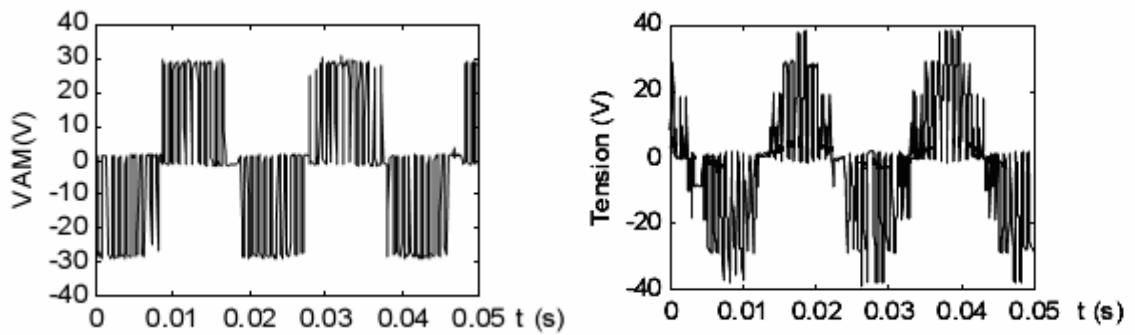


Fig. B.9 Tensions V_{am} et V_a (deux porteuses) [TAM 03].



B.3.3 MODULATION VECTORIELLE [MIC 02] [MUH 01] [BER 95]

B.3.3.1 PRINCIPE

La modulation vectorielle, utilise le fait que l'onduleur à trois niveaux est une association en série de deux onduleurs à deux niveaux. Cette stratégie peut utiliser aussi bien une ou deux porteuses, mais notre choix s'est porté sur l'algorithme utilisant deux porteuses bipolaires en dent de scie.

On définit à partir du vecteur de référence V_{Sref} , $V_{Sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$ deux nouveaux vecteurs de référence $V_{Sref.1}(K)$ et $V_{Sref.0}(K)$. Le vecteur de référence $V_{Sref.1}(K)$ (respectivement $V_{Sref.0}(K)$) est associé à l'onduleur à deux niveaux constitué du demi bras du haut (respectivement du bas) de l'onduleur à trois niveaux.

Les algorithmes de la commande vectorielle s'écrit :

- Détermination des nouveaux vecteurs de référence :

$$\begin{cases} V_{Sref.1}(K) = V_{Sref}(K) + V_o \\ V_{Sref.0}(K) = V_{Sref}(K) - V_o \end{cases} \quad (B.15)$$

Avec $K = 1, 2, 3$.

La tension V_o est donnée par l'expression ci-dessous :

$$V_o = -\frac{\{\max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref})\}}{2} \quad (B.16)$$

$$\begin{cases} V_{Sref.1}(K) \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}(K) = E/2 \\ V_{Sref.1}(K) < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}(K) = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{Sref.0}(K) \geq U_{p2} \Rightarrow V_{0M}(K) = 0 \\ V_{Sref.0}(K) < U_{p2} \Rightarrow V_{0M}(K) = -E/2 \end{cases} \quad (B.17)$$

U_{p1} et U_{p2} sont les deux porteuses en dents de scie.

- Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}(K)$ et $V_{0M}(K)$:
- Détermination du signal $V_{2M}(K)$ (l'image de la tension de sortie de l'onduleur) et des ordres de commande des interrupteurs :



$$V_{2M}(K) = \frac{E}{2} \Rightarrow F_{K1} = 1, F_{K2} = 1$$

$$V_{2M}(K) = -\frac{E}{2} \Rightarrow F_{K1} = 0, F_{K2} = 0$$

$$V_{2M}(K) = V_{1M}(K) + V_{0M}(K)$$

$$V_{2M}(K) = 0 \Rightarrow F_{K1} = 1, F_{K2} = 0$$

(B.18)

La figure B.10 présente le principe de cette stratégie pour un bras K de l'onduleur à trois niveaux.

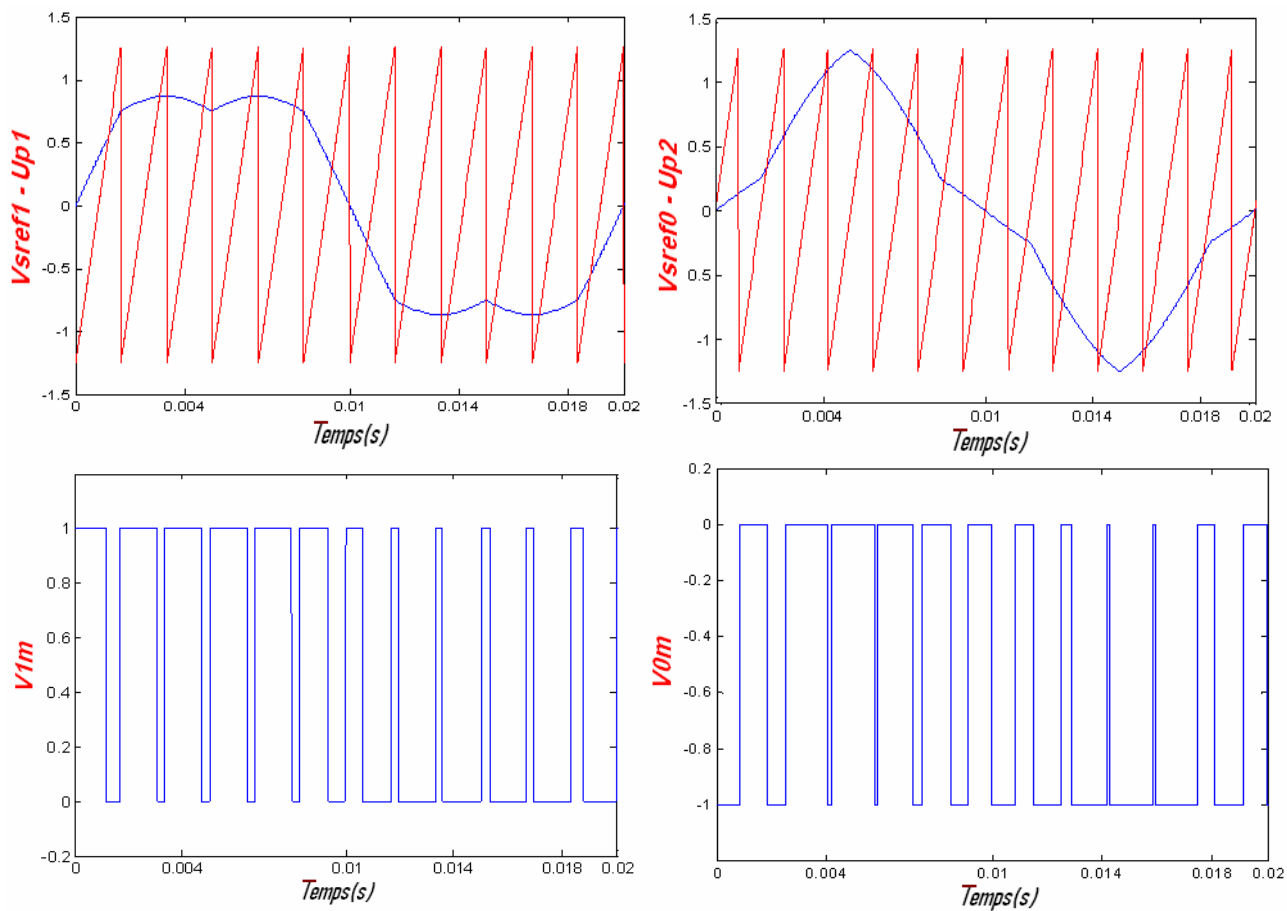


Fig. B.10 Principe de la modulation vectorielle pour $m = 12$ et $r = 0.8$.



B.3.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

La figure B.11 montrent le signal V_{am} et la tension de sortie de la première phase de l'onduleur pour $m = 12$ et $r = 0.8$.

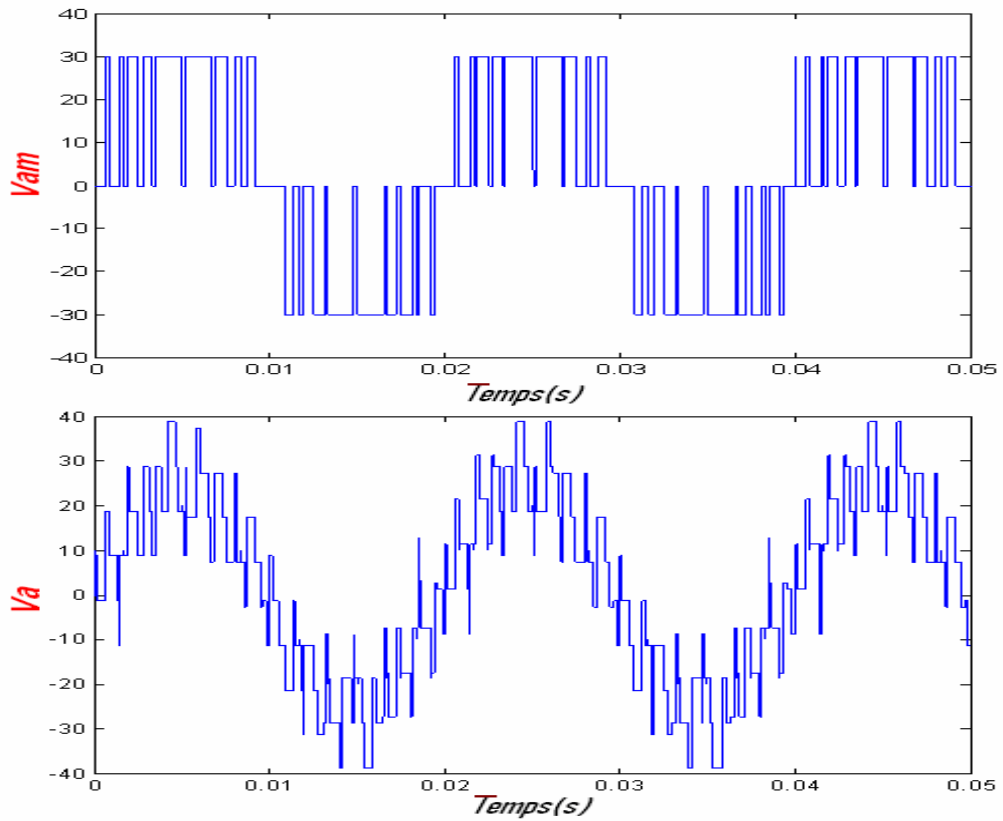


Fig. B.11 Tensions V_{am} et V_a pour $m = 12$, $r = 0.8$.

B.3.3.3 RESULTATS PRATIQUES

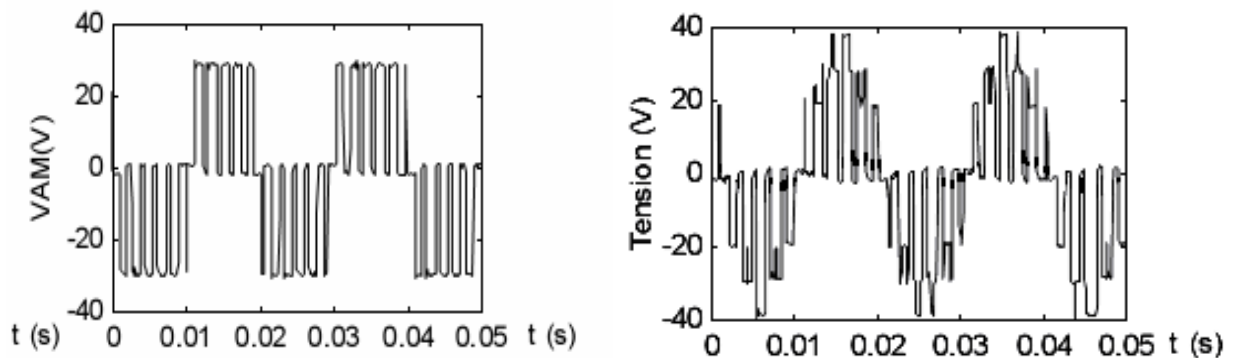


Fig. B.12 Tensions V_{am} et V_a (modulation vectorielle) [TAM 03].



B.4 LES DIFFERENTS BLOCS DE SIMULATION DES STRATEGIES DE COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX :

B.4.1 TENSIONS DE REFERENCES :

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé sont données au système d'équation (II.25).

On peut les représentées par le bloc suivant :

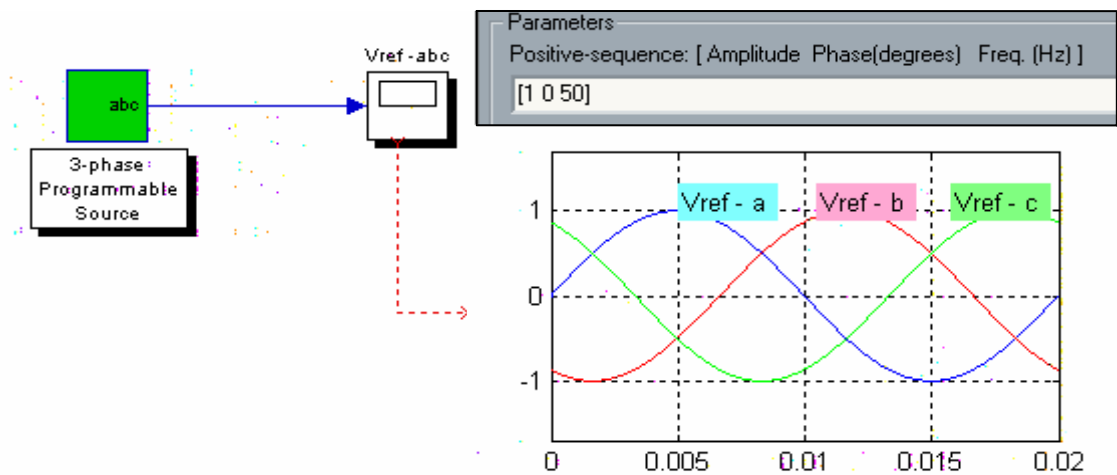


Fig. B.13 Bloc Tensions de référence.

B.4.2 COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE À UNE SEULE PORTEUSE :

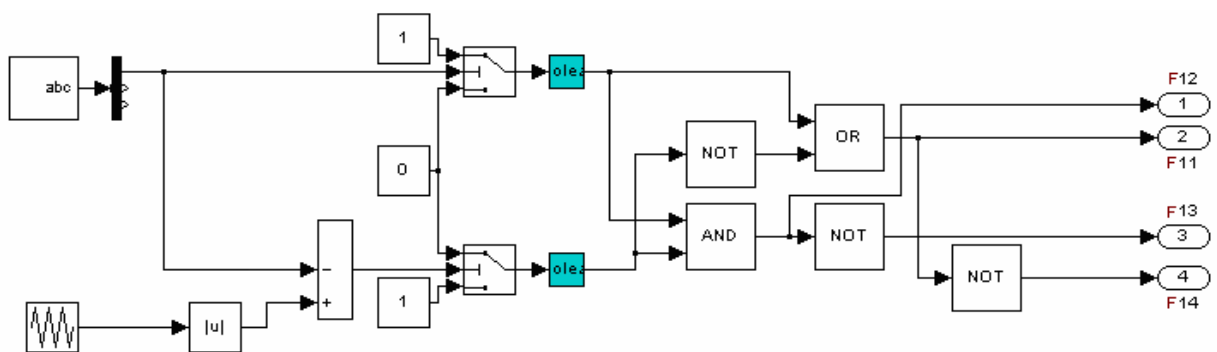


Fig. B.14 Bloc Commande à une seule porteuse.



B.4.3 COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE À DEUX PORTEUSES :

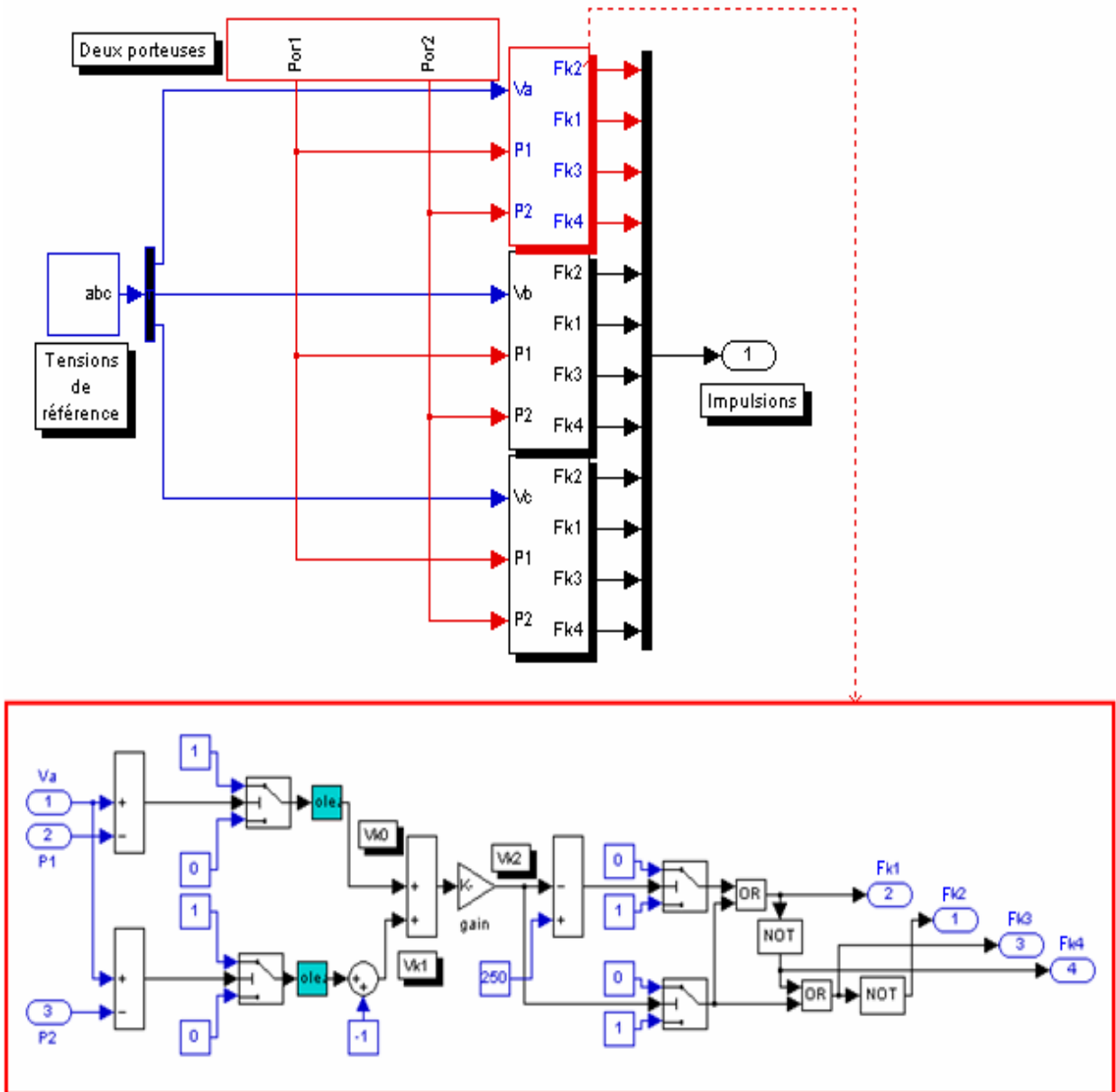


Fig. B.15 Bloc Commande à deux porteuses.



B.4.4 MODULATION VECTORIELLE :

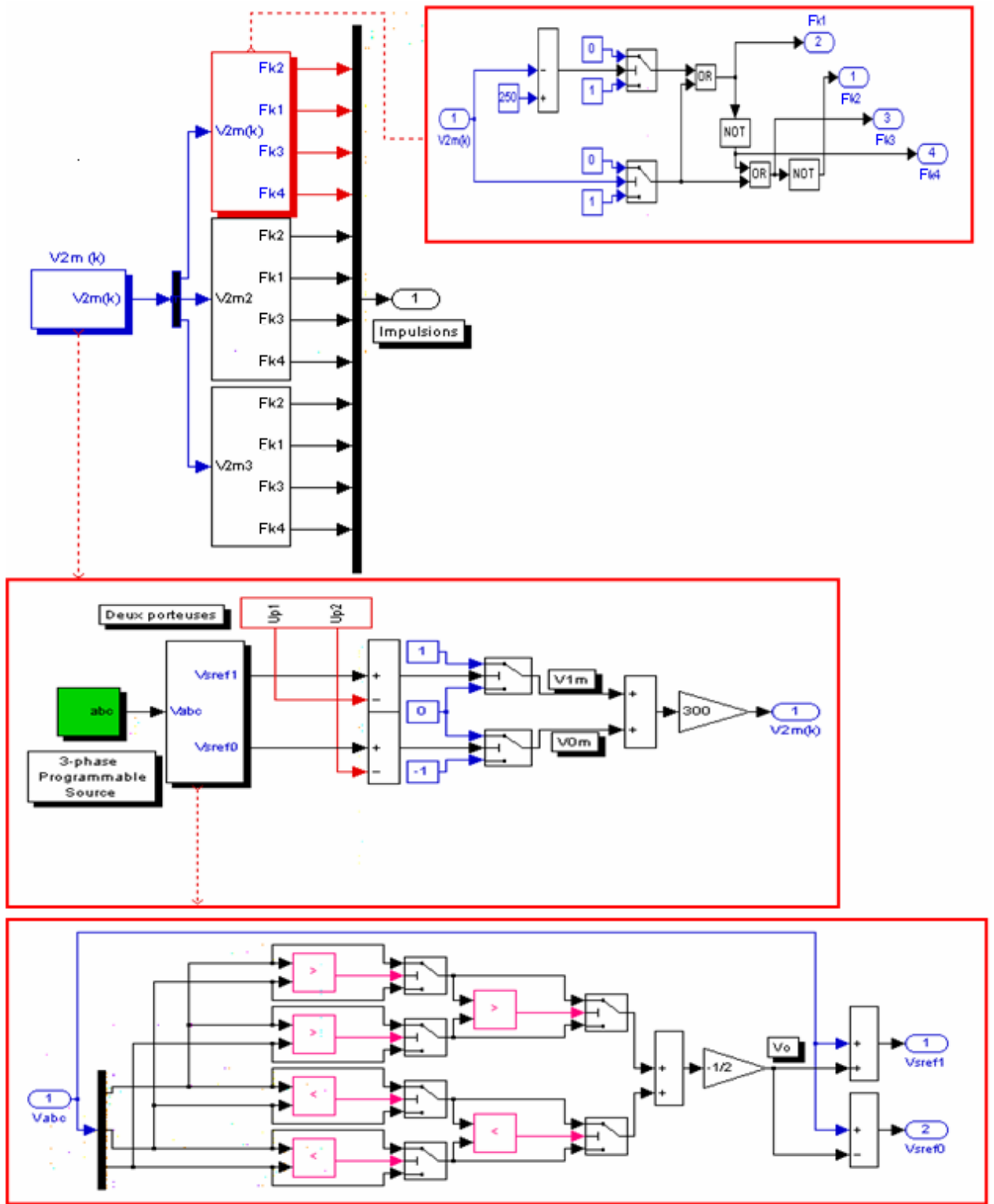


Fig. B.16 Bloc Modulation vectorielle.

C.1 STRUCTURE DES PRINCIPAUX BLOCS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux rotorique orienté du chapitre III, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation numérique du procédé.

Le schéma de l'ensemble est présenté en *Fig. III.2* dans le chapitre III

- o Découplage :

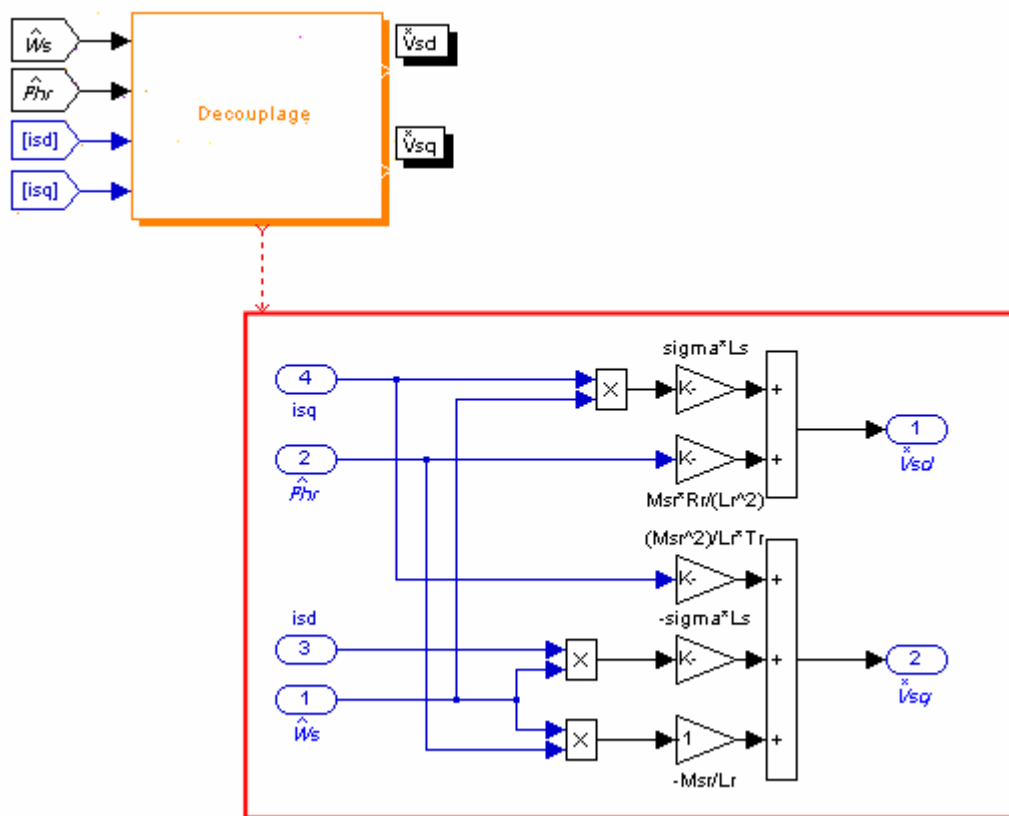


Fig. C.1 Bloc Découplage.

ANNEXE C

- Régulateur de Flux :

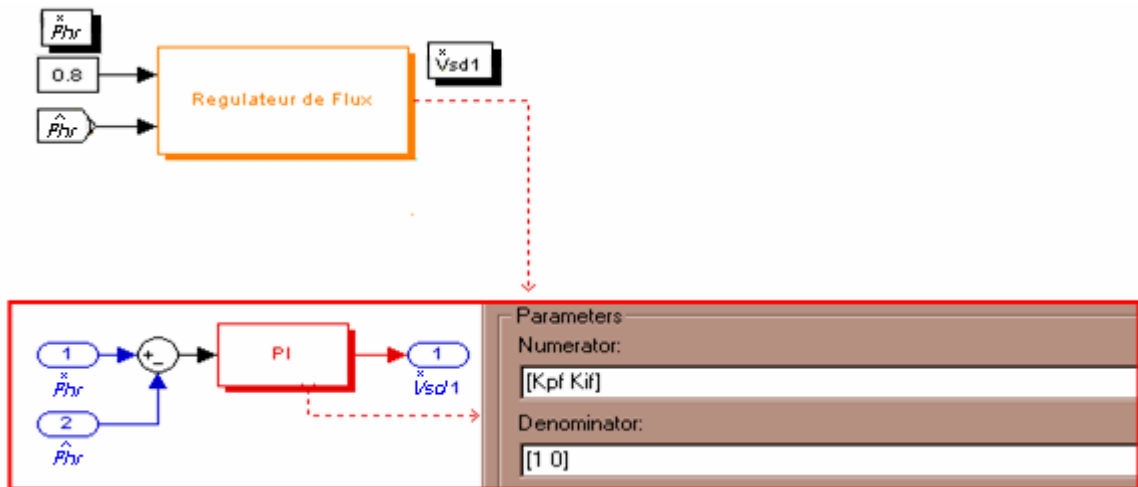


Fig. C.2 Bloc Régulateur de flux.

- Régulateur de Vitesse + Régulateur de Couple :

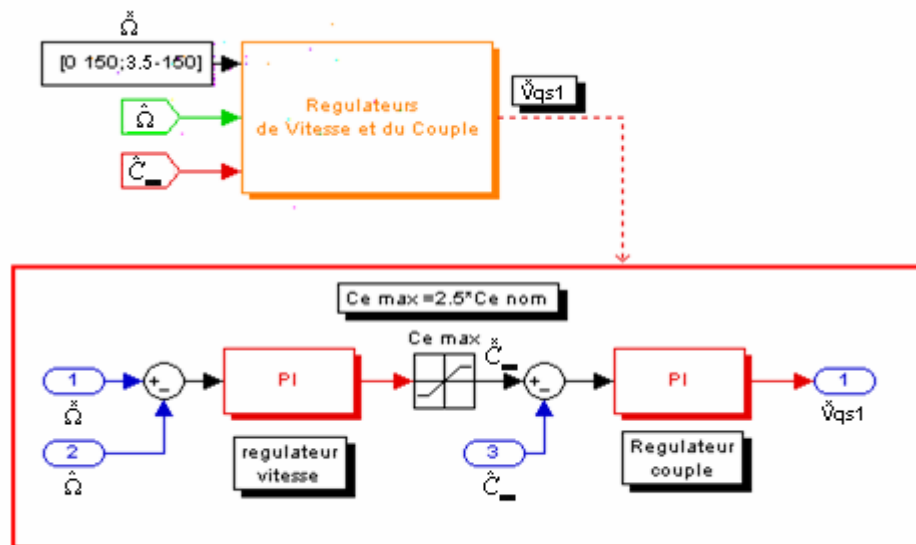


Fig. C.3 Bloc Régulateur de Vitesse + Régulateur de Couple.

- Paramètres des régulateurs : (ajustables)

Régulateur de flux			Régulateur de couple			Régulateur de vitesse			
ξ_F	K_{pF}	K_{iF}	τ_{rc} (5%)	K_{pc}	K_{ic}	ξ_v	ω_n	K_{pv}	K_{iv}
0.7	225	991	0.3 s	0.35	60.6	0.7	10	0.308	2.2

Tabl. C.1 Paramètres des régulateurs.

ANNEXE C

o Blocs Estimateurs :

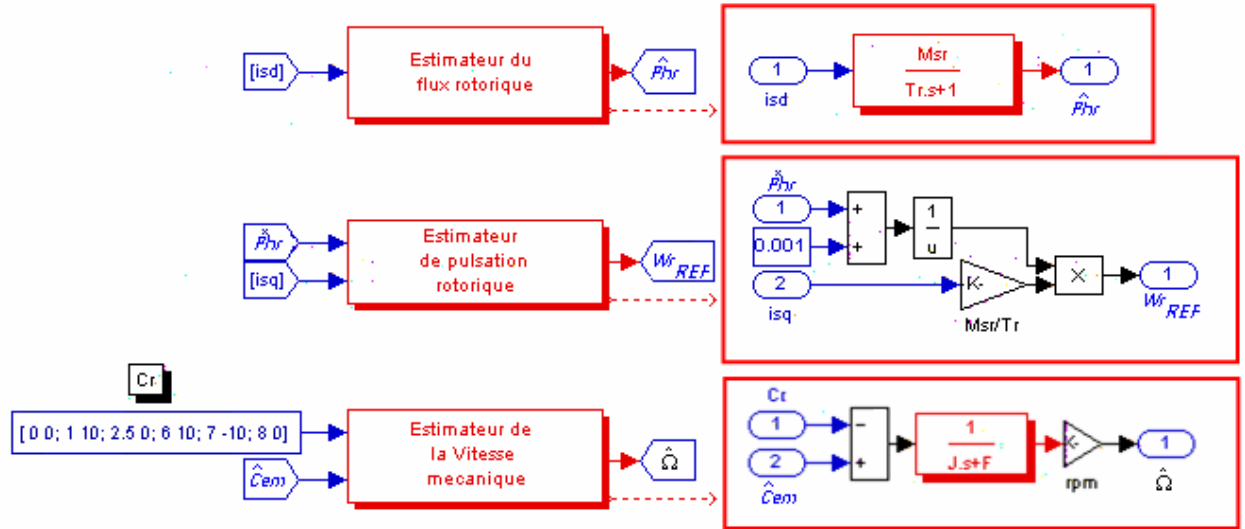


Fig. C.4 Blocs Estimateurs.

o Autopilotage :

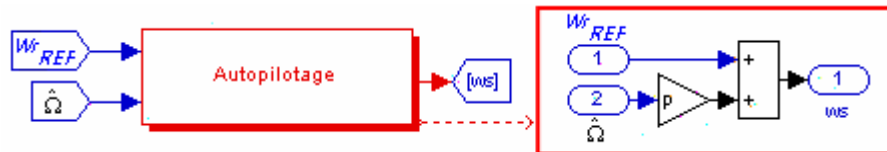


Fig. C.5 Bloc Autopilotage.

Le schéma de l'ensemble est donc donné comme :

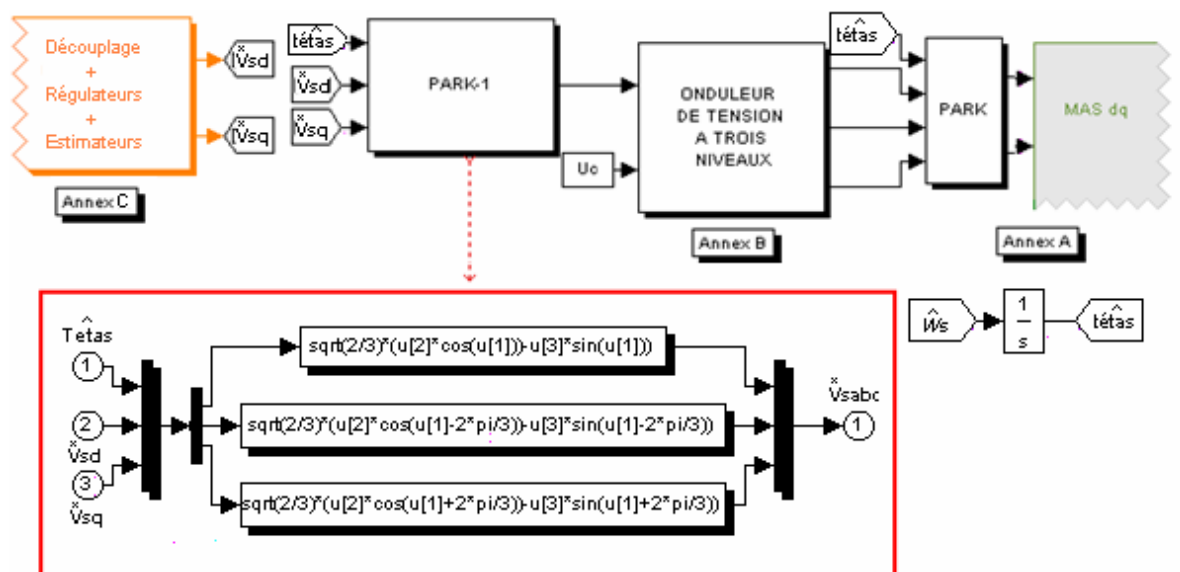


Fig. C.6 Schéma complet de l'IRFOC.

Travaux Scientifiques



TRAVAUX SCIENTIFIQUES

○ PUBLICATIONS INTERNATIONALES

[1] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA "High-Performance Intelligent Sensorless Control of Induction Machine Based Extended Luenberger and Kalman Filter Observers Using Fuzzy-PI Controller." International Review of Automatic Control (IREACO). Volume 01 Issue 01, 2008.

[2] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA. "A New Fuzzy Indirect Rotor Field Oriented Control Scheme Based Speed Sensorless Induction Machine Drive Feed Through an Ameliorate Three Level Voltage Inverter." International Journal of Applied Engineering Research (IJAER) on volume 3 pp. 359–368, 2008.

[3] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA " "A Fuzzy IRFOC Application Based Speed Sensorless Control of IM Using a speed and load Torque Observer." International Journal of Electronic and power Engineering (IJEPE), 2(3). 179 - 184, 2008.

[4] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA " A New SML Observer Implementation for Speed Sensorless Based Robust IRFOC IM drives." International Journal of Electronic and power Engineering (IJEPE), 2(4). 377 - 282, 2008.

[5] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA " Improved Intelligent Sensorless Control of IM Using EKF Observer and Fuzzy-PI Controller Based IRFOC Scheme." International Journal of Electronic and Electrical Engineering (IJEED) Issue 01, volume 01, 2009.

[6] Khalil NABTI, **Khoudir ABED**, Hocine BENALLA. "Sensorless Direct Torque Control of Induction Machine Using Luenberger Observer and Simplified Extended Kalman Filter". International Review of Automatic Control (IREACO). Volume 01 Issue 01, 2008.

[7] Khalil NABTI, **Khoudir ABED**, Hocine BENALLA. " Sensorless Direct Torque Control of Brushless AC Machine Using Luenberger observer." Journal of Theoretical and Applied Information Technology (JATIT). Volume 04 N° 08, pp 725-730. 2008.

[8] Khalil NABTI, **Khoudir ABED**, Hocine BENALLA. " Improved DTC relying on Hybrid Fuzzy-self tuning PI Regulator for the Permanent Magnet Synchronous Machine. " ICGST-ACSE Journal. Volume 8. Issue III. January 2009.

TRAVAUX SCIENTIFIQUES

[9] Khalil NABTI, **Khoudir ABED**, Hocine BENALLA. " Speed-Sensorless Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Improved by Fuzzy-PI Regulation." International Journal of Electrical Engineering (IJEE) Issue 01, volume 01, 2009.

○ COMMUNICATIONS NATIONALES

[10] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA. "Ameliorate Speed Sensorless Control of Induction Machine by a Three Level Voltage Inverter using Indirect Rotor Field Oriented Control Scheme." proceeding of ICES'06. pp.260-265. May 08-10, 2006, Oum El-Bouaghi, ALGERIA

[11] Khalil NABTI, **Khoudir ABED**, Hocine BENALLA. "Direct Torque Control System, for Permanent Magnet Synchronous Machine with Fuzzy Speed Pi Regulator", 1st Mediterranean Conference of Intelligent Systems and Automation (CISA'08). 2008. Université Badji Moukhtar, Annaba, ALGERIA,

[12] Mohamed Saleh JEBBAR, **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA. " Redresseur cascade de courant à trios niveaux – onduleur de tension à trois niveaux – application à la conduite de la machine triphasée." Conférence internationale sur l'électrotechnique et ses applications ICEEA'08, 20 et 21 Mai 2008. Université Djilali Liabes, Sidi Bel Abbès, ALGERIE

○ COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

[13] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA. "A Speed Sensorless Control for Triphase Induction Machine using Indirect Field-Oriented Control Scheme." Proceeding of IASTED International Conference on Applied Simulation and Modeling (ASM 2006), pp 522-057, June 26- 28, 2006. Rhodes, Greece.

[14] **Khoudir ABED**, Khalil NABTI, Hocine BENALLA "A Fuzzy IRFOC Application in Speed Sensorless Control of IM Feed Through an Ameliorate Three Level Voltage Inverter." Proceeding of IASTED International Conference on Applied Simulation and Modeling (ASM 2007), August 29, 31 2007. Palma De Mallorca, Spain.